Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

Projeto e Construção de um Conversor CC-CC Autônomo e Microcontrolado, que utiliza uma Técnica MPPT em Tempo Real para Colheita de Energia Ambiente Luminosa *Indoor* de Baixa Potência

Vinícius Lopes da Silva

2020

Vinícius Lopes da Silva

Projeto e Construção de um Conversor CC-CC Autônomo e Microcontrolado, que utiliza uma Técnica MPPT em Tempo Real para Colheita de Energia Ambiente Luminosa *Indoor* de Baixa Potência

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, parceria ampla entre o CEFET-MG e UFSJ como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves.

Coorientador Prof. Dr. Túlio Charles de Oliveira Carvalho.

Belo Horizonte

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG

2020

Folha de aprovação a ser anexada.

Dedico este trabalho e todas as minhas conquistas aos meus pais José Geraldo e Ângela Maria.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, por me conceder proteção, saúde, força e perseverança, e tantas outras graças alcançadas. E à Virgem Maria, pela intercessão junto à Deus e Nosso Senhor Jesus Cristo.

Agradeço ainda, aos meus pais, José Gerado e Ângela Maria, pelo apoio, incentivo, cuidado, amor e por ter me dado a família que tenho.

À minha namorada Beatriz, pela paciência, amor, incentivo, ajuda e sempre estar ao meu lado.

Aos meus irmãos, sobrinhos e cunhados pelo apoio incondicional.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Sandro T. M. Gonçalves, pela competência, paciência, incentivo e por dizer as palavras certas nos momentos de dificuldades, elas me incentivaram a continuar seguindo em frente.

Agradeço também, ao meu coorientador, Prof. Dr. Túlio C. O. Carvalho, pela disponibilidade, grande ajuda e por compartilhar seu conhecimento.

Ao CEFET-MG, pela ótima estrutura oferecida aos estudantes, possibilitando a concretização de projetos como este.

Aos colaboradores do CEFET, em especial aos técnicos de laboratório, pela disponibilidade e ajuda.

E finalmente, à CAPES e ao CEFET-MG, pelo suporte financeiro, tão necessário e útil.

A presente Dissertação tem por objetivo demonstrar o desenvolvimento e construção de um conversor CC-CC para colheita de energia ambiente luminosa *indoor*. O circuito desenvolvido possui a característica inovadora que permite aproveitar a energia luminosa artificial *indoor* de baixa potência. O conversor foi criado para trabalhar com tensão de entrada menor que 1 V e sem o uso de bateria auxiliar, ou seja, apenas a fonte de energia ambiente deve ser capaz de fornecer energia para ele e para a carga ligada em sua saída. Para alcançar esse objetivo diversos circuitos foram selecionados, sendo eles o *starter*, *flyback*, circuito bloqueio de tensão, UVLO e um oscilador astável. Ao longo do presente trabalho há um detalhamento de cada circuito escolhido bem como das razões que nortearam sua escolha. O conversor possui como diferencial um microcontrolador de ultra baixa potência, que possibilita a busca do ponto de máxima transferência de potência da fonte, em tempo real, utilizando uma técnica MPPT. Dessa maneira, é possível, em tempo real, ajustar o conversor CC-CC à pequenas variações da fonte luminosa para que sempre extraia a máxima potência. Tudo isso com baixo consumo de energia, permitindo a construção de um conversor CC-CC microcontrolado e autônomo.

Palavras-chave: Colheita de Energia, Energia Ambiente, Conversor CC-CC, Microcontrolador, MPPT.

The present Dissertation aims to demonstrate the development and construction of a DC-DC converter to harvesting energy ambient luminous indoor. The developed circuit it has the innovative characteristic that lets enjoy the low power indoor artificial light energy. The converter was created to work with input voltage less than 1 V and without the use of an auxiliary battery, that is, only the ambient power source must be able to supply power to it and to the connected load at its output. To achieve this objective, several circuits were selected, including the starter, flyback, voltage lock circuit, UVLO and an oscillator. Throughout this work there is a detail of each chosen circuit as well as the reasons that guided its choice. The converter has as differential an ultra-low power microcontroller, that allows the search of the point of maximum transfer of power of the source, in real time, using an MPPT technique. In this way, it is possible, in real time, to adjust the DC-DC converter to small variations in the light source so that it always extract the maximum power. All of this with low energy consumption, allowing the construction of a microcontrolled and autonomous DC-DC converter.

Key-words: Energy Harvesting, Ambient Energy, DC-DC Converter, Microcontroller, MPPT.

LISTA DE TABELAS **16**

LISTA DE FIGURAS **17**

LISTA DE ABREVIAÇÕES **20**

1. INTRODUÇÃO **21**

1.1 MOTIVAÇÃO 23

1.2 OBJETIVOS 23

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO 24

2. SISTEMAS PARA COLHEITA DE ENERGIA E SEUS COMPONENTES **25**

2.1 FONTES DE ENERGIA PARA SISTEMAS DE COLHEITA DE ENERGIA 25

2.1.1 Energia Termoelétrica *25*

2.1.2 Energia Bioeletroquímica *26*

2.1.3 Energia Eletromagnética – Espectro de Rádio Frequência *27*

2.1.4 Energia Vibratória *28*

2.1.5 Energia Fotovoltaica *29*

2.1.6 Conclusão Sobre as Fontes de Energia *30*

2.2 CIRCUITOS PARA COLHEITA DE ENERGIA NA LITERATURA 31

2.2.1 Conclusão Sobre Circuitos Para Colheita de Energia na Literatura *35*

2.3 CONVERSORES CC-CC 35

2.3.1 Conversor Buck (Abaixador) *37*

2.3.2 Conversor Boost (Elevador) *38*

2.3.3 Conversor Buck-Boost (Abaixador ou Elevador) *39*

2.3.4 Conversor Flyback *41*

2.3.5 Os Conversores CC-CC e o Casamento de Impedância *43*

2.4 TÉCNICAS MPPT 44

2.4.1 Método Hill Climbing *45*

2.4.2 Método Perturba e Observa (P&O) *46*

2.4.3 Método Condutância Incremental *47*

2.4.4 Método Casamento de Impedância *49*

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS 50

3. MICROCONTROLADOR 52

3.1 PRINCIPAIS FABRICANTES E SEUS MICROCONTROLADORES 52

3.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO MICROCONTROLADOR ADUCM3029 54

3.3 FUNÇÕES DO MICROCONTROLADOR E PLATAFORMA UTILIZADA NO SISTEMA CE 57

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS 59

4. DESCRIÇÃO, ANÁLISES E SIMULAÇÕES DOS CIRCUITOS 60

4.1 FONTE 60

4.1.1 Validação do Modelo de Fonte Criado para Simulação 62

4.2 FLYBACK 64

4.2.1 Expressões Matemáticas Para o Flyback em DCM 65

4.2.2 Avaliação das Perdas 69

4.2.2.1 Perdas por Condução 69

4.2.2.2 Perdas por Comutação 70

4.2.2.3 Perdas no Circuito de Controle 71

4.2.3 Escolha dos Componentes do Flyback 71

4.2.4 Avaliação do Flyback em Efetuar o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência 74

4.2.5 Análise do Flyback Através das Expressões Matemáticas e Simulações 77

4.3 CIRCUITO DE PARTIDA 80

4.3.1 Circuito de Bloqueio de Tensão 80

4.3.1.1 Descrição de Funcionamento 81

4.3.2 Circuito Starter 82

4.3.2.1 Características Construtivas do Starter e Simulações 86

4.3.3 Oscilador 88

4.3.3.1 Descrição de Funcionamento 89

4.3.3.2 Característica Construtiva do Oscilador e Teste em Simulação 91

4.3.4 Circuito Auxiliar UVLO 92

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS 95

5. CONSTRUÇÃO DO SISTEMA CE E RESULTADOS 97

5.1 ESQUEMA ELÉTRICO FINAL DO SISTEMA CE 97

5.2 COMPONENTES ADICIONAIS 99

5.3 ADEQUAÇÃO DA PLATAFORMA EVAL-ADICUP3029 AO SISTEMA CE 100

5.4 PROGRAMAÇÃO DO MCU 102
5.4.1 Configuração da CPU 105
5.4.2 Configuração do Timer e PWM 105
5.4.3 Configuração do ADC 107
5.4.4 Resultados Obtidos Com a Criação do Programa 108
5.5 TRANSFORMADORES DO CIRCUITO 110
5.5.1 Transformador do Flyback 110
5.5.2 Transformador do Starter 111
5.6 CONSTRUÇÃO DA PLACA ELETRÔNICA 112
5.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 114
5.7.1 Etapa 1 114
5.7.2 Etapa 2 117
5.7.3 Etapa 3 120
5.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS 122
6. CONCLUSÕES 124
6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS 125
REFERÊNCIAS 126

Tabela 2.1 – Comparação entre diferentes fontes de energia adaptado de [11]. 30
Tabela 2.2 – Expressões de impedância para cada tipo de conversor adaptado de [17] e [21]. 44
Tabela 3.1 – Comparação de MCUs de diferentes fabricantes [25] - [29]. 53
Tabela 3.2 – Fontes de *clocks* do MCU ADUCM3029. 55
Tabela 4.1 – Dados técnicos da célula fotovoltaica. 60
Tabela 4.2 – Tensão, corrente e potência fornecidas pela célula fotovoltaica para diferentes níveis de iluminância. 62
Tabela 4.3 – Expressões para cálculo das correntes Média, RMS e Máxima nos enrolamentos primário e secundário na condição de casamento de impedância. 69
Tabela 4.4 – Expressões matemáticas para cálculo das perdas por condução no conversor *flyback*. 70
Tabela 4.5 – Características elétricas do MOSFET FDV301N. 72
Tabela 4.6 – Características elétricas do diodo HSMS2820. 73
Tabela 4.7 – Parâmetros do transformador do *flyback*. 74
Tabela 4.8 – Valores de frequência de controle e nível de tensão aplicada na porta do MOSFET. 74
Tabela 4.9 – Parâmetros usados para geração da curva I-V através do *flyback*. 75
Tabela 4.10 – Parâmetros do *flyback* para análise das perdas. 77
Tabela 4.11 – Eficiência do *flyback* para as expressões matemáticas e simulação. 79
Tabela 4.12 – Valores dos componentes do *starter*. 87
Tabela 4.13 – Tensão de saída do *starter* em função do valor de carga ligada. 87
Tabela 4.14 – Componentes selecionados para o oscilador. 91
Tabela 4.15 – Configuração do circuito UVLO para o teste experimental. 94
Tabela 5.1 – Características elétricas do LDO. 99
Tabela 5.2 – Valores para ajuste dos *Timers*. 106
Tabela 5.3 – Consumo de corrente do MCU antes e depois da criação do programa. 109
Tabela 5.4 – Parâmetros do ferrite do núcleo. 111
Tabela 5.5 – Parâmetros do transformador do circuito *flyback* construído. 111
Tabela 5.6 – Parâmetros do transformador do circuito *starter* construído. 112
Tabela 5.7 – Resultados experimentais com e sem MPPT para carga de 13 $k\Omega$. 119

Figura 1.1 – Sistema CE para colheita de energia. 22
Figura 2.1 – Típico gerador termoelétrico e seu circuito equivalente apresentado em [3]. 26
Figura 2.2 – Modelo célula de combustível microbiana mostrado em [5]. 27
Figura 2.3 – Diagrama de blocos de uma *rectenna* adaptado de [7]. 28
Figura 2.4 – Circuito equivalente de um gerador piezoelétrico adaptado de [9]. 29
Figura 2.5 – Elementos de uma célula fotovoltaica adaptado de [10]. 29
Figura 2.6 – Conversor CC-CC *boost* proposto por [5]. 32
Figura 2.7 – Conversor CC-CC de dois estágios proposto por [6]. 33
Figura 2.8 – Conversor CC-CC *flyback* proposto por [9]. 34
Figura 2.9 – Conversor CC-CC *flyback* proposto por [17]. 34
Figura 2.10 – Circuito do conversor *buck*. 37
Figura 2.11 – Circuitos equivalentes do conversor *buck*. (A) Chave S fechada e (B) Chave S aberta. 38
Figura 2.12 – Circuito do conversor *boost*. 38
Figura 2.13 – Circuitos equivalentes do conversor *boost*. (A) Chave S fechada, (B) Chave S aberta. 39
Figura 2.14 – Circuito do conversor *buck-boost*. 40
Figura 2.15 – Circuito equivalente *buck-boost*. (A) Chave S aberta e (B) Chave S fechada. .. 41
Figura 2.16 – Circuito do conversor *flyback*. 41
Figura 2.17 – Etapas de funcionamento do conversor *flyback*. (A) Chave S fechada, (B) Chave S aberta e (C) Chave S aberta e diodo não conduzindo. 43
Figura 2.18 – Relação entre a potência entregue fonte e ciclo de trabalho adaptado de [23]. . 45
Figura 2.19 – Algoritmo do método Hill Climbing adaptado de [23]. 46
Figura 2.20 – Algoritmo do método Perturba e Observa adaptado de [23]. 47
Figura 2.21 – Curvas P-V de um painel fotovoltaico adaptado de [22]. 48
Figura 2.22 – Algoritmo do método Condutância Incremental adaptado de [24]. 49
Figura 2.23 – Exemplo de emulação da resistência de uma fonte utilizando um conversor CC-CC. 50
Figura 3.1 – Diagrama de blocos ADUCM3029 adaptado de [30]. 54
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do temporizador do ADUCM3039 adaptado de [30]. 57
Figura 3.3 – Exemplo da utilização do MCU no sistema CE. 58

Figura 3.4 – Plataforma de programação EVAL-ADICUP3029. 58
Figura 4.1 – Curvas características I-V da célula fotovoltaica obtidas em laboratório para diferentes níveis de iluminâncias. 61
Figura 4.2 – Ferramenta para o modelamento de fonte. 62
Figura 4.3 – Curva característica I-V fonte real e simulada para iluminância de 3500 Lux. 63
Figura 4.4 – Estrutura do conversor *flyback* com duas entradas de controle. 64
Figura 4.5 – Formas de onda do conversor *flyback* em DCM adaptado de [17]. 65
Figura 4.6 – Modo como o *flyback* é visto pela fonte. 67
Figura 4.7 – (a) Curva característica I-V da célula fotovoltaica gerada através do *flyback. (b)* Curva P-V e ponto de máxima potência da célula fotovoltaica. 76
Figura 4.8 – Relação entre eficiência do *flyback* e frequência do sinal de controle. 78
Figura 4.9 – Relação entre tensão de saída do *flyback* e frequência do sinal de controle. 78
Figura 4.10 – Relação entre tensão de saída do *flyback* e carga ligada. 80
Figura 4.11 – Circuito de bloqueio de tensão. 81
Figura 4.12 – Tensão de saída do circuito bloqueio de tensão em função da tensão vinda do *flyback*. 82
Figura 4.13 – Estrutura do Oscilador de Armstrong. 83
Figura 4.14 – Estrutura do circuito *starter* proposto por [7]. 84
Figura 4.15 – Estrutura do oscilador multivibrador astável utilizando MOSFET. 89
Figura 4.16 – Funcionamento do oscilador quando o MOSFET $M1$ não está conduzindo e o MOSFET $M2$ está conduzindo. 90
Figura 4.17 – Funcionamento do oscilador quando o MOSFET M1 está conduzindo e o MOSFET M2 não está conduzindo. 91
Figura 4.18 – Tensão de saída $V1$ do oscilador quando conectado ao circuito *starter* alimentado pelo modelo de fonte de 3500 Lux. 92
Figura 4.19 – Estrutura do circuito auxiliar UVLO adaptado de [34]. 93
Figura 4.20 – Tensão de entrada e saída do circuito auxiliar UVLO. 95
Figura 5.1 – Diagrama elétrico final do sistema CE. 98
Figura 5.2 – Esquema de ligação dos LEDs na plataforma EVAL-ADICUP3029 adaptado de [35]. 100
Figura 5.3 – Circuito de gravação e remoção dos resistores na plataforma EVAL-ADICUP3029. 101
Figura 5.4 – Remoção do circuito de gravação na plataforma EVAL-ADICUP3029. 102

Figura 5.5 – Fluxograma do programa criado. 104
Figura 5.6 – Etapas para configuração da CPU. 105
Figura 5.7 – Exemplo de seleção da fonte de *clock* dos *Timers*. 105
Figura 5.8 – Etapas para configuração dos *Timers* e PWM. 107
Figura 5.9 – Principais etapas para configuração do ADC. 108
Figura 5.10 – Tempo no modo ativo x tempo no modo de baixo consumo. 109
Figura 5.11 – Dimensões do circuito magnético selecionado. 110
Figura 5.12 – Transformador do *flyback* e *starter*. 112
Figura 5.13 – *Layout* final do sistema CE. 113
Figura 5.14 – Protótipo final do sistema CE. 113
Figura 5.15 – Tensão de entrada e saída do sistema CE para fonte controlada ajustada em 0,5 V. 115
Figura 5.16 – Tensão na saída do *starter* e na saída do *flyback* para fonte controlada ajustada em 0,5 V. 115
Figura 5.17 – Tensão de saída do LDO. 116
Figura 5.18 – Células solares ligadas em série. 117
Figura 5.19 – Tensões no sistema CE para fonte de energia ambiente. 118
Figura 5.20 – Tensão na carga com e sem aplicar o MPPT. 119
Figura 5.21 – Esquema de ligação de uma bateria ao protótipo. 120
Figura 5.22 – Tensão de saída do protótipo após a conexão de uma bateria. 121
Figura 5.23 – Tensão na carga e saída do *starter* após a auto inicialização com uma bateria conectada na saída do sistema CE. 122

ADC	*Analog-to-Digital Converter*
BJT	*Bipolar Juntion Transistors*
CC	Corrente Contínua
CE	Colheita de Energia
CMOS	*Complementary Metal Oxide Semiconductor*
CPU	*Central Process Unit*
DCM	*Discontinuous Conduction Mode*
DMA	*Direct Memory Access*
HC	*Hill Climbing*
HF	*High Frequency*
JFET	*Junction Field Efect Transistor*
LDO	*Low-Dropout Regulator*
MCU	Microcontrolador
CCM	Célula de Combustível Microbiana
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
MOSFET	*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors*
MSPS	*Million Samples Per Second*
OA	Oscilador de Armstrong
P&O	Perturba e Observa
PMP	Ponto de Máxima Potência
PWM	*Pulse-Width Modulation*
RF	*Radio-Frequency*
SRAM	*Static Random-Access Memory*
UHF	*Ultra-High Frequency*
USB	*Universal Serial Bus*
UVLO	*Undervoltage Lockout Circuit*

Capítulo 1

1. INTRODUÇÃO

A poluição ambiental e as mudanças climáticas globais são sérios problemas que vêm gerando uma crescente preocupação nos últimos anos. Dessa forma, fontes renováveis de energia estão em constante estudo e desenvolvimento para promover a redução do consumo de combustíveis fósseis na geração de energia, evitando assim maiores mudanças climáticas e minimizando o aquecimento global. Neste cenário, tecnologias capazes de extrair energia de fontes renováveis vem se mostrando necessárias e viáveis, sendo cada vez mais buscadas tanto no meio acadêmico quanto na indústria, surgindo assim o conceito "*Energy Harvesting*" ou Colheita de Energia (CE), que consiste na utilização de fontes de energia ambiente disponíveis. A função de um sistema CE é obter, converter, ajustar e controlar a energia fornecida por uma fonte presente no meio ambiente [1]. Existem diversas fontes de energia no ambiente, como a energia térmica, fotovoltaica, eletromagnética, entre outras. A energia coletada por um sistema CE pode ser utilizada tanto no carregamento de baterias quanto na alimentação de um dispositivo eletrônico de baixo consumo. Contudo, o surgimento de dispositivos eletrônicos de baixo consumo está associado ao constante desenvolvimento tecnológico, principalmente da microeletrônica.

Nos últimos anos, o avanço da microeletrônica possibilitou o surgimento de circuitos integrados cada vez menores e de baixo consumo de energia. Esses circuitos integrados permitiram a criação de equipamentos portáteis de baixo consumo. No entanto, a tecnologia para a alimentação destes equipamentos precisa evoluir. Sendo assim, um sistema CE pode ser utilizado para alimentar um dispositivo de baixo consumo, aumentar a autonomia de funcionamento do dispositivo, ou até mesmo eliminar a necessidade de bateria para alimentação. Estes fatos são de extrema relevância tanto do ponto de vista técnico quanto ambiental, uma vez que a quantidade de manutenção para a troca de baterias dos equipamentos de baixo consumo podem ser reduzidas gerando ainda uma diminuição ou eliminação do descarte de baterias no meio ambiente.

O sistema de CE pode funcionar de dois modos diferentes. No primeiro modo o sistema CE não possui bateria. Ele é capaz de auto inicializar e de fornecer energia à carga e também para o seu funcionamento, ou seja, é um sistema autônomo. Já no segundo modo ele fornece energia

à carga e ao carregamento de uma bateria auxiliar. A bateria é utilizada para armazenar a energia obtida pelo sistema CE e para alimentação da carga quando a energia colhida não é suficiente para suprir a demanda de energia pela carga. Assim, o sistema CE funciona como uma fonte de energia auxiliar, carregando a bateria do dispositivo eletrônico periodicamente, aumentando ainda a autonomia do dispositivo e reduzindo a quantidade de manutenção para a troca de baterias.

Normalmente o projeto de um sistema CE está diretamente atrelado ao tipo de fonte que ele será ligado e também ao tipo de carga que será alimentada. Isso porque, a baixa densidade de potência entregue pela fonte e o consumo elevado da carga podem fazer com que o sistema CE não funcione corretamente, sendo estes fatores agravantes para sistemas CEs autônomos que não utilizam bateria auxiliar.

Um sistema CE, de maneira geral, é formado por uma fonte de energia, um conversor CC-CC e um sistema de controle. O conversor CC-CC junto com o sistema de controle tem a função de elevar e controlar a tensão fornecida pela fonte de energia a níveis necessários para alimentação da carga.

Neste cenário o presente trabalho busca apresentar o estudo e construção de um sistema CE de baixa potência, autônomo, microcontrolado, utilizando componentes discretos de baixo custo e consumo, que possa ser utilizado na colheita de energia fotovoltaica *indoor*, que busque em tempo real o ponto de máxima transferência de potência da fonte e que otimize a eficiência da energia entregue a carga. A Figura 1.1 mostra os principais blocos do sistema CE que será demonstrado nesta Dissertação.

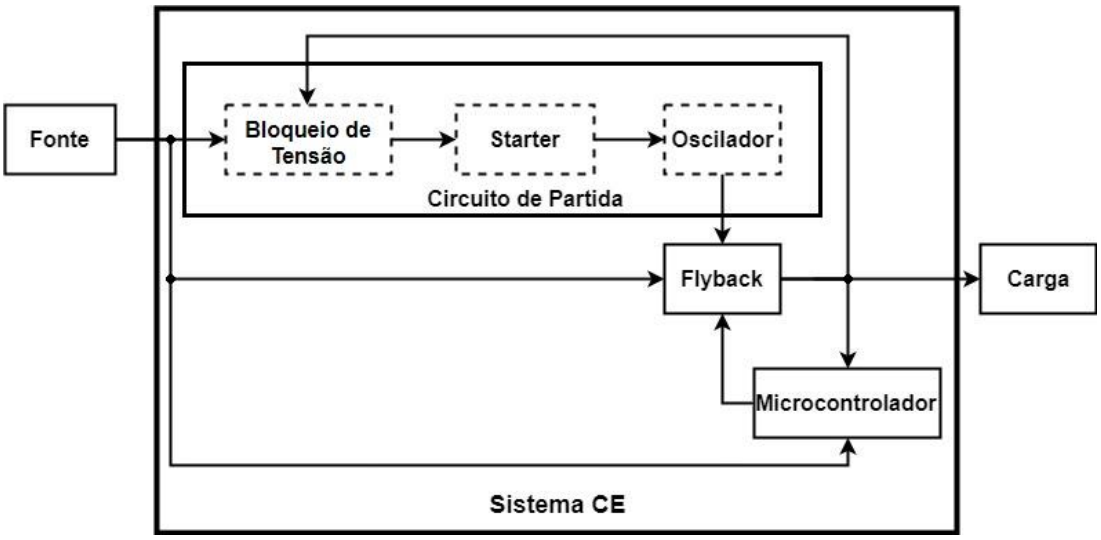


Figura 1.1 – Sistema CE para colheita de energia.

1.1 Motivação

A colheita de energia ambiente a partir de pequenas fontes tornou-se muito interessante para a comunidade desenvolvedora de equipamentos eletrônicos nos últimos anos. É por meio desse processo que pequenas quantidades de energias podem ser capturadas, coletadas e utilizadas por equipamentos eletrônicos de baixo consumo, permitindo que tarefas simples sejam executadas sem a necessidade de incorporar uma fonte de energia convencional ao projeto [2]. Porém, a energia fornecida pela maioria das fontes ambientes possui baixos níveis de tensões e potências, não sendo suficiente para carregar baterias ou alimentar equipamentos eletrônicos, mesmo que estes sejam de baixo consumo. Um exemplo é a energia luminosa *indoor* coletada por uma célula fotovoltaica. O nível de tensão na saída dessa célula pode atingir alguns milivolts dependendo da intensidade da luz. Com isso, se faz necessário o uso de um sistema capaz de capturar e condicionar a energia coletada a níveis necessários para carregar baterias ou alimentar equipamentos de baixo consumo.

Os sistemas CE surgem como alternativa para a alimentação de equipamentos eletrônicos de baixo consumo trazendo como benefício o aumento da autonomia do equipamento, ou até eliminando o uso de baterias. Todos esses fatos e avanços da microeletrônica que possibilitaram o surgimento de dispositivos que consomem cada vez menos energia mostram que os sistemas CE podem exercer papéis importantes no que tange a utilização de fontes de energias ambientes de baixas potências para a alimentação de equipamentos de baixo consumo.

1.2 Objetivos

O presente trabalho tem como objetivo demonstrar o projeto e construção de um conversor CC-CC de baixa potência, autônomo e microcontrolado para colheita de energia luminosa *indoor*. Além disso, o circuito criado deve possuir um microcontrolador de baixa potência como sistema de controle, permitindo dessa maneira o uso da técnica MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) para extrair o máximo de energia da fonte. Contudo, para atingir um bom resultado final várias etapas devem ser superadas. Essas etapas enumeradas abaixo, resumem a metodologia utilizada durante o desenvolvimento do trabalho.

1. Pesquisar e otimizar um circuito capaz de eliminar a necessidade do uso de bateria para a inicialização do conversor CC-CC.

2. Pesquisar os tipos de microcontroladores (MCUs) de baixo consumo disponíveis no mercado e escolher o MCU para fazer parte do sistema CE a ser desenvolvido.
3. Pesquisar os tipos de conversores CC-CC e as técnicas MPPT utilizadas.
4. Escolher, adaptar e otimizar o conversor CC-CC para trabalhar em conjunto com o MCU, o circuito de inicialização e os subcircuitos criados.
5. Validar o funcionamento do conversor CC-CC através de simulações.
6. Projetar o *layout* e construir o conversor CC-CC proposto.
7. Validar o circuito construído através de medições e alimentações de cargas reais.

1.3 Organização do Trabalho

O trabalho é dividido em 6 capítulos, incluindo o Capítulo 1 que apresenta uma breve introdução sobre o assunto, a motivação e o objetivo. O Capítulo 2 mostra diferentes fontes ambiente usadas na colheita de energia, algumas propostas de circuitos presentes na literatura e uma revisão bibliográfica dos principais conteúdos utilizados no desenvolvimento deste trabalho. O Capítulo 3 traz uma pesquisa dos microcontroladores de baixo consumo encontrados no mercado e a plataforma de programação usada no desenvolvimento do projeto. O Capítulo 4 aborda um estudo e análise dos principais circuitos do projeto, as simulações realizadas objetivando otimizar cada um deles e como foi feita a seleção dos componentes dos mesmos. O Capítulo 5 apresenta a construção do circuito elétrico final, a programação do microcontrolador e os resultados experimentais alcançados com a colheita de energia luminosa *indoor*. No Capítulo 6 são apresentadas a conclusão do trabalho, sinalizando sua relevância na colheita de energia luminosa *indoor* para alimentação de equipamentos eletrônicos de baixo consumo e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. SISTEMAS PARA COLHEITA DE ENERGIA E SEUS COMPONENTES

Este capítulo apresenta os principais tipos de fontes de energia utilizadas em sistemas CE. Também são apresentadas algumas propostas na literatura de conversores CC-CC utilizados em sistemas CE. Por fim é feito um estudo dos principais conversores CC-CC e das principais técnicas MPPTs para a busca da máxima transferência de potência em sistemas CE.

2.1 Fontes de Energia Para Sistemas de Colheita de Energia

Esta seção apresenta os principais tipos de fontes de energia que podem ser utilizadas em sistemas CE. O objetivo é mostrar as características de cada fonte e determinar a melhor opção para desenvolvimento deste trabalho.

2.1.1 Energia Termoelétrica

Um elemento termoelétrico converte energia térmica, na forma de diferenças térmicas, em energia elétrica, e vice-versa [3]. O processo físico envolvido é baseado no efeito *Seebeck*. Descoberto pelo físico alemão Thomas Johann Seebeck em 1821, o efeito *Seebeck* consiste na produção de uma força eletromotriz e, como consequência, no surgimento de uma corrente elétrica em um circuito de material composto por dois condutores diferentes quando duas junções são mantidas em diferentes temperaturas [4].

O elemento básico de um sistema para colheita de energia termoelétrica é o termopar. O termopar é composto por um material tipo n em série com um material tipo p. Quando uma diferença de temperatura é aplicada a esse tipo de material, o calor fluirá do lado mais quente para o mais frio. Neste processo a energia do calor aplicado permite que elétrons livres e lacunas se movam surgindo um fluxo de corrente caso o circuito esteja fechado [4].

Normalmente o material usado para a colheita de energia térmica é o telureto de bismuto dopado com p e n devido as suas características térmicas. Uma junção desse material gera cerca de 0,2 mV/K quando submetido a diferenças térmicas. Para elevar a tensão de saída em um dispositivo termoelétrico usado para colheita de energia, múltiplas junções de telureto de bismuto são ligados em série, como mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Típico gerador termoelétrico e seu circuito equivalente apresentado em [3].

2.1.2 Energia Bioeletroquímica

Geradores elétricos microbiais são sistemas bioeletroquímicos que usam o metabolismo de bactérias para produzir energia elétrica a partir da matéria orgânica [5].

A célula de combustível microbiana (CCM), mostrado na Figura 2.2, é o tipo mais comum de geradores elétricos microbiais. Basicamente as CCMs são formados por dois eletrodos. Um é o anodo que está em contato com a matéria orgânica e as bactérias, o segundo é o catodo que está em contato com o oxigênio. O anodo e catodo são separados por uma membrana de troca iônica. A medida que as bactérias consomem a matéria orgânica, moléculas complexas são quebradas, liberando assim elétrons e íons. Os elétrons vão em direção ao anodo e os íons em direção ao catodo através do eletrólito, gerando assim a energia elétrica. No cátodo, elétrons, íons e oxigênio reagem para formar água.[5] [6].

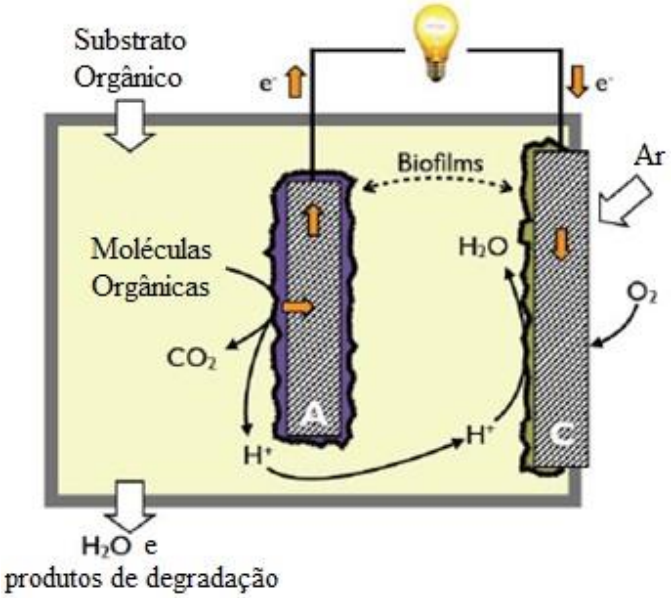


Figura 2.2 – Modelo célula de combustível microbiana mostrado em [5].

Uma semelhança entre os diferentes tipos de geradores elétricos é a baixa capacidade de fornecer energia. Geralmente um gerador com 1 litro de substrato é capaz de fornecer 1 mW de potência, com tensão de saída de 0,3 V [5].

2.1.3 Energia Eletromagnética – Espectro de Rádio Frequência

A *rectenna* ou antena retificadora é um dispositivo capaz de converter a energia presente em um sinal de rádio frequência (RF) em energia elétrica. A *rectenna* é formado pela associação de uma antena receptora e um circuito retificador. Normalmente este dispositivo opera com frequências na faixa de UHF ($f > 1\ GHz$) [7].

O princípio de funcionamento de uma *rectenna* é mostrado na Figura 2.3. Sob a forma de onda senoidal de alta frequência, a energia RF é capturada e através de um retificador formado por diodos, é transformada em contínua. O filtro HF (*High Frequency*) possui a função de efetuar o casamento de impedância entre a antena e o circuito de retificador e o filtro CC possui a função de filtrar a tensão de saída, atenuando os harmônicos de alta frequência presentes no sinal RF ou gerado pelo processo de retificação.

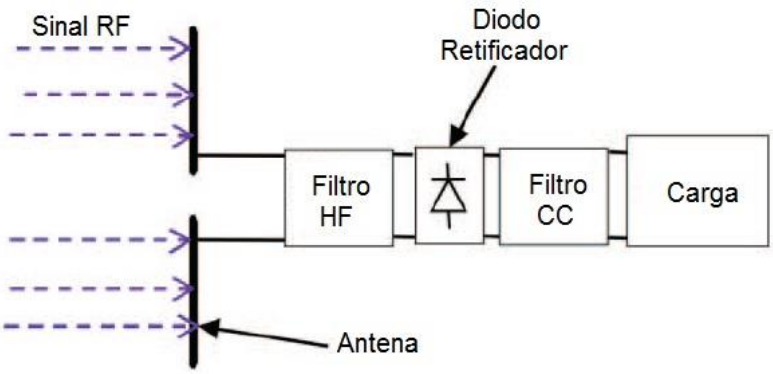


Figura 2.3 – Diagrama de blocos de uma *rectenna* adaptado de [7].

Em [7] é apresentado uma *rectenna* que, submetida a uma densidade de potência de 30 μW é capaz de fornecer uma tensão de circuito aberto de 0,3 V com potência de saída de 10 μW.

2.1.4 Energia Vibratória

As vibrações mecânicas estão presentes no ambiente e podem ser de diversas fontes como o movimento humano, vibrações sísmicas de baixa frequência e vibrações acústicas [8]. A energia mecânica gerada por essas vibrações pode ser convertida em energia elétrica através de um conversor, que converte energia mecânica em elétrica. O conversor piezoelétrico é um dispositivo capaz de converter energia mecânica vibratória em energia elétrica. Esses conversores são construídos com cristais capazes de gerarem energia elétrica quando submetidos a um estresse mecânico. Quando esse tipo de cristal está submetido a uma tensão mecânica (compressão ou expansão), surge um dipolo elétrico com cargas alinhadas, ficando o dipolo polarizado. Este efeito acaba gerando uma potência elétrica através do cristal, o que torna o piezoelétrico em um conversor de oscilação mecânica em elétrica. A energia gerado por esses conversores é oscilatória e, para que ela seja útil, é necessário um circuito eletrônico auxiliar capaz de retificar e regular a energia de saída da forma mais eficiente possível [8].

Os conversores piezoelétricos podem ser construídos para operarem em diversas frequências e potências. A Figura 2.4 mostra o esquema elétrico equivalente de um conversor piezoelétrico formado pelos componentes dentro da linha pontilhada na Figura 2.4 e seu circuito retificador proposto por [9]. O conversor piezoelétrico foi construído para operar na frequência de 47 Hz em conjunto com um conversor CC-CC responsável por efetuar o gerenciamento de energia do dispositivo.

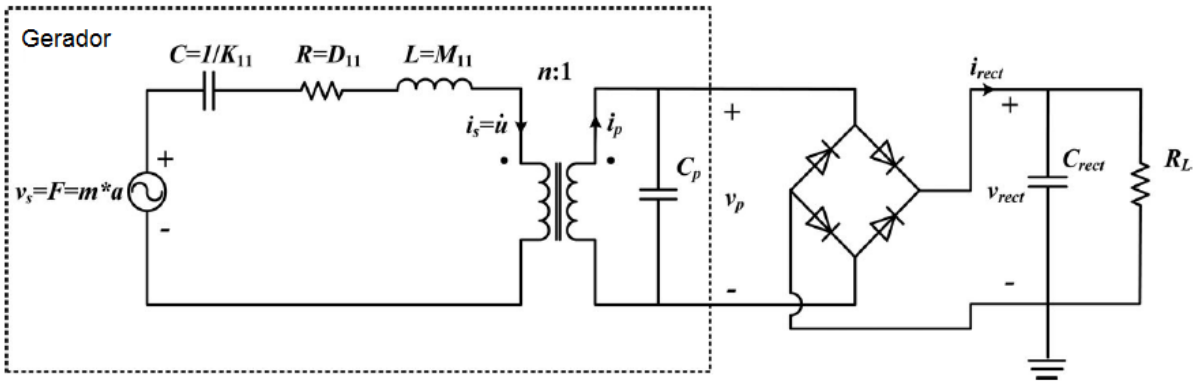


Figura 2.4 – Circuito equivalente de um gerador piezoelétrico adaptado de [9].

2.1.5 Energia Fotovoltaica

A energia luminosa está presente em quase todos os ambientes, sendo proveniente da luz do sol ou até mesmo produzida por luz artificial.

Um dispositivo semicondutor capaz de converter energia luminosa em elétrica é a célula fotovoltaica. A maioria das células fotovoltaicas são fabricadas a partir de silício, devido à redução nos custos de fabricação e ao crescente ganho de eficiência. Ao contrário das baterias e das células a combustível, as células solares não fazem reações químicas ou necessitam de combustíveis para produzir energia elétrica e, diferentemente dos geradores elétricos, não possuem partes móveis [10]. A Figura 2.5 mostra a composição de uma célula fotovoltaica.

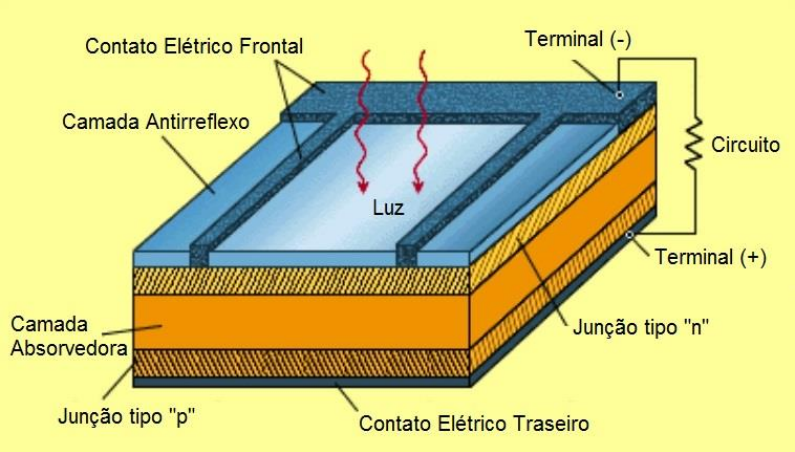


Figura 2.5 – Elementos de uma célula fotovoltaica adaptado de [10].

Os materiais usados para a construção das duas junções devem ser diferentes da camada absorvedora para que ocorra o surgimento de corrente elétrica. Quando a luz incide sobre a

célula fotovoltaica, os elétrons da camada absorvedora são excitados surgindo assim um campo elétrico entre as camadas de junção e uma diferença de potencial entre o contato frontal e traseiro [10].

As células fotovoltaicas policristalinas comuns possuem eficiência entre 16% e 17%, já as células monocristalinas padrão se aproximam dos 20% de eficiência [10]. A Tabela 2.1 mostra a comparação da densidade de potência da célula fotovoltaica com diferentes fontes de energia. Percebe-se que a densidade de potência da célula fotovoltaica tem ordem de grandeza de miliwatts o que a torna superior às demais. Embora os sistemas CE possam ser usados com diferentes fontes de energia, a energia fotovoltaica é a escolha ideal para alimentar equipamentos eletrônicos que consomem potência na ordem de alguns miliwatts.

Tecnologia de Colheita	**Densidade de Potência**
Célula Fotovoltaica (ao ar livre ao meio dia)	15 mW/cm^2
Piezoelétrico (Inseridos em sapatos)	330 $\mu W/cm^3$
Vibração (Pequeno forno de micro-ondas)	116 $\mu W/cm^3$
Termoelétrica (10º de gradiente)	40 $\mu W/cm^3$

Tabela 2.1 – Comparação entre diferentes fontes de energia adaptado de [11].

2.1.6 Conclusão Sobre as Fontes de Energia

Esta seção apresentou as principais fontes usadas para colheita de energia. Excluindo a energia fotovoltaica e a térmica, que necessitam apenas de uma célula fotovoltaica e um conversor termoelétrico para a conversão de energia, todas as outras fontes necessitam de circuitos mais elaborados para a conversão.

A célula microbiana apesar de aparentemente ter uma construção simples necessita de bactérias e compostos orgânicos. Além disso, na medida em que a energia é gerada, o material orgânico diminui e há geração de água e rejeitos, o que acaba se tornando uma desvantagem.

Uma grande vantagem da energia RF em relação às outras é alcançar qualquer local, além de estar disponível em qualquer hora do dia devido as centenas de equipamentos emissores de RF tais como torre de celulares, roteadores, bases de telefone sem fio, entre outros. Já sua desvantagem é o fato de necessitar de um circuito relativamente complexo, formado por antena, retificador e filtros, para capturar e converter a energia RF em elétrica.

Semelhante à energia RF, a energia na forma de vibrações necessita de retificador e filtros para a conversão em energia elétrica. Além disso, a energia vibratória necessita de vibrações

mecânicas e isto torna-se uma desvantagem, porque as vibrações não estão presentes em todos os ambientes.

Levando em consideração o que foi exposto, a energia fotovoltaica mostrou-se mais vantajosa. Ela possui maior densidade de potência disponível, dentre as fontes pesquisadas. Além disso, através da luz do sol ou da luz artificial, a energia fotovoltaica pode estar presente em vários períodos do dia, bastando que haja incidência de luz sobre a célula fotovoltaica para que a energia luminosa seja colhida e convertida em elétrica.

2.2 Circuitos para Colheita de Energia na Literatura

Existem dois tipos básicos de conversores CC-CC utilizados na colheita de energia: os conversores indutivos e os conversores de capacitores comutados [12]. Os conversores baseados em indutor podem funcionar com tensões de entrada muito baixas e alta eficiência. No entanto, a presença do indutor pode restringir seu uso em aplicações com restrição de tamanho, como por exemplo em circuitos integrados. Já os conversores de capacitores comutados são utilizados em aplicações onde o tamanho é uma restrição de suma importância.

Em [12] é apresentado um conversor CC-CC baseado em capacitores comutados. O conversor é construído em circuito integrado, não possui o auxílio de bateria e fornece tensão de saída de 1,4 V com eficiência de 58%.

Um conversor CC-CC reconfigurável baseado em capacitores comutados utilizado na colheita de energia fotovoltaica *indoor* é proposto em [13]. O conversor é construído em tecnologia CMOS de 0,18 μm. O conversor CC-CC foi construído com a proposta de otimizar e controlar a energia de uma célula fotovoltaica fornecida para a carga. Para isso ele possui um sistema de detecção que permite fornecer energia diretamente da célula para a carga, isso quando existe energia suficiente, permitindo também armazenar a energia excedente e utilizar a energia armazenada quando a célula não é capaz de fornecer energia. A tensão da célula é regulada em 1,5 V com o intuito de extrair a máxima potência, e a tensão entregue a carga é regulada em 0,9 V com eficiência máxima de 88%.

Em [14] é apresentado um conversor CC-CC construído em tecnologia CMOS de 0,18 μm usado para colheita de energia termoelétrica. O conversor proposto é baseado no conversor *boost* e possui um estágio de operação, ou seja, o sistema não possui um circuito auxiliar para partida, e mesmo assim é capaz de auto inicializar para tensões de entrada de 100 mV e fornece tensão de saída de 0,5 V com eficiência de até 83%.

Em [15] é construído um conversor CC-CC *boost* utilizando a tecnologia CMOS de 180 nm com rastreamento do ponto de máxima transferência de potência. O conversor proposto possui uma fonte de tensão auxiliar para inicialização e apresenta eficiência de 50% quando a potência disponível é de 2 μW, além de fornecer tensão de saída de 1 V a 2 V.

Em [5] é apresentado um conversor CC-CC *boost* usado na colheita de energia de geradores elétricos microbiais. A potência entregue pela fonte é de 10 mW com tensão de entrada de 0,3 V. O conversor possui um circuito auto oscilante que permite o seu funcionamento sem uso de bateria auxiliar, além de uma regulação analógica do ponto de máxima transferência de potência. A eficiência máxima do conversor foi de 74% com tensão de saída acima de 2 V. O Circuito proposto é mostrado na Figura 2.6.

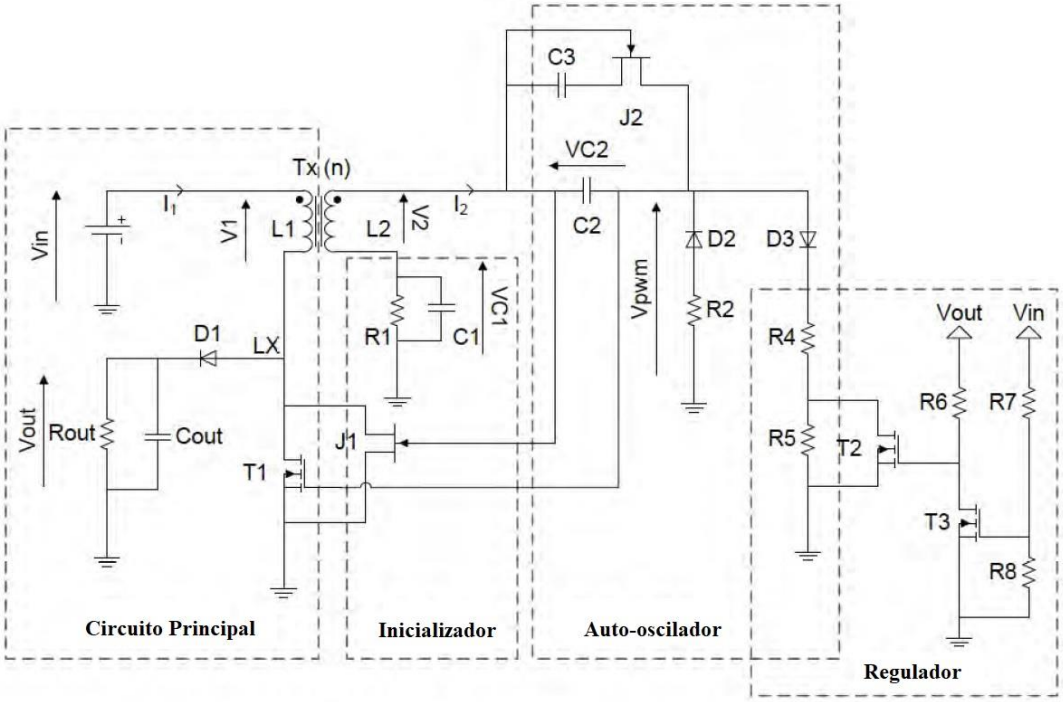


Figura 2.6 – Conversor CC-CC *boost* proposto por [5].

Outro conversor CC-CC usado na colheita de energia microbiana é apresentado em [6]. O conversor CC-CC possui dois estágios de funcionamento. O primeiro estágio é formado por um oscilador autônomo que permite o circuito auto inicializar para baixa tensão de entrada. O segundo estágio é formado por um conversor *buck-boost* convencional reverso controlável que é responsável por fornecer tensão positiva e controlável a carga. Este conversor apresentou taxa de aumento de 5,86 vezes para tensão de entrada de 475 mV, além de uma eficiência máxima

de 35% quando alimentando uma carga de 510 $k\Omega$. O circuito proposto é mostrado na Figura 2.7.

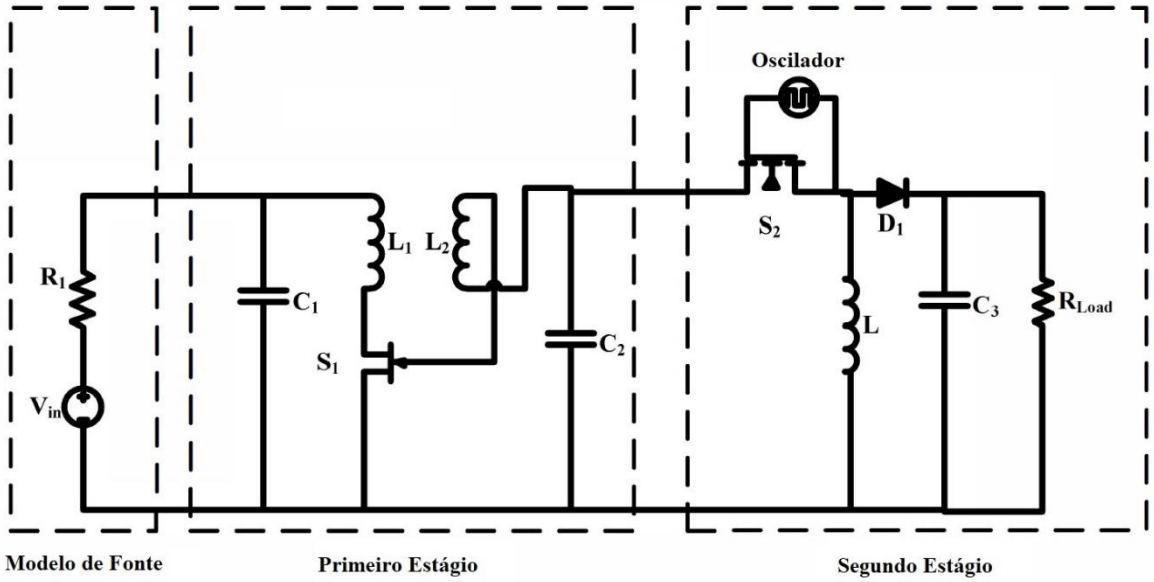


Figura 2.7 – Conversor CC-CC de dois estágios proposto por [6].

A proposta de utilizar a energia gerada pela agitação do celular com as mãos para recarregar sua bateria é apresentada em [16]. A fonte de energia é modelada com tensão de 0,5 V e frequência 2 kHz. Um retificador é usado para converter a energia fornecida pela fonte em tensão contínua e um conversor *boost* é usado para aumentar a tensão a níveis suficientes para recarregar uma bateria de 5 V. O circuito proposto utiliza a bateria do celular para alimentar o circuito responsável por gerar o sinal de controle do conversor *boost*, ou seja, ele não é capaz de auto inicializar.

Um conversor CC-CC para colheita de energia gerada por vibração é apresentado em [9]. O conversor é baseado no *flyback* operando em *Discontinuous Conduction Mode* (DCM). O *flyback* em conjunto com um MCU de baixo consumo são usados para o rastreamento do ponto de máxima potência (PMP). O conversor é projetado para operar com tensão de entrada ideal de 5 V e a energia colhida é armazenada em um supercapacitor. O conversor *flyback* proposto é mostrado na Figura 2.8.

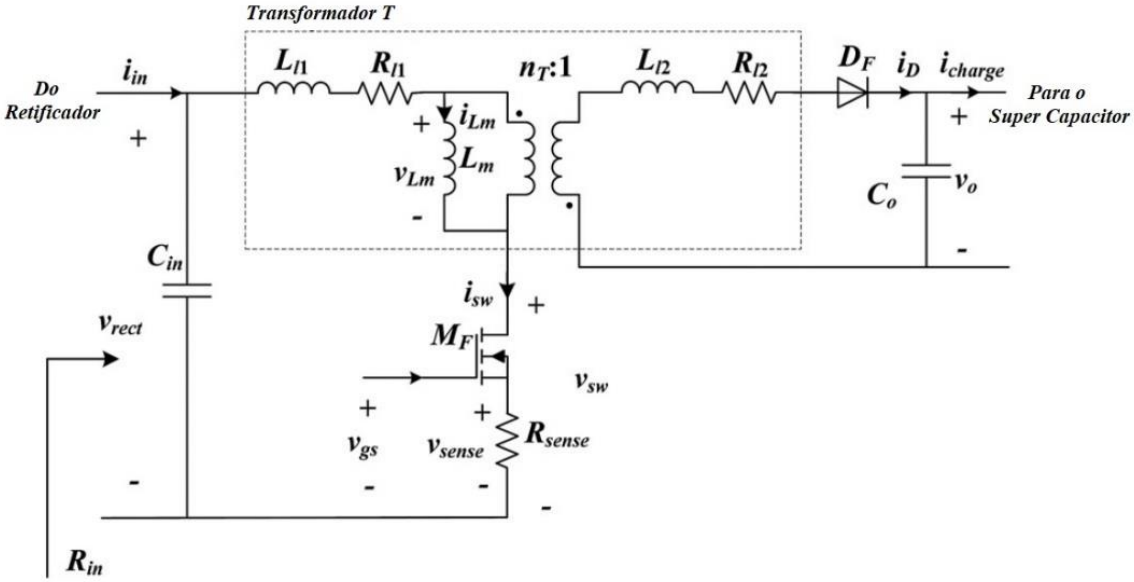


Figura 2.8 – Conversor CC-CC *flyback* proposto por [9].

Por fim, em [17] é apresentado um conversor CC-CC baseado no *flyback* para colheita de energia RF. O circuito possui um conversor ressonante de partida que garante a auto inicialização do sistema para tensões de 200 mV. O *flyback* opera em DCM e possui a função de entregar máxima potência de energia da fonte para a carga através do casamento de impedância. A Figura 2.9 mostra o sistema proposto por [17].

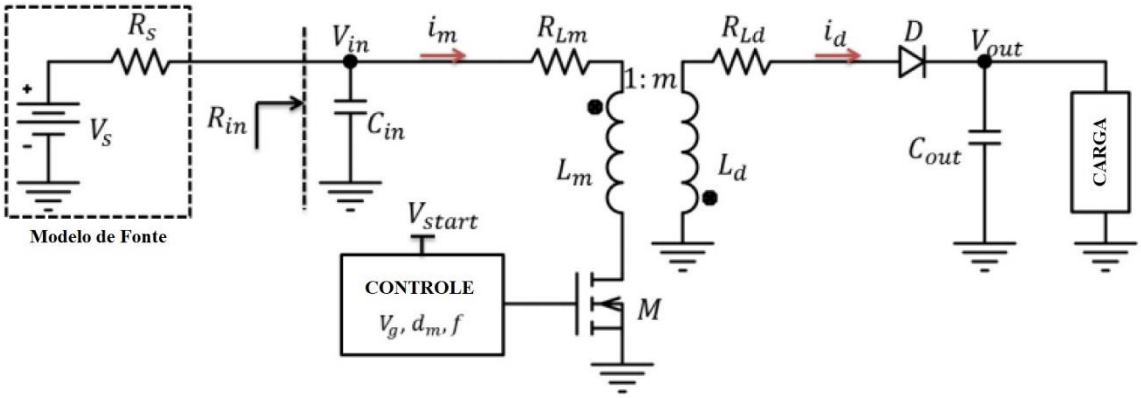


Figura 2.9 – Conversor CC-CC *flyback* proposto por [17].

2.2.1 Conclusão Sobre Circuitos Para Colheita de Energia na Literatura

A breve pesquisa mostrou diversos sistemas CE, para diferentes tipos de fontes de energias, podendo esses sistemas serem construídos com componentes discretos ou em circuitos integrados. A construção desses sistemas, em circuito integrado, exige equipamentos sofisticados que permitem a criação de componentes de tamanhos da ordem de micrômetro ou até nanômetro. Com isso, consegue-se a redução no consumo e a colheita de energia de fontes com densidade de potência cada vez menores. No entanto, o fato de colher energia de fontes com baixa densidade de potência não significa que o sistema CE será capaz de alimentar determinado equipamento eletrônico de baixo consumo. Em vários casos os sistemas CE são empregados como um circuito auxiliar para carregamento de bateria, e têm como propósito aumentar a autonomia do equipamento eletrônico.

Já os sistemas CE, utilizando os clássicos conversores CC-CC indutivos, conseguem boa eficiência e o emprego de técnicas de rastreamento do PMP. Existem diversas configurações que foram exploradas na elaboração desses sistemas e ficou claro sua grande dependência com o tipo de fonte de energia que ele será empregado. Isso se deve as baixas densidades de potências fornecidas pelas fontes, que acabam gerando dificuldades em se projetar o sistema.

Outro fator de destaque é a capacidade em se projetar sistemas CE autônomos com o objetivo de alimentar equipamentos eletrônicos de baixo consumo sem o auxílio de bateria. Esses sistemas podem ser autossustentáveis desde que a fonte de energia a ser coletada forneça energia suficiente para o funcionamento do sistema CE e este seja capaz de alimentar o equipamento eletrônico.

A construção de sistema CE utilizando circuito integrado foge da proposta deste trabalho logo, os conversores CC-CC clássicos tornam-se as opções mais adequadas no desenvolvimento de um sistema CE utilizando componentes discretos pois, além de apresentarem boa eficiência, permitem o emprego de técnicas na busca da máxima transferência de potência. Neste contexto, a próxima seção traz um estudo sobre os principais conversores CC-CC.

2.3 Conversores CC-CC

O uso dos conversores CC-CC se faz necessário em várias aplicações industriais a fim de converter uma fonte de tensão contínua fixa em uma fonte de tensão contínua variável. Um conversor CC-CC converte de maneira direta uma fonte de tensão CC não controlada em uma controlada. Os conversores CC-CC podem ser considerados o equivalente CC de um

transformador CA com uma relação de espiras varável. Análogo ao transformador, o conversor CC pode ser utilizado para elevar ou abaixar a tensão CC da fonte conectada ao mesmo [18].

A tensão média de saída varia quando se altera o tempo em que a saída do conversor CC fica ligada à entrada. A conversão CC pode ser obtida através da combinação de um capacitor, um indutor ou capacitor e indutor com um dispositivo que opere como chave em alta frequência. Os dispositivos utilizados como chave nos conversores CC-CC normalmente são os tiristores, BJTs (*bipolar juntion transistors* – transistores bipolares de junção) e os MOSFETs (*metal-oxide semiconductor field-effect transistors* – transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor). A técnica utilizada para o chaveamento dos conversores CC-CC é chamada de PWM (*pulse-width modulation* – modulação por largura de pulso) [19].

Existem vários arranjos de conversores CC-CC, podendo estes serem isolados ou não. Esses arranjos diferem entre si de acordo com o objetivo de aplicação do conversor, podendo este ser utilizado para elevar ou abaixar a tensão de entrada. Existem três arranjos básicos de conversores, o *buck*, *boost* e *buck-boost*, também conhecidos como conversores CC-CC não isolados. O conversor *buck* fornece tensão de saída menor ou igual a tensão de entrada, já o conversor *boost* fornece tensão de saída maior ou igual a tensão de entrada. E o conversor *buck-boost* combina as características dos conversores *buck* e *boost*, podendo fornecer tensão de saída mais alta, mais baixa ou igual a tensão de entrada [19].

Em diversas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada e para isso são utilizados os transformadores. Em algumas aplicações, o uso do transformador é necessário para não ocorrer, em certos níveis de tensão de entrada e saída, ciclo de trabalho muito estreito ou muito largo. O uso da isolação também pode implicar na necessidade de alteração do circuito do conversor, essa alteração é necessária para permitir ao transformador o seu funcionamento adequado, ou seja, para evitar que o núcleo magnético do mesmo sature [20]. Os conversores isolados mais conhecidos são o *flyback* (*buck-boost* isolado) e o *forward* (*buck* isolado). Esses dois conversores são idênticos aos conversores *buck-boost* e o *buck* respectivamente, se diferenciado pela presença do transformador e o rearranjo de alguns componentes.

Os conversores CC-CC podem operar em dois modos de condução: contínua e descontínua. No modo de condução contínua a corrente no indutor não se anula durante o chaveamento do conversor, já no modo descontínua a corrente no indutor se anula. O modo de condução é obtido através da escolha da frequência (f) e do ciclo de trabalho (d). O ciclo de trabalho é definido pelo tempo de condução da chave (S) e o período (T) do sinal, dado por $d = t/T$ [20].

2.3.1 Conversor *Buck* (Abaixador)

O conversor *buck* é usado para reduzir a tensão de saída de fontes de corrente contínua. O circuito do conversor *buck* é mostrado na Figura 2.10.

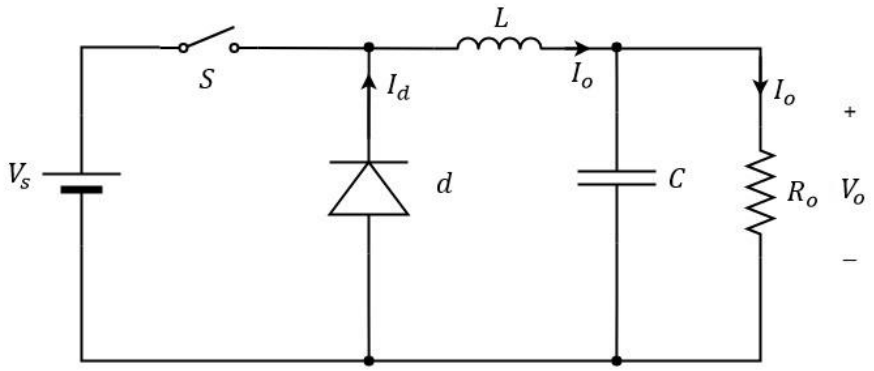


Figura 2.10 – Circuito do conversor *buck*.

Neste conversor a tensão da fonte V_s é comutada (ligada ou desligada) no circuito por um transistor, representado pela chave S que pode ser de efeito de campo ou bipolar. Esse transistor opera como uma chave analógica, comutando a tensão de entrada com uma frequência relativamente alta. O capacitor de saída do conversor funciona como filtro, permitindo assim que a tensão de saída V_o seja praticamente contínua. Com isso, a corrente que circula pela carga possui ondulação mínima.

Funcionamento:

- Considerando a chave fechada (transistor conduzindo), Figura 2.11 (A), o diodo d está cortado, a correte I_o aumenta e a energia da fonte é transferida para o indutor, capacitor e carga. O capacitor é carregado enquanto $I_o > V_o/R_o$.
- Com o desligamento da chave (transistor não conduzindo), Figura 2.11 (B), o diodo conduz, fazendo com que a corrente no indutor possa continuar fluindo. Com isso, a energia armazenada no indutor é enviada para a carga e para o capacitor. A corrente enviada para o capacitor fluirá enquanto o valor instantâneo da corrente fornecida pelo indutor for maior que a corrente da carga. Assim que a corrente instantânea fornecida pelo indutor for menor que da carga, o capacitor se descarrega, mantendo assim a corrente na carga constante.

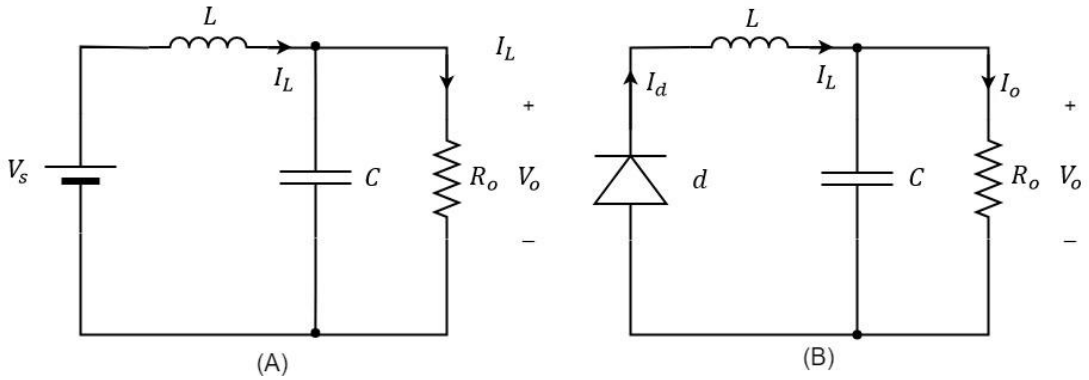


Figura 2.11 – Circuitos equivalentes do conversor *buck*. (A) Chave S fechada e (B) Chave S aberta.

2.3.2 Conversor *Boost* (Elevador)

Esse tipo de conversor CC é utilizado quando a tensão da fonte não possui amplitude suficiente para alimentar certos tipos de carga ou circuitos eletrônicos. Devido a isso, ele normalmente é utilizado em conjunto com uma fonte de baixa tensão a fim de elevar a tensão da fonte a níveis adequados. Neste tipo de conversor a tensão de saída pode assumir valores iguais ou maiores que a tensão da fonte [18]. O circuito do conversor *boost* é mostrado na Figura 2.12.

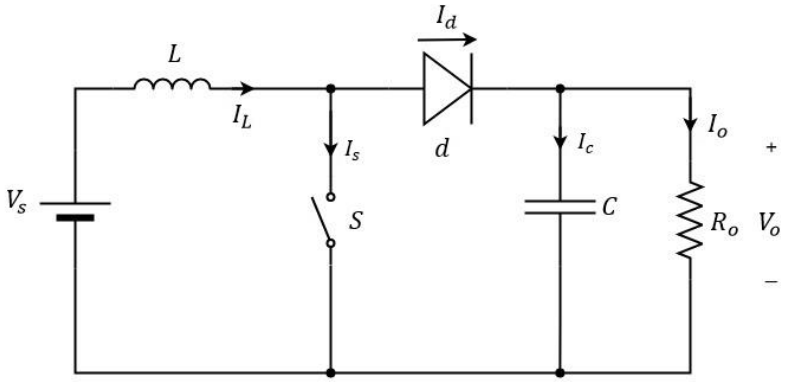


Figura 2.12 – Circuito do conversor *boost*.

Semelhante ao conversor *buck* a chave é comutada em alta frequência. Neste circuito o indutor L é usado para fornecer uma corrente linear à entrada. Na realidade, uma certa ondulação está presente na corrente de entrada. Essa ondulação pode ser desprezível quando a chave é comutada em alta frequência [18].

Funcionamento:

- Considerando a chave S inicialmente desligada. No instante em que a chave S é ligada, circuito equivalente mostrado na Figura 2.13 (A), o indutor é conectado à fonte, ficando polarizado com a tensão da fonte V_s. A corrente I_L no indutor passa a aumentar linearmente e o indutor a armazenar energia no campo magnético.
- Abrindo a chave, circuito equivalente mostrado na Figura 2.13 (B), o diodo fica polarizado diretamente, transferindo assim a energia armazenada para a carga e para o capacitor. A polaridade da tensão induzida em L mudará e se somará a tensão da fonte, com isso ocorre o aumento da tensão entregue à carga.
- Fechando-se a chave novamente, o diodo ficará inversamente polarizado. A energia armazenada no capacitor será transferida para a carga e o ciclo se repetirá.

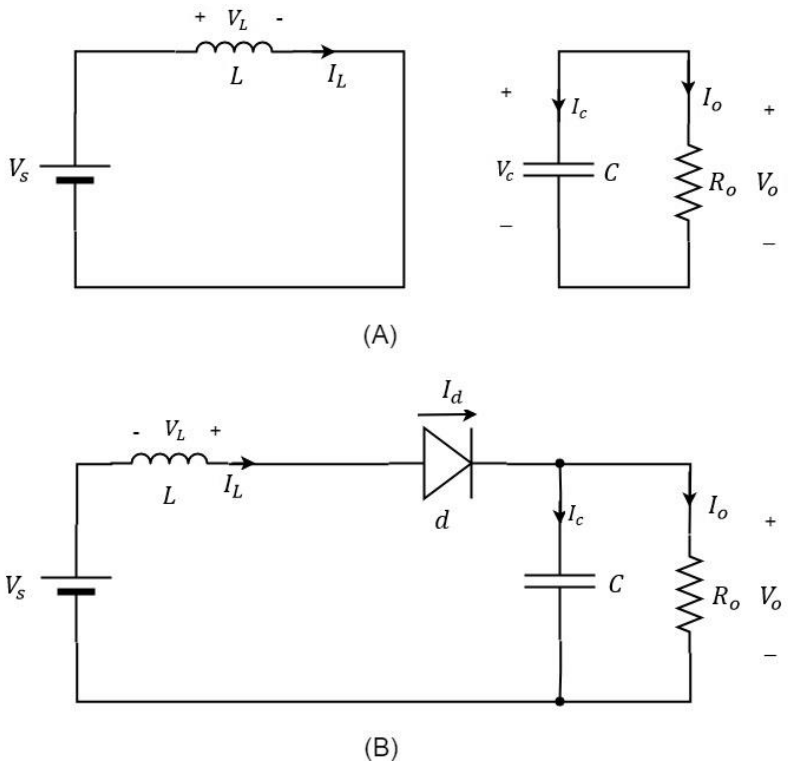


Figura 2.13 – Circuitos equivalentes do conversor *boost*. (A) Chave S fechada, (B) Chave S aberta.

2.3.3 Conversor *Buck-Boost* (Abaixador ou Elevador)

Possuindo os conceitos dos conversores abaixador e elevador, o conversor *buck-boost* pode ser usado para aumentar ou diminuir sua tensão de entrada. A polaridade da tensão de saída é

diferente da tensão de entrada [18]. O circuito do conversor *buck-boost* é mostrado na Figura 2.14.

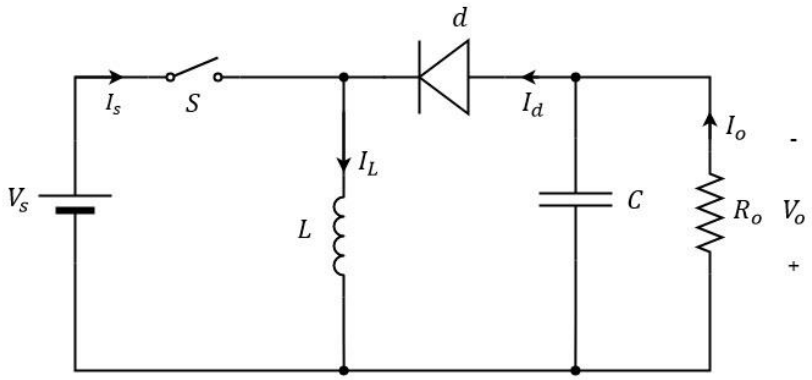


Figura 2.14 – Circuito do conversor *buck-boost*.

Funcionamento:

- Enquanto a chave S estiver ligada, circuito equivalente mostrado na Figura 2.15 (A), o diodo d ficará inversamente polarizado e a sua corrente I_d nula. O indutor ficará polarizado com a tensão da fonte e a corrente I_L aumentará gradualmente.
- Quando a chave S for desligada, circuito equivalente mostrado na Figura 2.6 (B), a corrente no indutor não irá variar de imediato. Com isso, o diodo ficará polarizado diretamente, transferindo a energia armazenada em L para o capacitor e a carga. A tensão na carga se tornará igual a tensão induzida no indutor.
- A corrente fornecida por L cairá até que a chave S feche novamente, iniciando-se assim um novo ciclo.

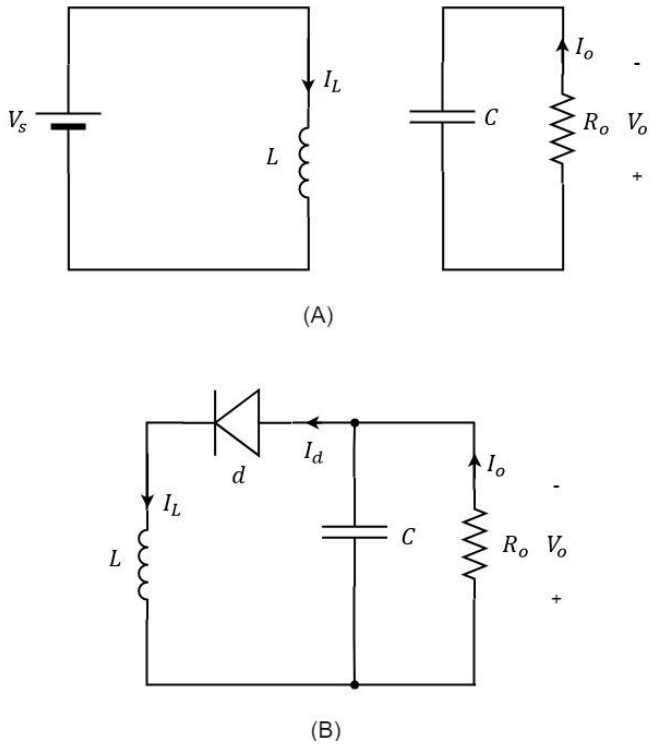


Figura 2.15 – Circuito equivalente *buck-boost*. (A) Chave S aberta e (B) Chave S fechada.

2.3.4 Conversor *Flyback*

O conversor *flyback* é derivado do conversor *buck-boost* através da substituição do indutor por um transformador. A presença do transformador permite que a saída esteja eletricamente isolada da entrada. O funcionamento do *flyback* é parecido com o *buck-boost* e também possibilita que a tensão de saída seja maior ou menor que a entrada, com a vantagem de não inverter a tensão de saída em relação a entrada [9]. O circuito do conversor *flyback* é mostrado na Figura 2.16.

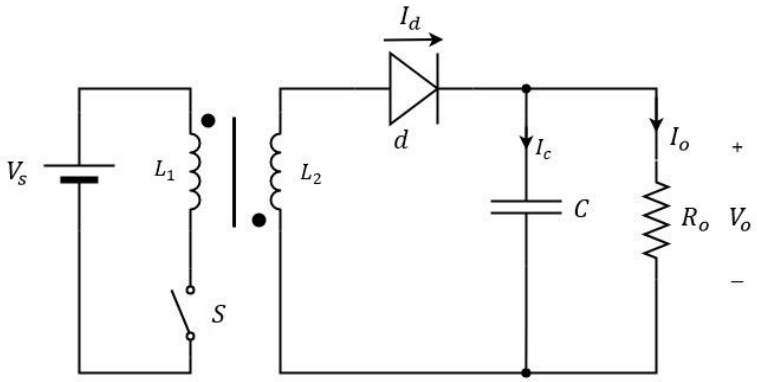


Figura 2.16 – Circuito do conversor *flyback*.

Neste tipo de conversor o transformador funciona semelhante a um indutor bifilar. O indutor primário L_1 armazena energia em seu campo magnético quando a chave S está fechada. Durante esta etapa o diodo d está reversamente polarizado e não conduz. Quando a chave S abre, ocorre uma perturbação no fluxo magnético, gerando assim uma tensão no secundário que irá polarizar o diodo diretamente. Neste momento a energia armazenada no indutor secundário L_2 do transformador é transferida para o capacitor e para a carga [20].

Funcionamento:

- Considera-se a chave S fechada, circuito mostrado na Figura 2.17 (A). Circula uma corrente I_S pelo primário do transformador. Com isso, ocorre no secundário uma variação no fluxo. Contudo, o diodo se encontra reversamente polarizado impedindo a passagem de corrente.
- Abrindo-se a chave S, circuito mostrado na Figura 2.17 (B), ocorre uma variação no fluxo magnético no primário que é sentida pelo secundário do transformador. O fluxo magnético que surge no secundário é contrário à etapa anterior, com isso o diodo fica diretamente polarizado, transferindo a energia armazenada para o capacitor e a carga.
- A chave permanece aberta, circuito mostrado na Figura 2.17 (C), não ocorre mais variação de fluxo magnético e não tem mais tensão induzida pelo secundário do transformador. Com isso, o diodo não conduz e o capacitor é o responsável por fornecer a energia que armazenou para a carga.

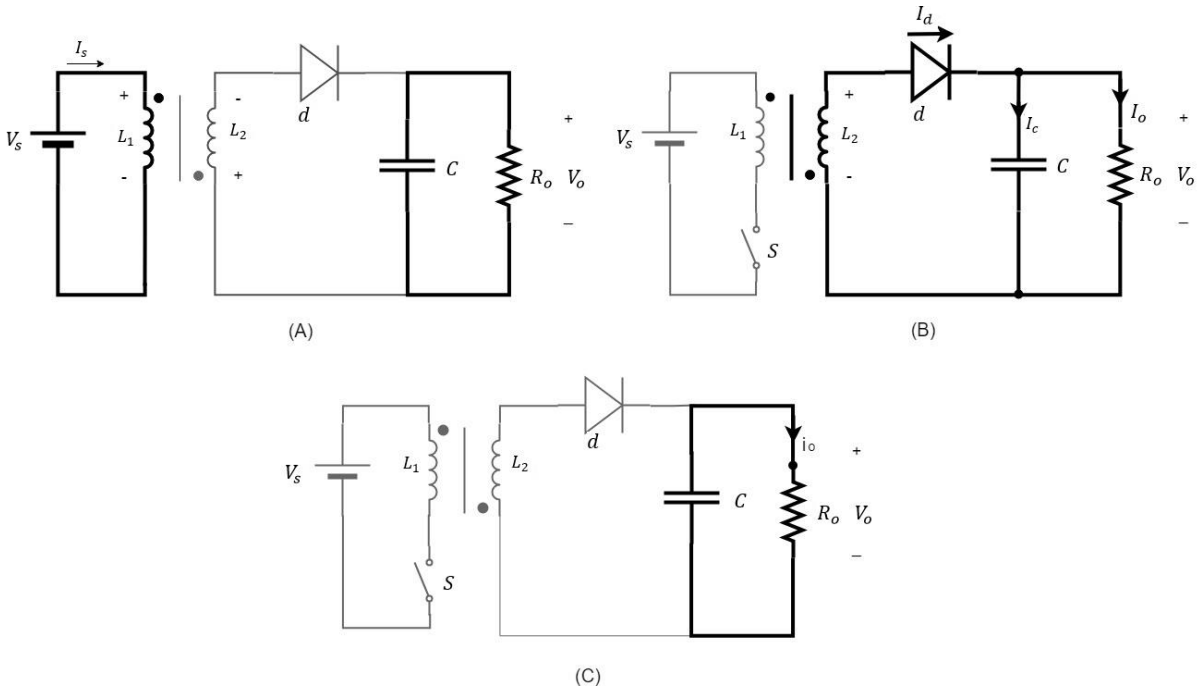


Figura 2.17 – Etapas de funcionamento do conversor *flyback*. (A) Chave S fechada, (B) Chave S aberta e (C) Chave S aberta e diodo não conduzindo.

2.3.5 Os Conversores CC-CC e o Casamento de Impedância

A técnica de emulação de resistência da fonte geralmente é realizada usando um conversor CC-CC. Essa técnica baseia-se no uso do conversor indutivo no modo de condução descontínua e frequência de operação fixa e também no modo de condução contínua com variação da frequência de operação. Os conversores CC-CC apresentados na seção anterior são capazes de emular valores de resistências, e com isso podem ser utilizados para efetuar o casamento de impedância entre fonte e carga. Essa característica dos conversores CC-CC possibilita extrair o máximo de energia da fonte através do casamento de impedância e também permite a busca do ponto de máxima transferência de potência.

As expressões para emulação de valores de resistência dos conversores CC-CC apresentados são mostradas na Tabela 2.2. Percebe-se que as expressões para a geração de resistências do conversor *boost* em condução contínua, do conversor *buck-boost* em condução descontínua e do conversor *flyback* em condução descontínua independem de valores de tensão de entrada e saída do conversor. A resistência é definida por características construtivas do conversor como a indutância e parâmetros de funcionamento como a frequência de operação e ciclo de trabalho. Essa característica facilita o casamento de impedância e a busca do ponto de máxima transferência de potência.

Conversor	Modo de Condução	
	Contínua (*f* variável)	**Descontínua (*f* fixo)**
buck	____	$R = \frac{2Lf}{d^2}\left(\frac{1}{1-M}\right)$
boost	$R = \frac{2Lf}{d^2}$	$R = \frac{2Lf}{d^2}\left(\frac{M-1}{M}\right)$
buck-boost	$R = \frac{2Lf}{d^2}\left(\frac{M+1}{M}\right)$	$R = \frac{2Lf}{d^2}$
flyback	____	$R = \frac{2Lf}{d^2}$

Tabela 2.2 – Expressões de impedância para cada tipo de conversor adaptado de [17] e [21].

em que

- L – Indutância do conversor;
- f – Frequência de chaveamento do conversor;
- d – Largura de pulso da frequência de chaveamento do conversor;
- M – Relação entre tensão de entrada e saída do conversor.

2.4 Técnicas MPPT

Técnicas para a busca do máximo ponto de transferência de potência são muito importantes para utilização otimizada da energia fornecida por fontes na colheita de energia. As técnicas MPPTs têm como objetivo determinar o ponto de operação de maior geração de energia elétrica pelas fontes, devido às variações instantâneas das condições de operação, como nível de irradiação e temperatura em células fotovoltaicas por exemplo.

Existem diversas técnicas utilizadas para encontrar o ponto de máxima transferência de potência, como o Método *Hill Climbing* (HC), Perturba e Observa, Condutância Incremental e Casamento de Impedância. Essas técnicas são de fácil implementação o que as tornam bastante populares. Técnicas mais sofisticadas, utilizando inteligência artificial, também podem ser utilizadas como a lógica *fuzzy* e redes neurais. Essas técnicas possuem um custo computacional

elevado na implementação em relação as outras e por isso não serão apresentadas neste trabalho [22].

2.4.1 Método Hill Climbing

O método HC é um método que atua no ciclo de trabalho do sinal de controle com o intuito de buscar a máxima transferência de potência entre fonte e carga [23]. As expressões dos conversores CC-CC para geração de impedância apresentadas na Tabela 2.2 são influenciadas pelo ciclo de trabalho. A variação do ciclo de trabalho do sinal de controle pode ser utilizado para efetuar o casamento de impedância entre fonte e carga de maneira indireta, e com isso extrair a máxima potência da fonte. A Figura 2.18 mostra a relação entre a potência e o ciclo de trabalho para um sistema fotovoltaico em que P representa a potência de saída e D o ciclo de trabalho do sinal de controle. A máxima potência é alcançada quando a derivada de P em relação a D é igual a zero.

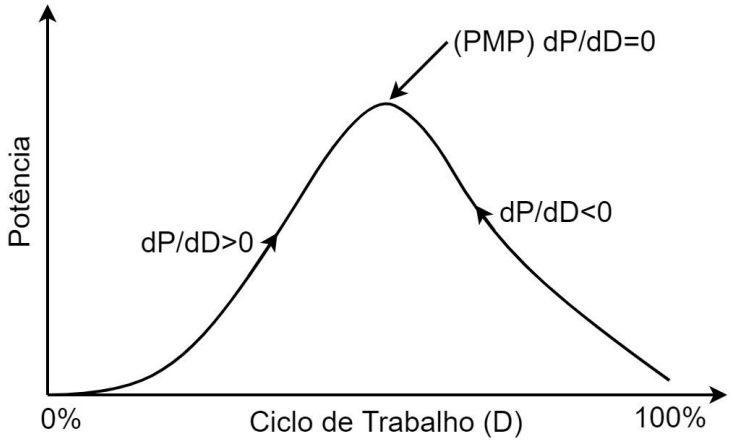


Figura 2.18 – Relação entre a potência entregue fonte e ciclo de trabalho adaptado de [23].

O ciclo de trabalho neste método é alterado através de um incremento constante entre 0 e 1. O sinal do incremento é trocado entre positivo e negativo para determinar a direção que deve ser seguida na curva P-D com o objetivo de aumentar a potência de saída. Como mostrado no fluxograma da Figura 2.19, o nível de potência atual P(K) é comparado periodicamente com a potência anterior P(k-1). Conforme o resultado da comparação, o sinal do incremento é alterado ou não. Durante esse processo o ciclo de trabalho D(k) é alterado até que o ponto de operação oscile em torno do PMP.

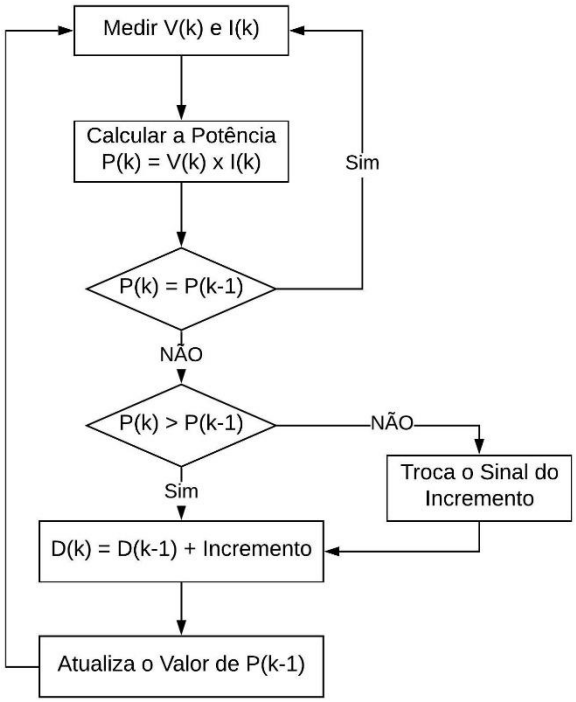


Figura 2.19 – Algoritmo do método Hill Climbing adaptado de [23].

2.4.2 Método Perturba e Observa (P&O)

O método P&O baseia-se no seguinte princípio: ajusta-se uma tensão de referência de funcionamento para buscar o PMP [23]. O método P&O é feito da seguinte maneira: perturba-se a tensão de referência de funcionamento e observa-se o comportamento da potência do sistema. Caso a potência do sistema aumente, continua-se com a perturbação no mesmo sentido. Caso contrário, a perturbação é realizada em sentido oposto. Este processo continua até que o PMP seja alcançado, ficando o sistema oscilando em torno desse ponto. A Figura 2.20 mostra o algoritmo do método P&O.

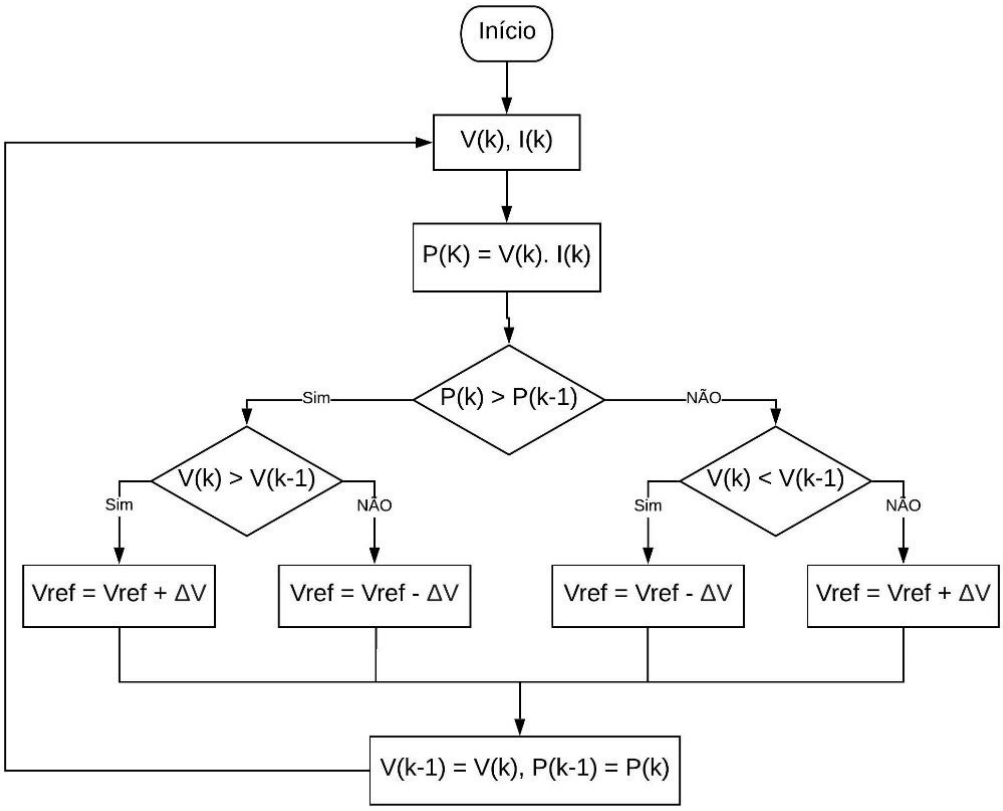


Figura 2.20 – Algoritmo do método Perturba e Observa adaptado de [23].

2.4.3 Método Condutância Incremental

O método Condutância Incremental baseia-se no mesmo princípio do método P&O [23]. Esse método utiliza as curavas características de potência por tensão (P-V) de um painel fotovoltaico para buscar o PMP. As curvas características P-V de um painel qualquer para diferentes níveis de radiações são mostradas na Figura 2.21. Observa-se que independentemente dos níveis de radiações as curvas são bem semelhantes, podendo o PMP ser determinado pela derivada da curva P-V, onde a derivada é zero para o PMP, positiva à esquerda do ponto e negativa à direita do ponto [22], dado pela relação matemática:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} &= 0 \; no \; PMP, \\ \frac{dP}{dV} &> 0 \;\; a \; esquerda \; do \; PMP, \\ \frac{dP}{dV} &< 0 \quad\; a \; direita \; do \; PMP, \end{aligned} \tag{2.1}$$

em que

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \cong I + V\frac{\Delta I}{\Delta V}. \tag{2.2}$$

Sendo assim, a Equação 2.1 pode ser reescrita da seguinte maneira

$$\begin{aligned} &\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}\ no\ PMP, \\ &\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}\ a\ esquerda\ do\ PMP, \\ &\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}\ a\ direita\ do\ PMP. \end{aligned} \tag{2.3}$$

Com isso, o PMP pode ser alcançado por meio da comparação da condutância instantânea *I/V* com a condutância incremental *ΔI/ΔV* como mostrado no algoritmo do método Condutância Incremental presente Figura 2.22.

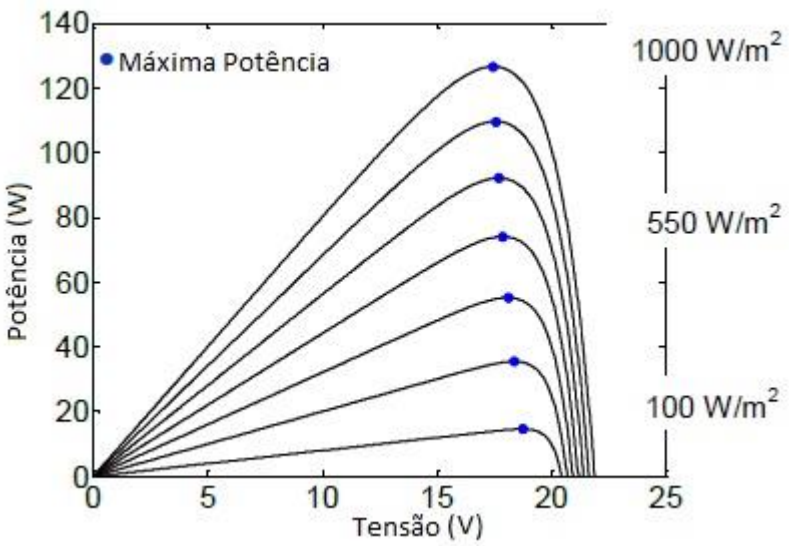


Figura 2.21 – Curvas P-V de um painel fotovoltaico adaptado de [22].

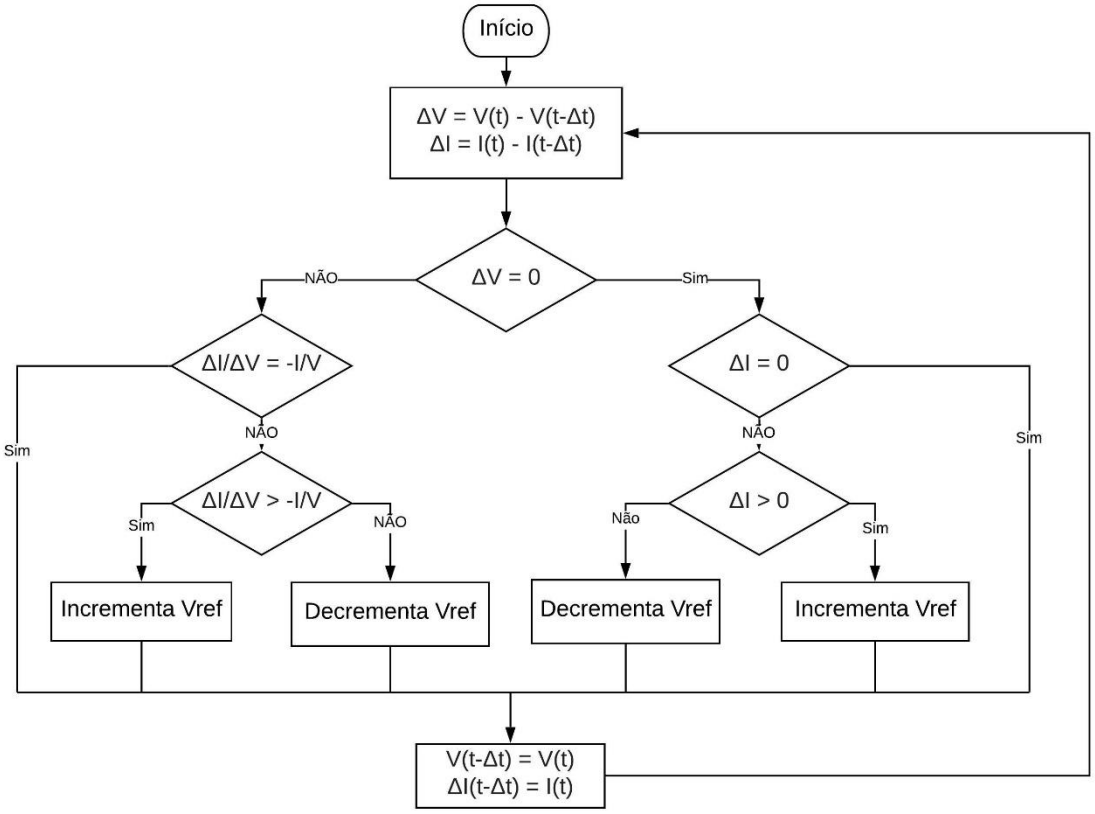


Figura 2.22 – Algoritmo do método Condutância Incremental adaptado de [24].

2.4.4 Método Casamento de Impedância

Normalmente este método é implementado utilizando um sistema de controle de baixo consumo capaz de gerar apenas um valor fixo de impedância. A máxima transferência de potência é alcançada quando a impedância da carga conectada se iguala a impedância interna da fonte. A Figura 2.23 ilustra um exemplo de como este método funciona. Observa-se que o conversor CC-CC gera um valor de impedância que é visto pela fonte, independente da carga ligada em sua saída. As impedâncias dos conversores CC-CC podem ser geradas por meio das expressões organizadas na Tabela 2.2.

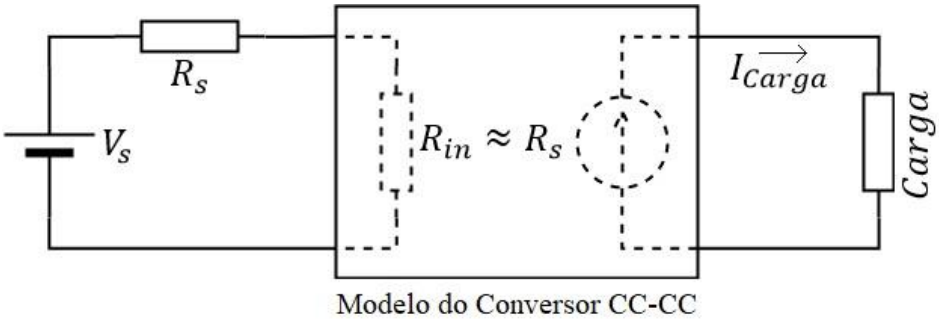


Figura 2.23 – Exemplo de emulação da resistência de uma fonte utilizando um conversor CC-CC.

No entanto as fontes de energia nem sempre mantém fixo suas características elétricas como impedância interna, principalmente as fontes utilizadas em sistemas CE. Essas características podem mudar de acordo com a condição de funcionamento da fonte. A fonte de energia fotovoltaica por exemplo pode ter suas características de funcionamento alteradas pela temperatura e quantidade de luz incidente. Sendo assim é possível inserir um sistema de controle mais robusto com MCU que pode efetuar o rastreamento do PMP de forma dinâmica, reagindo as variações que a fonte de energia possa sofrer. Porém a presença do MCU pode aumentar o consumo do sistema de controle e exigir maior quantidade de energia fornecida pela fonte.

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado um estudo sobre os principais circuitos e técnicas MPPTs em sistemas CE, as principais fontes de energia e suas características, bem como a apresentação de algumas propostas de sistemas CE presentes na literatura.

Dentre as fontes de energia apresentadas, a energia fotovoltaica foi a que se mostrou mais vantajosa, sobretudo em termos de densidade de potência disponível, além de estar presente em muitos horários do dia, seja por meio da luz natural ou artificial. Já em relação aos conversores CC-CC, o *flyback* merece destaque por efetuar um isolamento galvânico entre fonte e carga com o seu transformador e por não inverter a tensão de saída, o que ocorre quando se utiliza o conversor *buck-boost*. Portanto, neste trabalho foi escolhido o conversor *flyback* como circuito principal para trabalhar em conjunto com uma fonte de energia fotovoltaica.

Como apresentado na seção 2.3.5, o conversor *flyback* pode facilmente emular diversos valores de resistências através da variação do ciclo de trabalho do sinal de controle. Dessa forma, dentre as técnicas MPPTs apresentadas, a que melhor se adequa à proposta deste trabalho é a técnica HC uma vez que, ela consiste em alterar o valor do ciclo de trabalho na busca do

PMP. Além disso, essa busca pode ser feita de maneira indireta e em tempo real, sem a necessidade de se conhecer a resistência interna da fonte.

Capítulo 3

3. MICROCONTROLADOR

Componentes de baixo consumo são fundamentais para a construção de um sistema CE microcontrolado, pois a densidade de potência disponível é restrita e de baixo nível. Neste sentido, o microcontrolador (MCU) do sistema CE também deve ser de baixo consumo. Além disso, ele deve atender a pré-requisitos como: possuir um conversor analógico digital e possuir uma saída PWM para gerar o sinal de controle do sistema.

Nesse capítulo apresenta-se a comparação dos principais MCUs de baixo consumo, disponíveis no mercado, que atendam a necessidade do sistema CE e, busca-se ainda, determinar o MCU com menor consumo para fazer parte do projeto. Em seguida, são mostradas as principais características do MCU selecionado.

3.1 Principais Fabricantes e Seus Microcontroladores

Nessa Seção apresenta-se os principais fabricantes e suas propostas de MCUs de baixo consumo. Para isso, foi feito uma pesquisa dos fabricantes no mercado e os modelos de MCUs que eles oferecem. Entre os diversos modelos foi selecionado o que apresentou menor consumo e que se encaixasse às necessidades do projeto para então ser feita uma comparação e seleção do melhor. Todos os MCUs selecionados possuem características semelhantes e para facilitar a comparação entre eles essas características foram organizadas na Tabela 3.1.

Fabricante	Modelo	Tensão de Alimentação (V)	Clock Máximo (MHz)	Consumo no Modo Ativo	Canais ADC / Número de Bits	Canais PWM
Analog Device	ADUCM3029	1,74 a 3,6	26	30 µA/MHz	8 / 12	3
Texas Instruments	MSP430FR2475	1,8 a 3,6	16	135 µA/MHz	12 / 12	5
STMicroelectronics	STM32L010F4	1,8 a 3,6	32	76 µA/MHz	Até 10 externo / 16	4
Microchip	PIC16(L)F15356	1,8 a 3,6	32	32 µA/MHZ	8 / 10	2
NXP Semiconductors	MKL03ZxxVFG4	1,71 a 3,6	48	54 µA/MHz	7 / 12	2

Tabela 3.1 – Comparação de MCUs de diferentes fabricantes [25] - [29].

O consumo é o principal fator a ser considerado para escolha do MCU. Entre os MCUs analisados o modelo ADUCM3029 foi o que apresentou menor consumo por MHz no modo ativo e o MSP430FR2475 o que apresentou o maior. Em relação à tensão de alimentação, ambos MCUs apresentam valores bem próximos, oferecendo uma faixa razoável para funcionamento, indo de 1,65 V a 3,6 V.

Excluindo o MCU STM32L151CB, que pode ter até 24 canais ADCs externos, todos os outros MCUs apresentados possuem características semelhantes em relação à quantidade de canais e resoluções. Considerando que para o projeto proposto são necessários 3 canais ADCs, para leituras de tensões e correntes do sistema, ambos os MCUs atendem às necessidades do projeto. Já em relação aos canais PWM, onde é necessário apenas um para gerar o sinal de

controle do sistema, todos os MCUs apresentados se mostraram capazes de atender a esse requisito. Como as características dos canais ADCs são bem semelhantes e todos os MCUs possuem pelo menos um canal PWM, o consumo passa a ser fator determinante para sua escolha.

Os MCUs que apresentaram menor consumo foram o ADUCM3029 seguido do PIC16(L)F15356. Contudo, o ADUCM3029 possui a vantagem de ter canais ADCs com resolução mais alta, 12 bits contra 10 bits do PIC16(L)F15356. Maior resolução permite fazer leitura de tensão com menor amplitude e maior precisão, sendo isso um diferencial importante, já que o sistema CE irá trabalhar com tensões de entrada menores que 1 V. Assim, o ADUCM3029 se mostrou a melhor escolha para compor o sistema CE.

3.2 Principais Características do Microcontrolador ADUCM3029

O núcleo do MCU é um processador ARM Cortex-M3 de arquitetura RISC de 32 bits, que pode executar até 33 milhões de operações por segundo de pico a 26 MHz [30]. Além disso, o MCU possui um controle DMA (*Direct Memory Access*), que permite mover dados em alta velocidade e eficiência entre periféricos e memória pois os dados são movidos sem nenhuma ação da CPU, mantendo-a livre para executar outras tarefas. A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos do MCU ADUCM3029.

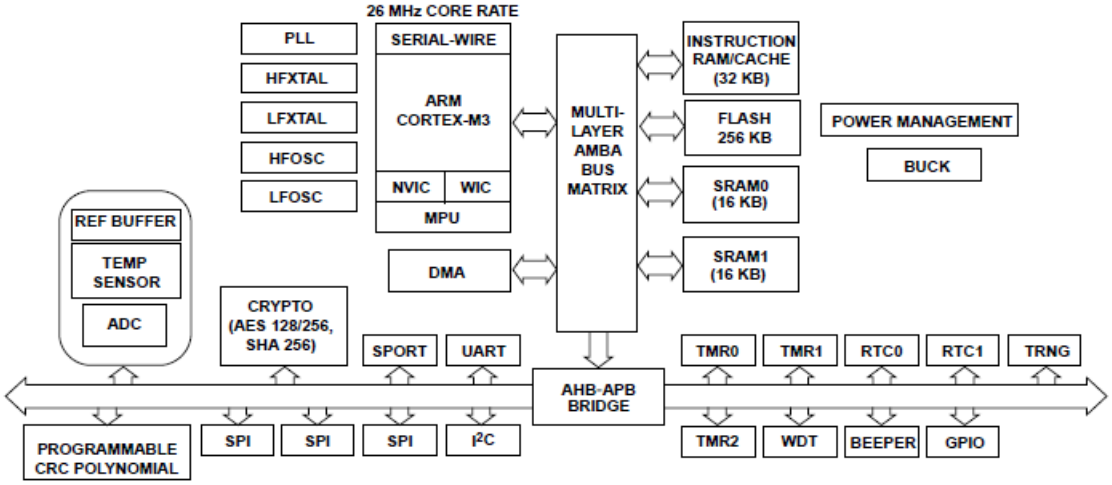


Figura 3.1 – Diagrama de blocos ADUCM3029 adaptado de [30].

A arquitetura de memória do MCU incorpora 256 KB de memória *flash* para armazenar código de programa e dados não voláteis, 32 KB de SRAM de dados e 32 KB de SRAM configurável entre instrução e espaço de dados. A memória SRAM é volátil, ou seja, os dados na memória são perdidos quando a memória é desenergizada.

Possuindo quatro possíveis fontes de *clocks*, sendo duas fontes internas e duas externas formadas por osciladores a cristal, o MCU pode trabalhar com uma gama de frequências diferentes. As frequências das fontes de *clocks* podem ser configuradas conforme mostra a Tabela 3.2.

Nome	Frequência	Fonte
LFOSC	32 KHz	Oscilador Interno
HFOSC	26 MHz	Oscilador Interno
LFXTAL	32 KHz	Oscilador Externo a Cristal
HFXTAL	26 MHz / 16 MHz	Oscilador Externo a Cristal

Tabela 3.2 – Fontes de *clocks* do MCU ADUCM3029.

Os diferentes *clocks* mostrados na Tabela 3.2 podem ser utilizados como frequência do núcleo do MCU e dos periféricos. Além disso, os *clocks* podem ser configurados com valores menores, através da divisão do *clock* selecionado. Essa divisão pode ser realizada por programação e possibilita que o MCU trabalhe com frequências menores, o que pode resultar na economia de energia.

Para reduzir o consumo de energia o ADUCM3029 possui recursos de gerenciamento de energia e *clock*. Como mostrado na Tabela 3.2, diversas fontes de *clock* podem ser selecionadas e divididas de acordo com a necessidade de processamento do MCU. Podendo ainda, ser configurado com diferentes modos de baixo consumo, como:

- ***Active Mode*** – Todos os periféricos são ativados.
- ***Flexi Mode*** – O *clock* do núcleo é desligado, mas o restante do sistema continua ativo, fornecendo retenção dos pinos de porta e impossibilitando qualquer instrução de ser executada. Contudo, a transferência de informação entre periféricos e memória pode continuar e também de memória para memória.
- ***Hibernate Mode*** – O *clock* do núcleo é desligado e também todos os periféricos. Este modo fornece retenção do estado dos pinos das portas, retenção de memória

SRAM configurável e possui um número limitado de interrupções para acordar. Neste modo o registro do núcleo do MCU e os registros de controle de todos os periféricos são retidos para garantir que o usuário não precise reprogramá-los depois que o MCU acordar.

- ***Shutdown Mode*** – Este modo é o modo de hibernação mais profundo, onde todos os circuitos analógicos e digitais são desligados. Semelhante ao *Hibernate Mode*, ele fornece retenção do estado dos pinos das portas, porém sem retenção de memória SRAM, além de possuir um número menor de interrupções para acordar. Neste modo o MCU pode utilizar um relógio de tempo real interno para ativar o dispositivo periodicamente, através de uma interrupção.

Como foi apresentado o ADUCM3029 permite diversas possibilidades de redução do consumo de energia por meio do ajuste de *clock*, gerenciamento inteligente de energia e modos de operação de baixo consumo. Esses ajustes podem ser feitos por programação atendendo às necessidades de projeto.

Outra característica deste MCU é a incorporação de um conversor analógico digital multicanal de 12 bits. O ADC permite a realização de diversas conversões e transferências de dados usando um canal DMA dedicado. Com isso, é possível que o MCU, mesmo estando no modo de baixo consumo *Flexi* ou realizando outras tarefas, continue transferindo dados, minimizando assim o consumo de energia. Além disso, o ADC possui alguns recursos que merecem destaque como:

- taxa de amostragem ADC em até 1,8 MPSP (*Million Samples Per Second)*;
- muxtiplexador interno que permite até 8 canais ADC;
- suporte ao monitoramento da tensão da bateria de alimentação;
- tensão de referência interna ao chip selecionada via *software* de 1,25 V ou 2,5 V;
- tensão de referência interna ou externa selecionada via *software*.

Por fim, o MCU possui temporizadores de uso geral e saídas PWMs. Os temporizadores de uso geral são três e são idênticos, cada um com seu contador de subida/descida de 16 bits. Além disso, os contadores podem utilizar uma das quatro fontes de *clock* disponíveis. Qualquer fonte de *clock* selecionada pode ser dividida usando um divisor de 1, 16, 64 ou 256. Já as saídas

PWMs também são três e podem utilizar qualquer um dos temporizadores para gerar o sinal PWM. Para melhor entendimento a Figura 3.2 ilustra o diagrama de blocos do temporizador.

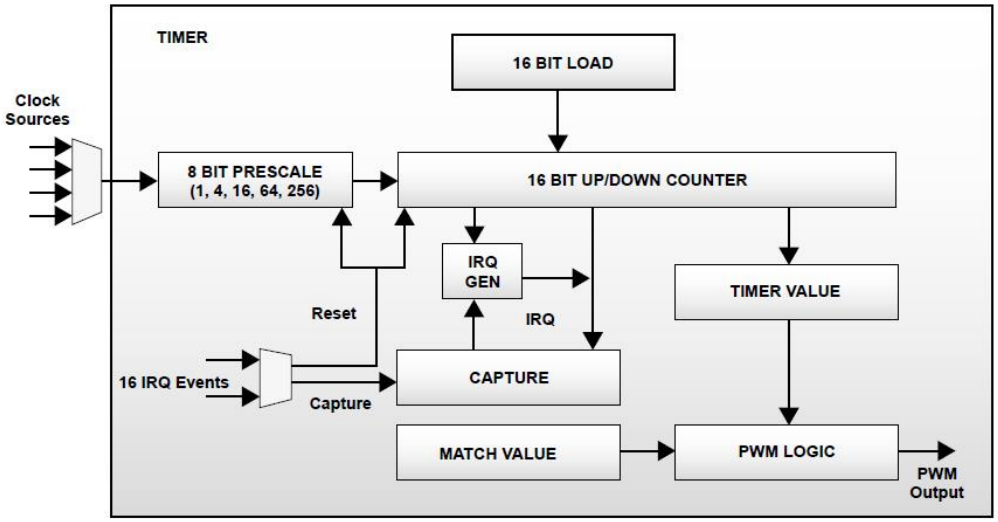


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do temporizador do ADUCM3039 adaptado de [30].

3.3 Funções do Microcontrolador e Plataforma Utilizada no Sistema CE

O MCU no sistema CE proposto tem algumas funções, como: gerar o sinal de controle do sistema, monitorar o comportamento da fonte, rastrear o PMP em tempo real e monitorar o comportamento da tensão na carga. Todas essas tarefas foram projetadas para serem executadas com o menor consumo de energia possível.

A execução das tarefas estão condicionadas a utilização de alguns recursos do MCU. Como apresentado na Figura 3.3, o monitoramento do comportamento da fonte e da tensão na carga estão condicionados a utilização de leitores ADCs e a geração do sinal de controle está condicionada a utilização de um pino de saída capaz de gerar um sinal PWM. E como todas as tarefas devem ser executados com o menor consumo possível, o modo de baixo consumo também será usado.

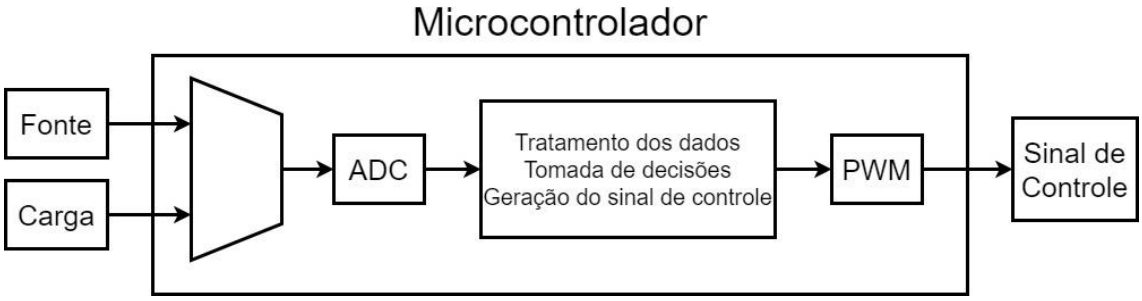


Figura 3.3 – Exemplo da utilização do MCU no sistema CE.

Na Seção anterior foram apresentados os modos de funcionamento de baixo consumo do MCU. O modo *Flexi* é o único modo de baixo consumo que possibilita desligar o *clock* do MCU e continuar com os periféricos ligados. Para o sistema CE proposto é necessário que o sinal de controle esteja sempre ativo, ou seja, o periférico capaz de gerar esse sinal não pode ser desligado. Caso ele seja desligado o sistema CE deixa de funcionar. Sendo assim, o modo *Flexi* é o único que pode ser utilizado como recurso para redução do consumo de energia.

O fabricante do MCU disponibiliza uma plataforma didática baseada no ADUCM3029 já pronta para programação. Essa plataforma, mostrada na Figura 3.4, nomeada EVAL-ADICUP3029, foi criada para facilitar a utilização dos recursos e a programação do MCU, fornecendo uma interface serial de *download on-board* para depurar e programar. Além disso, ela fornece ainda, fáceis acessos aos diversos pinos de entrada e saída. Devido às diversas vantagens oferecidas pela plataforma, optou-se por sua utilização para desenvolvimento do sistema CE.

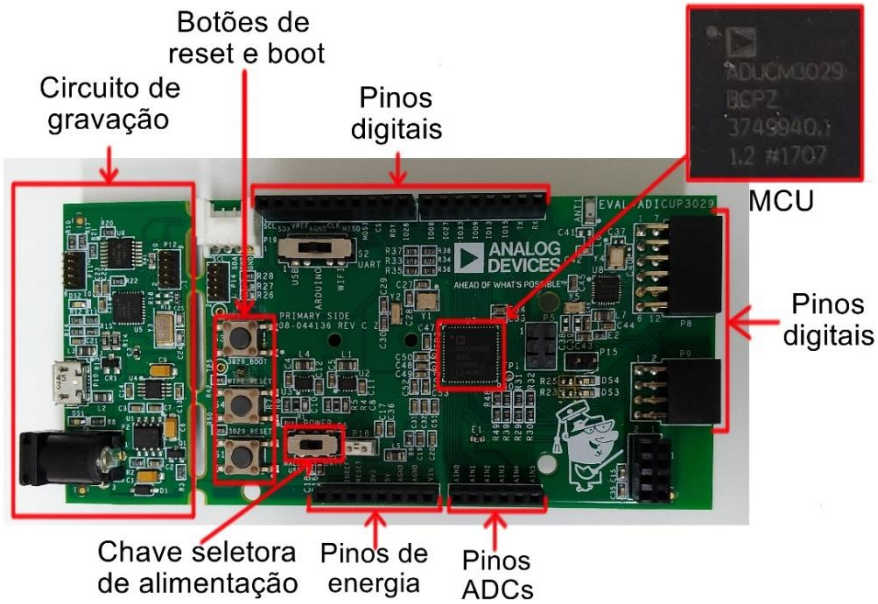


Figura 3.4 – Plataforma de programação EVAL-ADICUP3029.

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo realizou-se a comparação de diversos MCUs de baixo consumo com o objetivo de escolher o melhor para fazer parte do projeto. O MCU foi selecionado para atender as necessidades do projeto com foco na redução do consumo de energia. Além disso, optou-se pela utilização da plataforma de programação EVAL-ADICUP3029. Essa plataforma conta com uma interface serial de *download on-board* para depurar e programar. Ela também simplifica o acesso aos diversos pinos de entrada e saída do MCU. Dessa maneira, a plataforma selecionada facilitará a programação do MCU e desenvolvimento do projeto.

Capítulo 4

4. DESCRIÇÃO, ANÁLISES E SIMULAÇÕES DOS CIRCUITOS

Neste capítulo será apresentada a descrição de funcionamento de cada circuito do sistema CE proposto e também os resultados obtidos nas simulações.

Para realizar as simulações foi utilizado o *software Orcad* 17.2®, onde o modelo dos MOSFETs, JFETs e diodos foram inseridos conforme dados obtidos nos respectivos *datasheets*. Os dados encontrados nas simulações foram tratados e os gráficos gerados pelo *software Matlab*®.

4.1 Fonte

Definir o tipo de fonte de energia ambiente que será usada no sistema CE é fundamental para o desenvolvimento do projeto, pois a partir dessa definição pode-se criar um projeto adaptado às características de uma fonte real, facilitando na escolha dos tipos de componentes que serão usados para elaboração do sistema CE. Contudo, isso não significa que o sistema CE proposto ficará limitado ao tipo de fonte escolhida, ou seja, o sistema poderá ser adaptado e otimizado para outros tipos de fontes.

Na seção 2.1 foram mostrados os tipos de fontes de energia ambiente usadas em sistemas CE. Entre as diversas fontes a energia fotovoltaica foi a que apresentou maior vantagem. Ela fornece maior densidade de potência e não necessita de circuito complexo para obtenção de energia elétrica. Assim, o sistema CE desenvolvido foi adaptado às características elétricas de uma célula fotovoltaica policristalina comercial onde os dados técnicos estão listados na Tabela 4.1.

Medidas	52 mm x 26 mm
Potência Máxima	0,24 W
Tensão Máxima – Circuito Aberto	0,5 V
Corrente Máxima – Curto Circuito	510 mA
Eficiência	17%

Tabela 4.1 – Dados técnicos da célula fotovoltaica.

A representação da característica elétrica de uma célula geralmente é apresentada pela sua curva de corrente versus tensão (I-V). Essa curva mostra o comportamento de tensão e corrente de uma célula em função da variação da carga ligada em seus terminais, para uma quantidade fixa de luz incidente [31]. A obtenção da curva I-V é feita da seguinte forma: para cada condição de carga ligada aos terminais da célula, obtém-se um par de valores de corrente e tensão. Unindo-se os pontos traça-se a curva I-V.

Os dados de potência, tensão e corrente, apresentados na Tabela 4.1 são de quando a célula fotovoltaica está sob radiação solar próxima de 1000 W/m^2. No entanto, a célula solar foi usada na colheita de energia luminosa *indoor* sob luz artificial. Assim, foi necessário levantar a curva característica de corrente versus tensão (I-V) da célula fotovoltaica sob a luz artificial para conhecer os níveis de tensões, correntes e potências que a célula é capaz de fornecer.

Para levantamento das curvas I-V utilizando luz artificial, foi utilizado uma lâmpada de LED de luz branca, um potenciômetro ligado aos terminais da célula e um luxímetro digital modelo *Light Meter*, disponível no Laboratório de Eletromagnetismo do CEFET-MG. Para isso, fixa-se o valor de luz incidente sobre a célula e mede-se os valores de corrente e tensão em função da variação do potenciômetro. A Figura 4.1 mostra a curva I-V da célula fotovoltaica para diferentes iluminâncias.

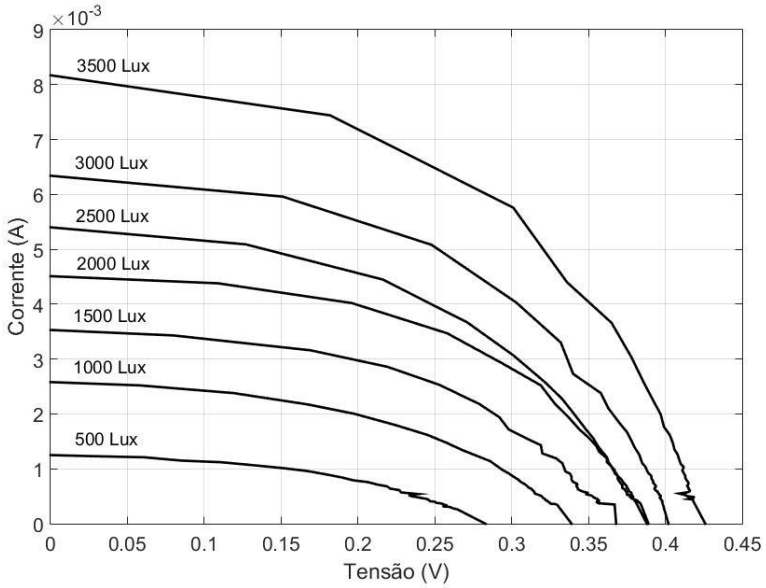


Figura 4.1 – Curvas características I-V da célula fotovoltaica obtidas em laboratório para diferentes níveis de iluminâncias.

Os valores de tensão de circuito aberto, corrente de curto circuito e potência máxima, para diferentes níveis de iluminâncias, são mostrados na Tabela 4.2. Observa-se que o maior valor

de potência que a célula fotovoltaica é capaz de fornecer, quando submetida a luz artificial, é cerca de 140 vezes menor que a potência máxima informada na Tabela 4.1. Isso mostra a importância de conhecer a característica de funcionamento da fonte e de estabelecer uma condição elétrica de funcionamento com o intuito de otimizar o sistema CE criado.

Nível de Iluminância	**Tensão de Circuito Aberto (mV)**	**Corrente de Curto Circuito (mA)**	**Potência Máxima (mW)**
500 Lux	283	1,25	0,161
1000 Lux	339	2,58	0,403
1500 Lux	368	3,53	0,640
2000 Lux	388	4,51	0,895
2500 Lux	389	5,40	0,995
3000 Lux	402	6,34	1,30
3500 Lux	426	8,17	1,70

Tabela 4.2 – Tensão, corrente e potência fornecidas pela célula fotovoltaica para diferentes níveis de iluminância.

4.1.1 Validação do Modelo de Fonte Criado para Simulação

O *software* de simulação *Orcad*® possui uma ferramenta chamada *GVALUE*, mostrada na Figura 4.2, que permite o modelamento de fonte de energia variável. Com os dados obtidos em laboratório para a criação das curvas características, listadas na Figura 4.1, é possível criar uma equação que represente o funcionamento da célula fotovoltaica para determinada iluminância.

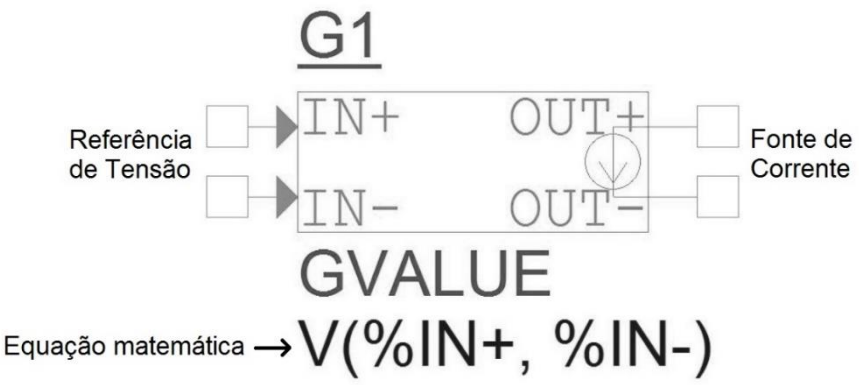


Figura 4.2 – Ferramenta para o modelamento de fonte.

A equação matemática da curva característica foi criada utilizando a função *polyfit* do *software Matlab®*. Esta função retorna os coeficientes para um polinômio $p(x)$ de grau n que é o melhor ajuste para os dados em y. Com os coeficientes obtidos criou-se uma equação matemática da curva característica que então foi inserida à ferramenta *GVALUE*. Em seguida, o modelo de fonte criado foi simulado e comparado com os dados reais.

A validação do modelo de fonte utilizando o *software* de simulação seguiu os mesmos critérios utilizados em laboratório para levantar a curva característica I-V da célula fotovoltaica. O modelo criado foi ligado em série com uma carga de valor igual ao usado em laboratório, ou seja, mede-se os pares de corrente e tensão para cada valor de carga ligada aos terminas do modelo de fonte e traça-se a curva. A Figura 4.3 mostra a curva característica I-V do modelo de fonte criado, que foi obtida na simulação em comparação com a obtida em laboratório para iluminância de 3500 Lux.

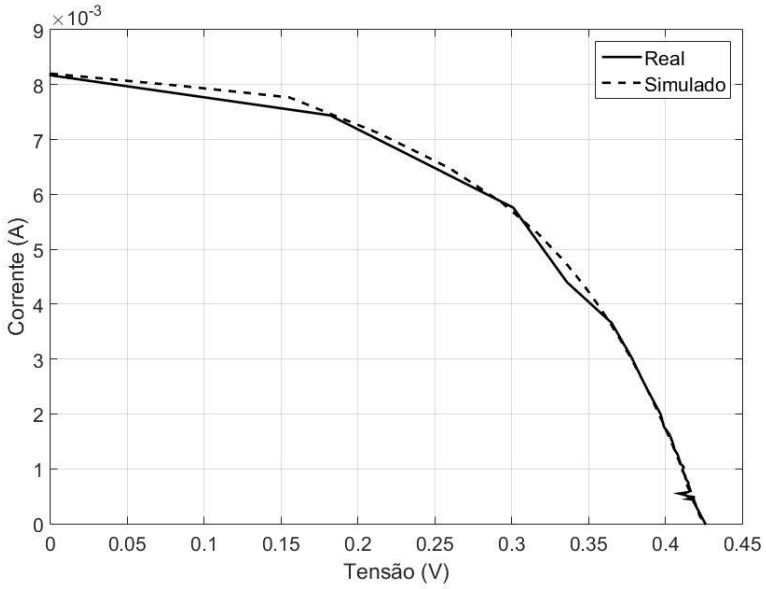


Figura 4.3 – Curva característica I-V fonte real e simulada para iluminância de 3500 Lux.

Observa-se na Figura 4.3 que o modelo de fonte criado e simulado ficou bem próximo ao real. Com isto, garante-se que o comportamento do modelo de fonte criado para simulações seja próximo a uma fonte real.

4.2 Flyback

Como foi apresentado na Seção 2.3, o *flyback* é derivado do conversor *buck-boost* e possui as vantagens como não inverter a tensão, em relação à fonte e a presença do transformador possibilita o isolamento entre os sinais de entrada e saída.

A estrutura do *flyback*, usado no sistema CE proposto, é mostrado na Figura 4.4. A presença deste circuito é de extrema importância para o sistema CE. Ele é o responsável por elevar a tensão à nível suficiente para alimentar a carga e o MCU, e em conjunto com o sistema de controle formado pelo MCU, permite extrair a máxima potência da fonte em tempo real através da técnica MPPT.

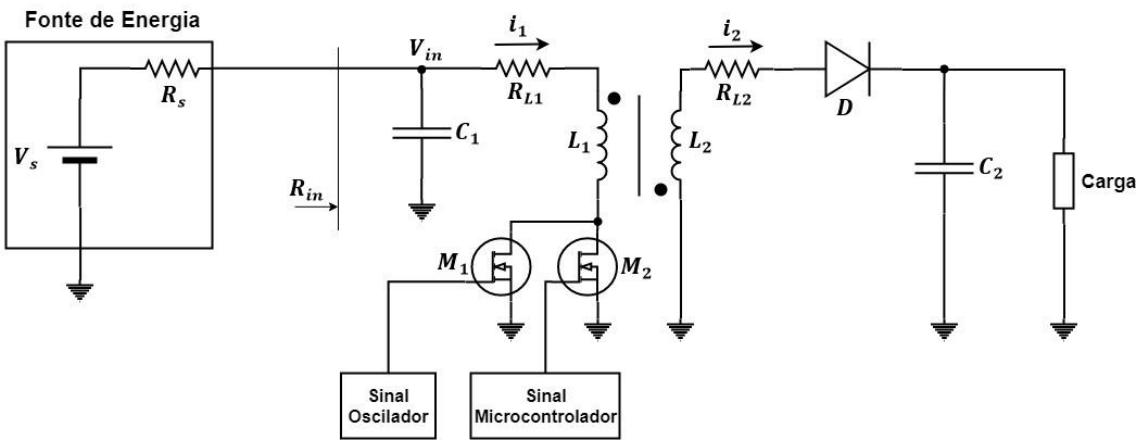


Figura 4.4 – Estrutura do conversor *flyback* com duas entradas de controle.

A descrição de funcionamento do conversor *flyback* apresentado é a mesma mostrada na seção 2.3.4. A estrutura deste conversor se difere da estrutura mostrada na seção 2.3.4 pela presença dos dois transistores MOSFETs M_1 e M_2. Esses MOSFETs funcionam como duas chaves, onde M_1 recebe o sinal vindo do oscilador para inicialização do *flyback*. Após a inicialização do *flyback* o MCU é ligado, o sinal do oscilador é desligado e o *flyback* passa a ser controlado pelo MCU. A presença dos dois MOSFETs é necessária para evitar a interferência do sinal, proveniente do oscilador de baixo consumo com o sinal gerado pelo MCU, podendo levar a não inicialização do *flyback*.

4.2.1 Expressões Matemáticas Para o *Flyback* em DCM

O *flyback* do sistema CE funciona em DCM. A utilização do *flyback* em DCM permite o casamento de impedância, ao mesmo tempo que isola a entrada da saída [9]. As formas de onda de corrente e tensão, em cada etapa de funcionamento do *flyback*, são mostradas na Figura 4.5 [9] e [17]. As correntes que circulam pelo enrolamento primário e secundário do transformador podem ser obtidas respectivamente pelas Equações (4.1) e (4.2).

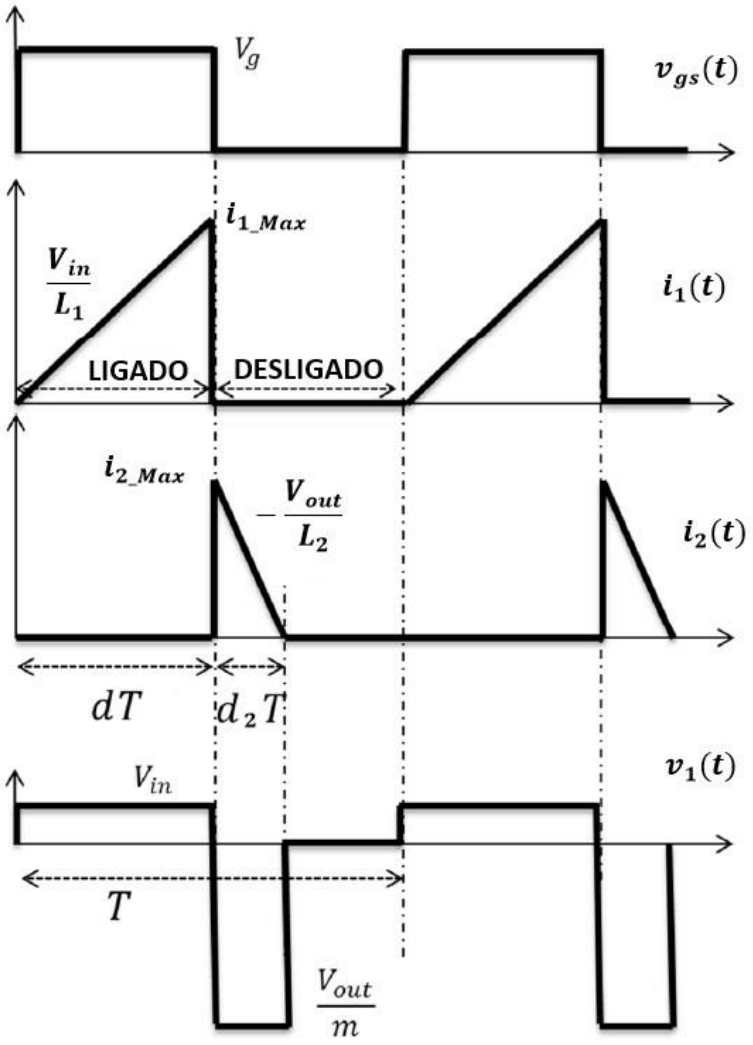


Figura 4.5 – Formas de onda do conversor *flyback* em DCM adaptado de [17].

$$i_1(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L_1}t, & 0 < t \leq dT, \\ 0, & dT < t < T, \end{cases} \tag{4.1}$$

$$i_2(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_2} t, & 0 < t \leq (d + d_2)T, \\ 0, & (d + d_2)T < t < T, \end{cases} \tag{4.2}$$

em que

- V_{in} é a tensão na entrada do conversor *flyback*;
- V_{out} é a tensão na saída do conversor *flyback*;
- L_1é a indutância do enrolamento primário do transformador;
- L_2 é a indutância do enrolamento secundário do transformador;
- d é o ciclo de trabalho do sinal aplicado à porta do MOSFET.

A partir da corrente média no enrolamento primário do transformador é possível determinar a impedância de entrada do conversor. A corrente média no enrolamento primário pode ser encontrada durante o período de condução do MOSFET definido em $0 < t \leq dT$, dado pela integral presente na Equação (4.3) [9].

$$i_{1_Med} = \frac{1}{T} \int_0^{dT} \frac{V_{in}}{L_1} t \, dt = \frac{1}{T} \frac{V_{in}}{L_1} t^2 \Big|_0^{dT} = \frac{V_{in} d^2 T}{2L_1}, \tag{4.3}$$

em que Té o período do sinal aplicado a porta do MOSFET.

O *flyback*, em DCM, gera uma impedância que não depende das tensões de entrada e saída do sistema. Essa impedância é decorrente da frequência do sinal de controle aplicado a porta do MOSFET, do ciclo de trabalho e da indutância do enrolamento primário do transformador. A impedância pode ser obtida através da divisão entre a tensão de entrada V_{in} do conversor e a corrente média i_{1_Med} que circula pelo enrolamento primário do transformador, como definido na Equação (4.4) [9].

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{1_Med}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in} d^2 T}{2L_1}} = \frac{2L_1 f}{d^2}, \tag{4.4}$$

em que f é a frequência do sinal aplicado a porta do MOSFET.

O valor da indutância primaria L_1 é fixa. Logo, o valor da impedância de entrada depende apenas dos parâmetros do sinal de controle aplicado ao MOSFET. Deste modo, é possível obter diversos valores de impedância com a manipulação da frequência ou do ciclo de trabalho do sinal de controle.

A fonte de energia percebe o *flyback* como uma resistência R_{in} ligada a ela, como mostrado na Figura 4.6. Assim pode-se calcular a tensão de entrada V_{in} do conversor através de um divisor de tensão simples, como mostra a Equação (4.5). Já a potência de entrada pode ser calculada por meio da Equação (4.6).

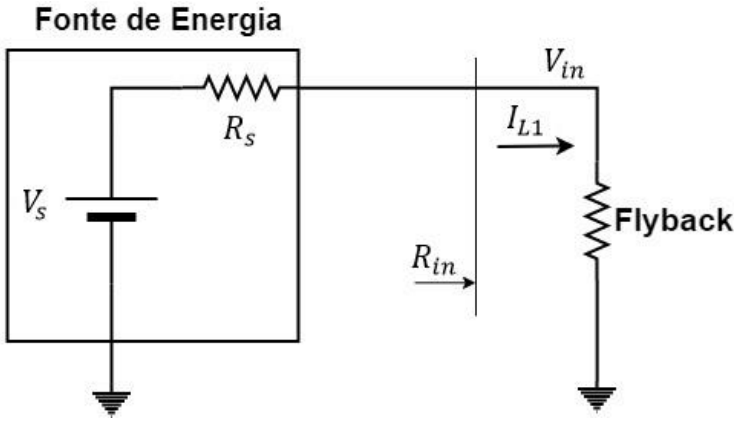


Figura 4.6 – Modo como o *flyback* é visto pela fonte.

$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} V_s. \tag{4.5}$$

$$P_{in} = \frac{{V_{in}}^2}{R_{in}}. \tag{4.6}$$

A máxima transferência de potência entre fonte e carga acontece quando a impedância do conversor R_{in} se iguala a impedância da fonte de energia, ou seja, $R_s = R_{in}$. Nesta condição a tensão de entrada V_{in} é igual a metade da tensão fornecida pela fonte, $V_{in} = V_s/2$. Considerando a resistência interna da fonte constante e as condições apresentadas, a potência máxima fornecida pela fonte pode ser obtida através da Equação (4.7).

$$P_{Maxima_Fonte} = \frac{{V_{in}}^2}{R_{in}} = \frac{\left(\frac{V_s}{2}\right)^2}{R_s} = \frac{{V_s}^2}{4R_s}. \tag{4.7}$$

Em DCM, o secundário do conversor *flyback* se comporta como uma fonte de corrente. Portanto, o valor da tensão de saída depende do valor da carga alimentada. Usando uma bateria como carga é possível definir a tensão de saída como a tensão de carga da bateria. Já usando uma carga resistiva é possível calcular o valor da tensão de saída correspondente. Considerando o conversor sem perdas, a potência de entrada é totalmente consumida pela carga conforme mostra a Equação (4.8) [17].

$$\begin{gathered} P_{out} = \frac{{V_{out}}^2}{R_{out}}, \\ P_{in} = P_{out} \rightarrow \frac{{V_{in}}^2}{R_{in}} = \frac{{V_{out}}^2}{R_{out}}. \end{gathered} \tag{4.8}$$

Substituindo a Equação (4.4) em (4.8) e efetuando as simplificações chega-se a uma expressão que relaciona a tensão de saída com a entrada, como mostra a Equação (4.9). Considerando que a tensão de entrada V_{in}, a resistência de saída R_{out} e a indutância L_1 são fixas, a tensão de saída V_{out} pode sofrer variações com a mudança do ciclo de trabalho e a frequência do sinal de controle.

$$V_{out} = V_{in} d \sqrt{\frac{R_{out}}{2L_1 f}}. \tag{4.9}$$

Usando as relações anteriores e considerando o casamento de impedância entre fonte e conversor, é possível obter as expressões para cálculo da corrente média, RMS e máxima dos enrolamentos primário e secundário do transformador [17]. Essas expressões são apresentadas nas Equações (4.10) - (4.15) e organizadas na Tabela 4.3.

$$i_{1_Med} = \frac{1}{T}\int_0^{dT} i_1(t)dt = \frac{V_{in} d^2}{2L_1 f} = \frac{V_s}{2R_s}, \tag{4.10}$$

$${i_{1_RMS}}^2 = \frac{1}{T}\int_0^{dT} {i_1}^2(t)dt = \frac{{V_{in}}^2 d^3}{3{L_1}^2 f^2} = \frac{{V_s}^2}{3d{R_s}^2}, \tag{4.11}$$

$$i_{1_Max} = i_1(t = dT) = \frac{V_{in}}{L_1} dT = \frac{V_s}{dR_s}, \tag{4.12}$$

$$i_{2_Med} = \frac{1}{T}\int_{dT}^{(d+d_2)T} i_2(t)dt = \frac{V_{out}{d_2}^2}{2L_2 f} = \frac{V_s}{2V_{out}} i_{1_Med}, \tag{4.13}$$

$${i_{2_RMS}}^2 = \frac{1}{T}\int_{dT}^{(d+d_2)T} {i_1}^2(t)dt = \frac{{V_{out}}^2{d_2}^3}{3{L_2}^2 f^2} = \frac{d_2}{m^2 d}{i_{1_RMS}}^2, \tag{4.14}$$

$$i_{2_Max} = \frac{i_{1_Max}}{m} = \frac{V_s}{mdR_s}. \tag{4.15}$$

Corrente	Média	RMS	Máxima
i_1	$\frac{V_s}{2R_s}$	$\frac{V_s}{(\sqrt{3d})R_s}$	$\frac{V_s}{dR_s}$
i_2	$\frac{{V_s}^2}{4V_{out}R_s}$	$\frac{V_s\sqrt{3d_2}}{3mdR_s}$	$\frac{V_s}{mdR_s}$

Tabela 4.3 – Expressões para cálculo das correntes Média, RMS e Máxima nos enrolamentos primário e secundário na condição de casamento de impedância.

4.2.2 Avaliação das Perdas

As perdas no conversor *flyback* podem ser de três tipos: perdas por condução, comutação e no circuito de controle. A análise dessas perdas é importante para a escolha dos componentes do circuito. No caso de um projeto tradicional as perdas no circuito de controle são desprezadas pois sua contribuição é uma parcela insignificante em comparação a energia entregue pela fonte. Contudo, para projetos onde a quantidade de energia entregue pela fonte é de baixa potência, essas perdas devem ser consideradas. Para análise das perdas assume-se que o conversor já esteja em estado estacionário e o casamento de impedância já esteja alcançado.

4.2.2.1 Perdas por Condução

As perdas por condução estão presentes no MOSFET, nos enrolamentos do transformador e também no diodo *Schottky* ligado ao secundário do transformador. As perdas no MOSFET são provocadas pela passagem de corrente pela resistência do canal dreno-fonte (R_{ds}) quando o mesmo conduz. As perdas nos enrolamentos do transformador são definidas pela resistência

dos enrolamentos e correntes que circulam por elas. Já no diodo, a perda é definida por sua tensão de polarização (V_d). As expressões para cálculo das perdas por condução são organizadas na Tabela 4.4.

Dispositivo	Expressões
MOSFET	$P_{Cond_Mos} = R_{ds(on)} v_g {i_{1_{RMS}}}^2 = R_{ds(on)} v_g \frac{{V_s}^2}{3d{R_s}^2}$
Transformador	$P_{Cond_Trafo} = R_{L1} {i_{1_RMS}}^2 + R_{L2} {i_{2_RMS}}^2 = {i_{1_RMS}}^2 (R_{L1} + R_{L2} \frac{d_2}{m^2 d})$
Diodo	$P_{Cond_d} = V_d i_{2_Med} = \frac{V_d {V_s}^2}{4 V_{out} R_s}$

Tabela 4.4 – Expressões matemáticas para cálculo das perdas por condução no conversor *flyback*.

4.2.2.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação normalmente são provocadas pela energia gasta para carregar as capacitâncias parasitas, presentes no MOSFET e no diodo *Schottky*. Contudo, no MOSFET existe dois tipos de perdas por comutação. A primeira acontece no período de desligamento, provocado pelo atraso do MOSFET em desligar o canal dreno-fonte completamente. Durante esse período o produto entre a tensão dreno-fonte (V_{ds}) e a corrente que passa pelo canal (i_1) não é nula. Existe um atraso no desligamento (t_f) onde a corrente no canal vai de I_{1_Max} a 0 e a tensão de V_{ds} ao seu valor máximo. O segundo tipo de perda por comutação no MOSFET é provocado por seu capacitor parasita (C_{oss}) presente no canal dreno-fonte. Durante o desligamento esse capacitor é carregado de 0 a V_{ds_Max}. A perda por comutação no MOSFET pode ser calculada através da Equação (4.16).

$$P_{Comut_Mos} = \left[\frac{1}{2} t_f \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{m}\right) \frac{V_{in}}{L_1} d + \frac{1}{2} C_{oss} \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{m}\right)^2 f\right]. \tag{4.16}$$

No diodo acontece um fenômeno semelhante ao que ocorre no MOSFET. No período de desligamento do diodo sua capacitância de junção (C_j) é carregada de 0 a $mV_{in} + V_{out}$. Essa capacitância é carregada toda vez que o diodo entra em corte e essa energia é dissipada quando o mesmo conduz. A perda por comutação no diodo pode ser calculada pela Equação (4.17).

$$P_{Comut_d} = \frac{1}{2} C_j (mV_{in} + V_{out})^2 f. \quad (4.17)$$

4.2.2.3 Perdas no Circuito de Controle

As perdas no circuito de controle são provocadas pelo próprio consumo do circuito que gera o sinal de controle e pelo carregamento da capacitância equivalente (C_{in}), presente na porta do MOSFET. A perda provocada pelo circuito que gera o sinal de controle pode ser obtida pelo produto entre sua tensão de alimentação e sua corrente, como mostra a Equação (4.18).

$$P_{Cir_controle} = V_{cc_controle} I_{controle}. \quad (4.18)$$

A capacitância equivalente é informada de maneira indireta pela folha de dados dos fabricantes. Eles relacionam a carga total na porta com a capacitância equivalente pela expressão: $C_{gin} = \frac{Q_g}{V_g}$, em que Q_g é a carga presente na porta e V_g é a tensão aplicada na porta do MOSFET. Assim, a perda associada ao carregamento da porta do MOSFET pode ser calculada pela Equação (4.19).

$$P_{g_Mos} = Q_g V_g f = C_{gin} {V_g}^2 f. \quad (4.19)$$

4.2.3 Escolha dos Componentes do *Flyback*

A seção 4.2.2 mostrou os principais tipos de perdas presentes no conversor *flyback*. Essas perdas estão diretamente relacionadas com os componentes presentes no conversor, como o MOSFET, diodo e transformador. A minimização dessas perdas é fundamental para o bom funcionamento do sistema. Portanto, torna-se relevante a escolha dos componentes que possibilite implementar o sistema CE ao mesmo tempo que minimize as perdas existentes.

O MOSFET possui dois parâmetros importantes que devem ser levados em consideração para sua escolha. Um é a resistência do canal dreno-fonte (R_{ds}) e o outro a carga da porta (Q_g). O primeiro parâmetro influência na perda por condução e o segundo na perda do circuito de controle.

A resistência R_{ds} é inversamente proporcional a tensão aplicada na porta do MOSFET (V_{gs}), como mostra a Equação (4.20) [32]. Já a carga Q_g é diretamente proporcional a tensão aplicada na porta. Sendo assim, R_{ds} e Q_g evoluem de maneira oposta. Logo, a escolha do MOSFET deve ser um ajuste entre a redução das perdas por condução e as perdas no circuito de controle.

$$R_{ds} = \frac{1}{K'_n \frac{W}{L}\left(V_{gs} - V_{th}\right)}, \tag{4.20}$$

em que

- W é largura do substrato tipo P (corpo);
- L é a distância entre a região da fonte e dreno;
- K'_n é uma constante determinada pela tecnologia de processamento particular empregada para fabricar o MOSFET.

O MOSFET selecionado foi o FDV301N. Ele possui baixa tensão de limiar (*threshold voltage*) V_{th}. Tensão de limiar é a tensão mínima aplicada à porta do MOSFET para formar um canal de condução dreno-fonte [32]. Assim, o MOSFET selecionado permite que um sinal de amplitude reduzida seja aplicado à porta para criação do canal dreno-fonte. Baixa tensão V_{th} possibilita reduzir a tensão de inicialização do sistema CE, uma vez que o sinal necessário para a partida do *flyback* é fornecido pelo *starter*, ou seja, reduzir V_{th} significa reduzir a tensão de alimentação do sistema CE, desde que seja mantido a densidade de potência mínima para a inicialização do sistema. A Tabela 4.5 mostra as características elétricas do MOSFET FDV301N.

Tipo	**Descrição**	**Valor**	**Unidade**
R_{ds}	Para $V_{gs} = 2{,}7\ V$	5	Ω
V_{th}	Tensão de Limiar	0,85	V
Q_g	Carga total na porta para $V_{gs} = V_{ds}$	320	pC
C_{oss}	Capacitância de saída $V_{gs} = V_{ds}$	9	pF
C_{gin}	Capacitância equivalente na porta	118	pF

Tabela 4.5 – Características elétricas do MOSFET FDV301N.

O principal fator para a escolha do diodo é sua tensão de polarização. A tensão de polarização possui relação com as perdas de condução. Logo, esse parâmetro deve ser minimizado. Além disso, a redução da tensão de polarização possibilita maior tensão de saída do conversor *flyback*. O diodo selecionado foi o HSMS2820, o mesmo selecionado para o circuito *starter*. A Tabela 4.6 mostra as características elétricas do diodo HSMS2820.

Tipo	**Descrição**	**Valor**	**Unidade**
V_d	Tensão de polarização máxima	340	mV
C_j	Capacitância de junção	0,7	pF

Tabela 4.6 – Características elétricas do diodo HSMS2820.

Para reduzir as perdas geradas pelo transformador as indutâncias dos enrolamentos não devem ter valores elevados. Com isso, é possível a construção de um transformador de tamanho reduzido. Isso se deve ao fato de que a indutância depende das dimensões do transformador, conforme verifica-se na Equação (4.21).

$$L = 0{,}4\pi N^2 \mu_r \frac{A_e}{l_e} 10^{-8}, \tag{4.21}$$

em que

- L é a indutância do enrolamento;
- N é o número de espiras do enrolamento;
- μ_r é a permeabilidade relativa do núcleo;
- A_e é a área efetiva da seção transversal do núcleo em cm²;
- l_e é o comprimento efetivo do núcleo em cm.

Sendo assim, reduzir o número de espiras irá impactar na redução das resistências dos enrolamentos primário e secundário. Tendo ainda, como consequência a redução das perdas por condução. A Tabela 4.7 mostra as características elétricas do transformador selecionado para fazer parte do conversor *flyback*. Esses valores foram selecionados através de simulações para

garantir a geração das impedâncias necessárias para rastreamento MPPT, de acordo com as características da célula fotovoltaica utilizada.

Tipo	Descrição	Valor	Unidade
L_1	Indutância primário	5	mH
L_2	Indutância secundário	5	mH
m	Relação de Transformação	1	

Tabela 4.7 – Parâmetros do transformador do *flyback*.

A frequência do sinal de controle e o nível de tensão do sinal aplicado na porta do MOSFET também influenciam diretamente nas perdas do circuito. Logo, reduzir os valores dessas varáveis significa reduzir as perdas. Operar em frequência mais baixa diminui todos os tipos de perdas. Já o nível de tensão aplicado à porta influencia diretamente na perda do circuito de controle. A definição da frequência está associada à faixa de impedâncias que deve ser gerada para implementar a busca da máxima transferência de potência através da Equação (4.4), e o nível de tensão aplicado à porta é a amplitude do sinal gerado pelo oscilador do MCU. Os valores de frequência de controle e tensão aplicados à porta são listados na Tabela 4.8.

Tipo	Descrição	Valor	Unidade
f	Frequência	2,5	kHz
V_g	Tensão aplicado na porta do MOSFET	3.3	V

Tabela 4.8 – Valores de frequência de controle e nível de tensão aplicada na porta do MOSFET.

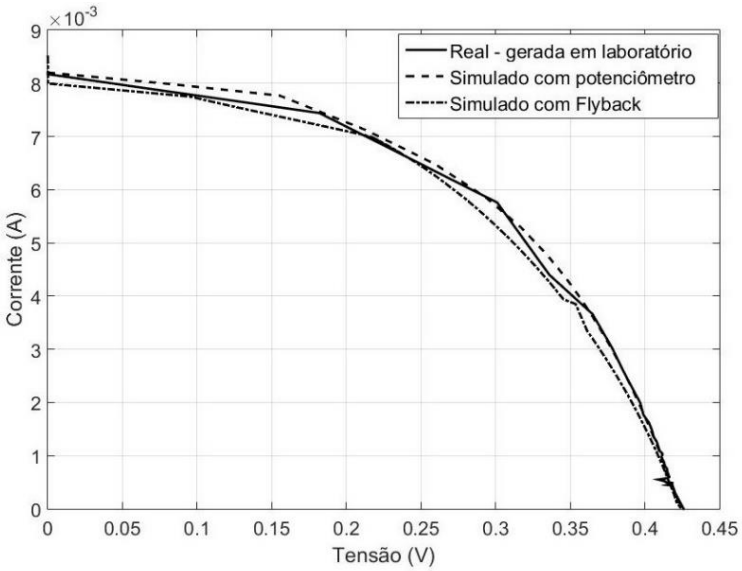
4.2.4 Avaliação do *Flyback* em Efetuar o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Essa seção apresenta testes em simulação do *flyback* para avaliar sua capacidade em efetuar o rastreamento do PMP de uma célula fotovoltaica. Para tanto, o modelo de fonte criado na Seção 4.1 para 3500 Lux foi ligado na entrada do *flyback* e efetuou-se o levantamento de sua curva I-V seguindo os mesmos procedimentos listados na Seção 4.1. A diferença é que agora os valores das impedâncias foram gerados com a variação do ciclo de trabalho de 0 a 100%, ou seja, a impedância foi gerada de maneira indireta, conforme a Equação (4.4). A curva I-V gerada foi então comparada com as curvas da Figura 4.3. A Tabela 4.9 mostra os parâmetros utilizados

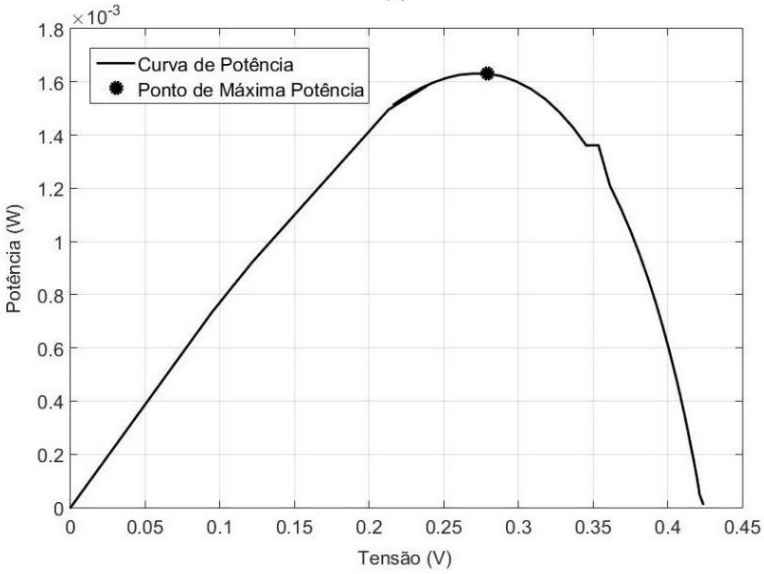
para a simulação e a Figura 4.7 mostra o resultado obtido. Para a geração da curva I-V o circuito foi considerado sem perdas.

Parâmetro	**Valor**	**Unidade**
L_1	5	mH
L_2	5	mH
m	1	
f	2,5	kHz
d	0 a 100	%
C_1	4,7	μF
C_2	10	μF
Carga	1	$M\Omega$

Tabela 4.9 – Parâmetros usados para geração da curva I-V através do *flyback*.



(a)



(b)

Figura 4.7 – (a) Curva característica I-V da célula fotovoltaica gerada através do *flyback. (b)* Curva P-V e ponto de máxima potência da célula fotovoltaica.

A Figura 4.7 (a) mostra que, através da variação do ciclo de trabalho do sinal de controle aplicado ao *flyback*, foi possível gerar as diversas impedâncias necessárias para traçar a curva característica I-V da célula, onde o resultado ficou bem próximo da curva gerada em laboratório, através de ensaios. Já a Figura 4.7 (b), mostra a curva P-V da célula gerada na simulação através do *flyback* e o ponto de máxima potência. Com isso, conclui-se que é possível efetuar o rastreamento do ponto de máxima transferência de potência com a variação do ciclo de trabalho. Para isso, utilizou-se a técnica *Hill Climbing*, apresentada na Seção 2.4.1 visto que o ponto de máxima transferência de potência está associado a uma determinada impedância e essa impedância é gerada por um determinado valor de ciclo de trabalho.

4.2.5 Análise do *Flyback* Através das Expressões Matemáticas e Simulações

Essa seção apresenta uma análise de funcionamento do *flyback* para as expressões matemáticas mostradas anteriormente, tendo como foco a eficiência do circuito e a tensão de saída. Posteriormente é feito uma comparação entre as eficiências obtidas pelas expressões matemáticas e pelas simulações do circuito realizadas por meio do *software Orcad*. As curvas obtidas foram geradas considerando os parâmetros da Tabela 4.10. Esses parâmetros foram definidos em conformidade com a fonte que foi ligada ao *flyback* e nível de tensão mínima necessária para alimentar o MCU com valores entre 1,74 V e 3,6 V.

Tipo	Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	0,275 V
Sinal de Controle	V_g	3,3 V
	d	0,7
	f	1 kHz a 100 kHz
Capacitor de Entrada	C_1	4,7 µF
Capacitor de Saída	C_2	10 µF
Parâmetros do Transformador	L_1	5,5 mH
	L_2	4,51 mH
	R_{L1}	4,51 Ω
	R_{L2}	4,118 Ω
	m	1
Carga	R_{out}	10 $k\Omega$

Tabela 4.10 – Parâmetros do *flyback* para análise das perdas.

Inicialmente foi realizada a análise das perdas em função da frequência do sinal de controle. Para esta análise foi considerado o ciclo de trabalho fixo em 0,7 e nível de tensão do sinal de controle de 3,3 V. O nível de tensão do sinal de controle foi escolhido com base na amplitude do sinal PWM entregue pelo MCU. A Figura 4.8 mostra a curva que relaciona a eficiência com a frequência do sinal de controle.

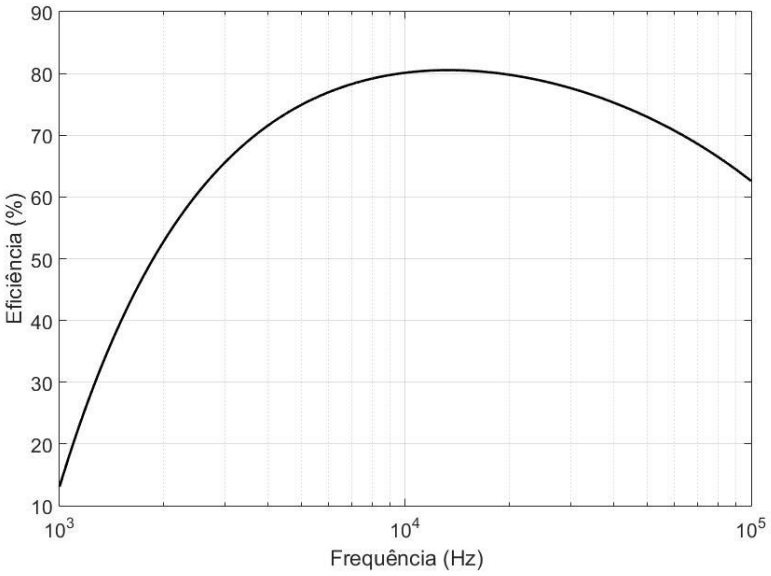


Figura 4.8 – Relação entre eficiência do *flyback* e frequência do sinal de controle.

A Figura 4.9 mostra a curva de tensão na saída do *flyback* em função da frequência. Observa-se que conforme a frequência aumenta a tensão de saída diminui, comprovando a Equação (4.9), onde a tensão de saída é inversamente proporcional a frequência.

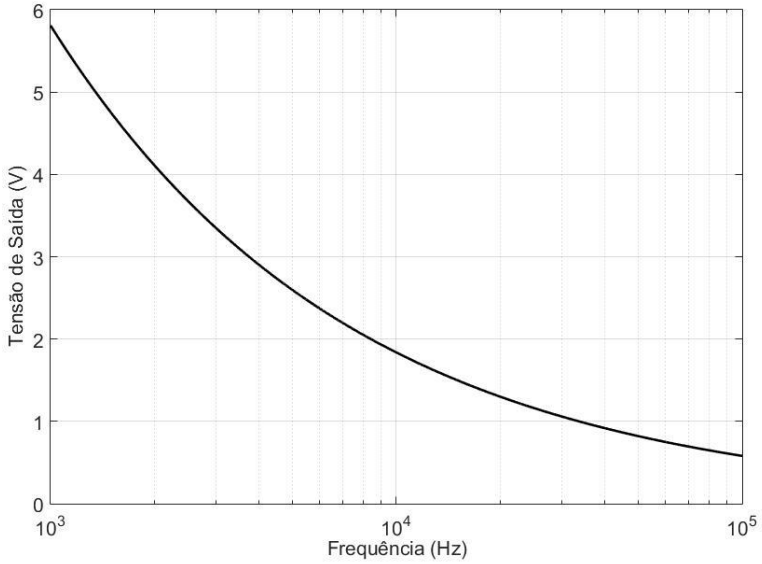


Figura 4.9 – Relação entre tensão de saída do *flyback* e frequência do sinal de controle.

Analisando as Figuras 4.8 e 4.9 é possível concluir que o ajuste da frequência do sinal de controle deve ser um compromisso entre eficiência e o nível de tensão desejada na saída do *flyback*.

A análise das perdas no circuito *flyback* através das expressões matemáticas e por simulação também foi realizada. Para esta análise foram considerados os parâmetros da Tabela 4.10, com frequência fixa em 2,5 kHz e circuito em regime permanente com tensão de saída estável. A Tabela 4.11 mostra a eficiência do circuito utilizando as expressões matemáticas e por meio de simulação. Observa-se que, em ambos os casos, os valores das eficiências ficaram próximas. Desconsiderando as perdas no transformador, pode-se observar ainda que cerca de 22,22% das perdas estão no MOSFET e no diodo. As perdas desses componentes estão associadas às suas características elétricas e construtivas e podem ser minimizadas com os ajustes na frequência. Porém a manipulação deste parâmetro pode inviabilizar o funcionamento do sistema CE, visto que o aumento da frequência até 10 kHz leva ao aumento da eficiência ao mesmo tempo que reduz a tensão de saída. A redução da tensão de saída pode levar a não inicialização do MCU. Já o transformador, pelas expressões matemáticas, contribui com cerca de 16,66 % das perdas. Sendo estas perdas associadas a condução e podem ser minimizadas com a redução das resistências dos enrolamentos.

	Tipo	P_{in} (mW)	P_{out} (mW)	η (%)
Com Perdas no Transformador	Pelas Expressões Matemáticas	1,35	0,825	61,11
	Por Simulação	1,218	0,7016	57,6
Sem Perdas no Transformador	Pelas Expressões Matemáticas	1,35	1,05	77,77
	Por Simulação	1,375	1,05	76,36

Tabela 4.11 – Eficiência do *flyback* para as expressões matemáticas e simulação.

Por fim foi realizada a análise do impacto do valor de carga ligada ao *flyback*. Esta análise tem como objetivo determinar o valor mínimo de carga que pode ser ligada a fim de garantir um nível mínimo de tensão na saída do *flyback*. A Figura 4.10 mostra a curva de tensão de saída em função do valor de carga. Observa-se que, para manter tensão na saída do *flyback* entre 1,74 V e 3,6 V, os valores de carga ligados deve ficar entre 2,3 $k\Omega$ e 9,6 $k\Omega$, aproximadamente. A potência máxima, entregue às cargas, para as condições de simulação, foi de aproximadamente 1,35 mW. Contudo, não é possível ter o controle da tensão na saída do *flyback*. Essa tensão pode assumir diversos valores que dependem da característica da fonte e carga ligada a ele. Valores fora da faixa de 1,74 V e 3,6 V podem fazer com que o MCU não ligue ou seja danificado. Sendo assim, é necessário inserir na saída do *flyback*, antes da

alimentação do MCU, um dispositivo que regule a tensão e não deixa que esta ultrapasse o valor máximo de 3,6 V. Esse dispositivo será apresentado no próximo capítulo.

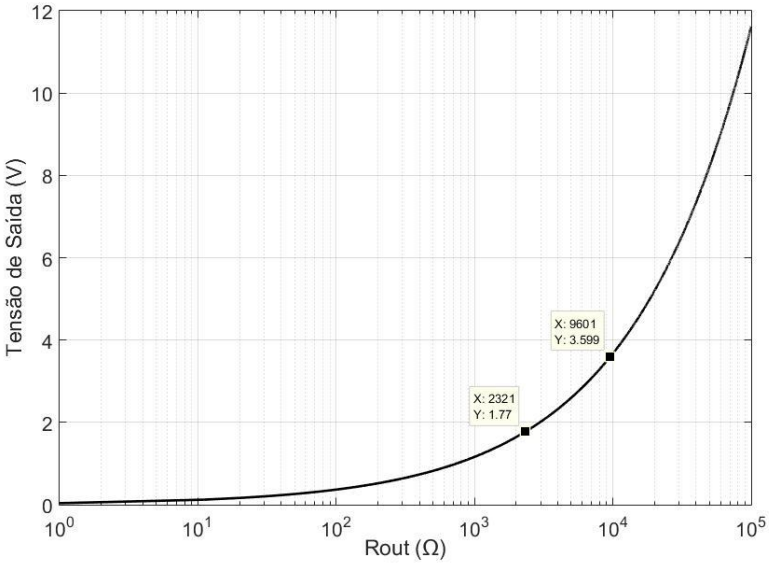


Figura 4.10 – Relação entre tensão de saída do *flyback* e carga ligada.

4.3 Circuito de Partida

O circuito de partida é responsável pela auto inicialização, possibilitando o funcionamento do sistema CE proposto. Isso se deve ao fato de que o *flyback* não é capaz de auto inicializar, ou seja, é necessário um circuito auxiliar capaz de responder ao baixo nível de tensão da fonte, elevar essa tensão e gerar o sinal de controle inicial para que o *flyback* entre em funcionamento.

O circuito de partida é formado por três subcircuitos, sendo um circuito de bloqueio de tensão, um circuito *starter* e um oscilador astável de baixa potência. A seguir será apresentada a descrição de cada um.

4.3.1 Circuito de Bloqueio de Tensão

O circuito de partida deve ser desligado assim que o *flyback* seja inicializado. Desta maneira, é necessário desligar o circuito de partida de forma automática. Para executar essa tarefa foi criado o circuito de bloqueio de tensão mostrado na Figura 4.11. Esse circuito é formado por um transistor MOSFET tipo N, um transistor JFET de canal P, um diodo *zener* e

um resistor. Sua função é permitir ou não que a energia fornecida pela fonte chegue ao *starter*. Para facilitar o entendimento as conexões do circuito foram nomeadas de acordo com a tensão de referência que elas serão submetidas e ao circuito que elas serão ligadas.

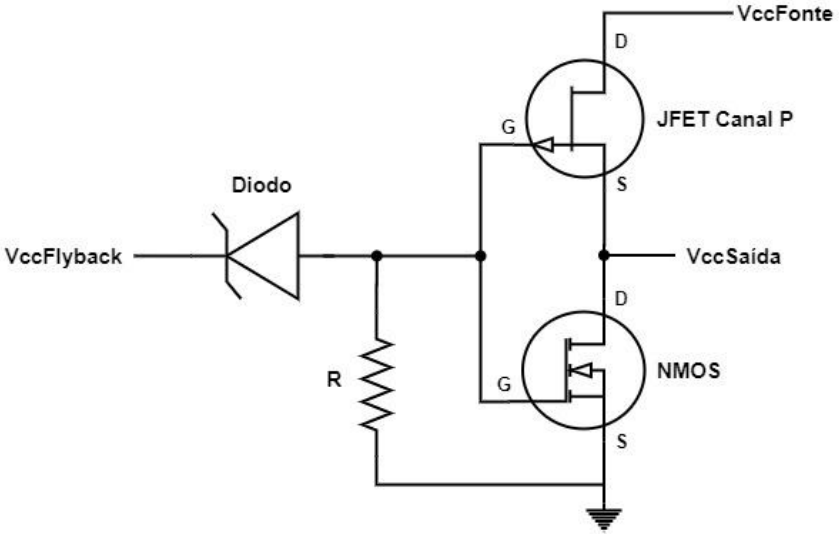


Figura 4.11 – Circuito de bloqueio de tensão.

4.3.1.1 Descrição de Funcionamento

Inicialmente a tensão VccFlyback é nula, logo, a tensão na porta do transistor JFET e do MOSFET também é nula. Nessa condição o MOSFET não conduz e o JFET conduz. Considerando as perdas desprezíveis, a tensão VccFonte aparece na saída do circuito, ou seja, VccFonte é igual VccSaída. Neste ponto o circuito permite que a tensão da fonte chegue ao circuito *starter* e o circuito de partida está ligado. No momento em que a tensão VccFlyback aumenta, a tensão na porta do JFET e do MOSFET também aumenta. A tensão nas portas ao atingir $V_{GS(off)}$ e $V_{GS(th)}$, em que $V_{GS(off)}$ é a tensão de corte do JFET e $V_{GS(th)}$ é a tensão de limiar do MOSFET, faz com que o JFET entre em corte e o MOSFET entre em condução respectivamente, tornando a tesão VccSaída nula. Neste ponto o circuito não permite que a tensão da fonte chegue ao circuito *starter* e assim ocorre o desligamento do circuito de partida. A presença do resistor é necessária para que as portas do JFET e MOSFET não fiquem flutuando e cause o mau funcionamento do circuito.

O diodo, é um *zener* de 3,3 V, e possui a função de ceifar a tensão aplicado ao bloqueador até que ela atinja cerca de 3,3 V. Como a tensão na saída do *flyback* aumenta de forma

progressiva é necessário que ela alcance a tensão necessária para inicializar o MCU, e só após isso, o circuito bloqueio de tensão atue para desligar o circuito de partida.

A Figura 4.12 mostra o comportamento da tensão VccSaída do circuito de bloqueio em função da tensão VccFlyback. Pode-se observar que inicialmente o circuito permite que a tensão de entrada VccFonte chegue em sua saída, por isso, VccFonte é igual a tensão VccSaída. Após o aumento da tensão VccFlyback, o circuito atua como chave, e a tensão VccSaída vai a zero e o circuito de partida é deligado.

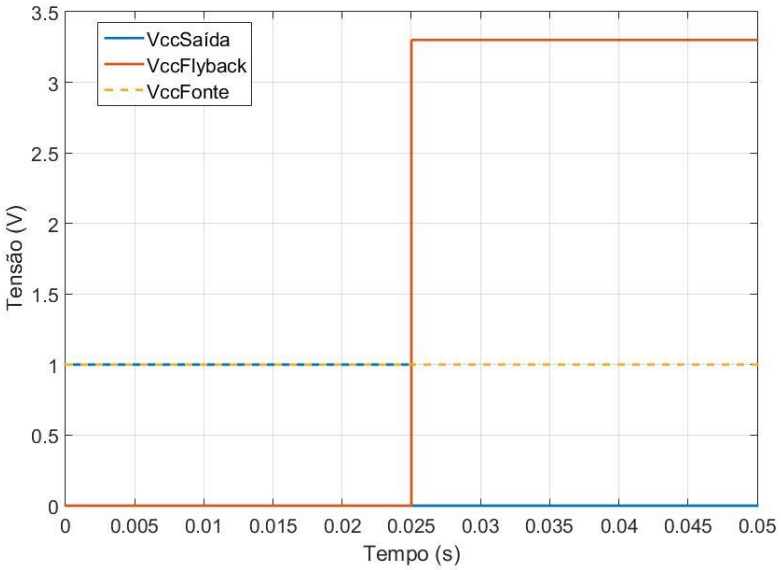


Figura 4.12 – Tensão de saída do circuito bloqueio de tensão em função da tensão vinda do *flyback*.

4.3.2 Circuito *Starter*

A função do *starter* no sistema CE proposto é de possibilitar o seu funcionamento sem necessidade de bateria auxiliar. Sendo assim, o *starter* deve ser capaz de reagir ao baixo nível de tensão de alimentação da fonte e elevar essa tensão a nível suficiente para alimentação inicial do sistema CE.

O *starter* é um conversor CC-CC auto ressonante de três enrolamentos baseado no Oscilador de Armstrong (OA). Já o OA é um oscilador harmônico capaz de criar altos níveis de oscilações a partir de um baixo nível de tensão de alimentação. Esse oscilador foi inventado por Edwin Armstrong em 1913 [33]. A estrutura do OA é mostrada na Figura 4.13, sendo ele capaz de gerar sinal senoidal na faixa de UHF e foi usado anteriormente em receptores de RF.

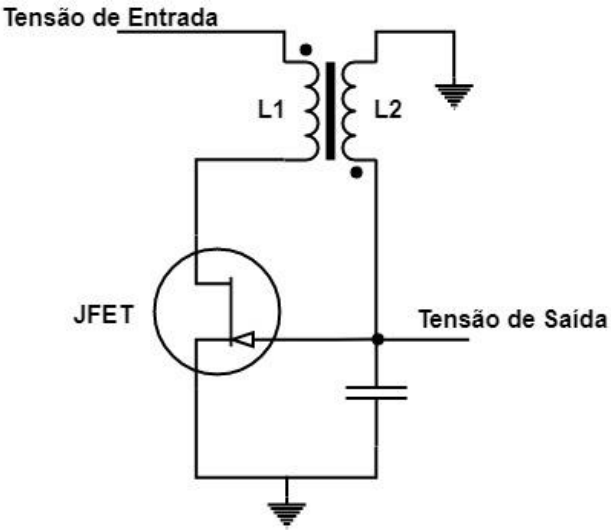


Figura 4.13 – Estrutura do Oscilador de Armstrong.

Atualmente o OA é raramente utilizado em circuitos de RF pois possui alta sensibilidade a capacitâncias parasitas advindas de transistores e transformadores. Porém, hoje o OA encontra aplicação em eletrônica de potência, principalmente onde a tensão da fonte é muito baixa. Devido a sua característica construtiva e por possuir um transformador com alta relação de transformação, o OA é capaz de gerar oscilações de níveis bem maiores que o nível de sua tensão de alimentação. Ao retificar o sinal de saída do oscilador é obtida uma tensão CC muito maior que a tensão da fonte. Logo, esse oscilador pode ser usado para alimentar circuitos de baixa potência a partir de fontes de baixos níveis de tensão.

O *starter* usado no sistema CE, mostrado na Figura 4.14, foi proposto por [7]. Esse conversor ressonante é formado por dois blocos principais, sendo um transformador com elevada taxa de transformação (elevado número de espiras) e um transistor JFET de canal N, semelhante ao OA mostrado na Figura 4.13, se diferenciando pela presença do enrolamento terciário do transformador. O transistor JFET deve ser normalmente ligado para garantir a auto inicialização.

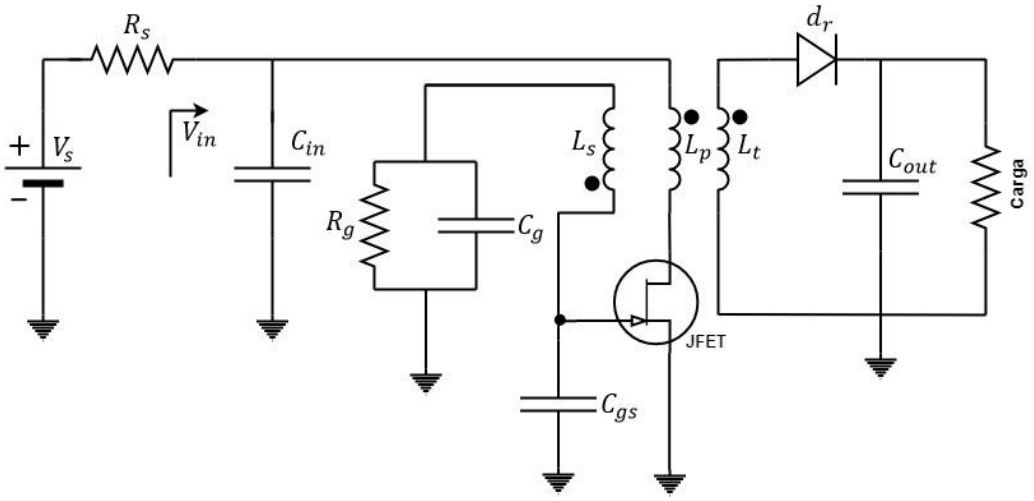


Figura 4.14 – Estrutura do circuito *starter* proposto por [7].

A operação do *starter* é baseada em três blocos funcionais, sendo eles o oscilador, a elevada tensão induzida no enrolamento secundário do transformador e o circuito retificador. O oscilador é formado pelo transistor JFET, pelo capacitor C_{gs} e pelos enrolamentos primário e secundário do transformador. A frequência de oscilação é determinada pela indutância secundária dada por $L_s = {m_s}^2 L_p$, em que m_s é a relação de transformação entre o enrolamento primário e secundário do transformador e pela capacitância C_{gs}.

A tensão oscilante gerada é aplicada à porta do transistor JFET, garantindo assim que o transistor opere como chave. Além disso é induzida uma alta tensão senoidal no enrolamento terciário do transformador, $L_t = {m_t}^2 L_p$, em que m_t é a relação de transformação entre o enrolamento primário e terciário do transformador. Essa tensão é então retificada através do retificador de meia onda formado pelo diodo d_r e pelo capacitor C_{out}. O capacitor C_g é colocado em paralelo com o resistor R_g para estabilizar a tensão [7].

O conversor ressonante *starter* é baseado no OA e como todo oscilador, existem algumas condições que garantem o início das oscilações. Essas condições dependem dos componentes do oscilador e de elementos externos como: o tipo de fonte de alimentação e da carga ligada ao oscilador. Sendo assim, o conversor e a fonte de tensão são modelados durante as fases transitórias. Algumas premissas são consideradas:

- O modelo da fonte de tensão é uma fonte CC (V_s) em série com sua impedância interna (R_s);

- Acoplamento entre os enrolamentos primário (L_p) e secundário (L_s) do transformador são considerados perfeitos (coeficiente de acoplamento K = 1);
- As resistências dos enrolamentos do transformador são desprezíveis em relação a R_s;
- Como a tensão de entrada é muito baixa ($< 1\ V$), a tensão dreno-fonte (V_{ds}) do JFET é consequentemente baixa. É suposto que o JFET irá operar somente na região linear (ou triodo);
- A tensão porta-fonte V_{gs} do JFET nunca atinge a tensão de condução $V_{d_{gs}}$ do seu diodo de corpo d_{gs}. Portanto, d_{gs} está desligado e não causa impacto na fase transitória. O mesmo acontece para d_r que não está conduzindo durante a fase inicial de oscilação.

Porém, o modelo de fonte usado para definição dos componentes do *starter* foi o modelo apresentado na Seção 4.1. Os valores dos componentes foram levantados levando em consideração a pior condição de energia fornecida pela célula solar. Os valores de V_s e R_s foram obtidos em laboratório para iluminância de 500 Lux. Com isto, busca-se garantir o funcionamento do *starter* para o pior caso de energia fornecida. Posteriormente, o modelo completo da fonte foi inserido ao circuito e simulado.

A tensão mínima de circuito aberto que satisfaz as condições de inicialização do *starter* é dada pela expressão:

$$V_{s\,min} = \frac{2I_{DSS}R_s + |V_p|}{m_s}, \tag{4.22}$$

em que

- I_{DSS} é a corrente dreno-fonte quando a tensão aplicada à porta do JFET é zero;
- R_s é a resistência interna da fonte;
- V_p é a tensão de corte porta-fonte do JFET;
- m_s é a relação de transformação entre primário e secundário do transformador.

Observa-se que $V_{s\,min}$ depende da resistência interna da fonte, das características elétricas do transistor JFET e da relação de transformação do transformador m_s. Além disso, a relação de transformação m_s possui um valor mínimo que garante o início da oscilação, como mostrado pela Equação 4.23. Com o aumento do valor de m_s é possível reduzir a tensão mínima de

inicialização do *starter*. Isso se deve ao aumento da tensão de oscilação aplicada a porta do transistor JFET, permitindo assim, comutações do JFET mesmo que a tensão da fonte seja de baixa amplitude. Isso é mostrado pela Equação 4.22. Porém, um grande valor de m_S resultará em uma grande indutância secundária, e em um grande número de espiras gerando um transformador volumoso.

$$m_s > \frac{1}{\left(\frac{V_s}{2I_{DSS}R_s - V_p}\right) - \sqrt{\frac{C_{gs}}{L_s}}\left(\frac{2I_{DSS}R_s - V_p}{I_{DSS}}\right)}. \tag{4.23}$$

A Equação 4.23 mostra que m_s mínimo também depende das características elétricas da fonte e do transistor JFET.

4.3.2.1 Características Construtivas do Starter e Simulações

Esta seção apresenta as características elétricas dos componentes escolhidos para o *starter* e também testes em simulações para determinar a capacidade do *starter* em inicializar com o modelo de fonte utilizado. Primeiro é selecionado os valores dos componentes para o pior caso de energia fornecida pela fonte, com o objetivo de garantir a inicialização e posteriormente é comparado os resultados das simulações.

O transistor JFET empregado ao *starter* é o J201. Esse transistor possui $I_{DSS} = 583\ \mu A$ e $V_p = -0{,}6\ V$. Como apresentado na Equação (4.22), I_{DSS} e V_p influenciam diretamente na tensão mínima de inicialização do *starter*. Logo, quanto menores forem esses valores, menor será a tensão mínima para inicialização. Já o diodo retificador do enrolamento terciário é o modelo HSMS2820. Esse diodo apresenta baixa queda de tensão quando polarizado diretamente, cerca de 340 mV. Com isto, garante-se a redução da perda de condução e maior nível de tensão retificada na saída do *starter*.

Os valores dos componentes do *starter* estão listados na Tabela 4.12. Esses valores foram ajustados e adaptados através de simulações para permitir a inicialização utilizando o modelo de fonte apresentado na Seção 4.1, para iluminância de 500 Lux.

Elemento do *starter*	Valor/Modelo
C_{in}	4,7 µF
C_g	10 nF
R_g	20 $M\Omega$
C_{gs}	2 nF
C_{out}	4,7 µF
$m_s = m_t$	25
L_p	50 µH
d	HSMS 2820
JFET	J201

Tabela 4.12 – Valores dos componentes do *starter*.

As simulações foram realizadas utilizando o modelo de fonte configurado com a curva I-V para 500 Lux e depois para 3500 Lux e os resultados organizados na Tabela 4.13. Observa-se que para carga de 50 kΩ o *starter* foi capaz de fornecer tensão em sua saída maior que a tensão de entrada, porém os valores de tensão estão bem abaixo do necessário para inicializar o sistema CE. A tensão mínima para inicialização do sistema CE é definida pela Tensão de Limiar (V_{th}) do MOSFET usado no sistema de controle do *flyback*. Para ter uma margem de segurança a tensão mínima ideal na saída do *starter* foi definida em $V_{out_Starter} = 2V_{th}$.

	Fonte 500 Lux		**Fonte 3500 Lux**	
Carga (Ω)	$\boldsymbol{V_{in}(V)}$	$\boldsymbol{V_{out}(V)}$	$\boldsymbol{V_{in}(V)}$	$\boldsymbol{V_{out}(V)}$
10 k	0,257	0,0327	0,418	0,079
50 k	0,266	0,316	0,419	0,57
100 k	0,271	0,72	0,420	1,00
200 k	0,276	1,22	0,421	1,63
300 k	0,278	1,58	0.422	2,12
400 k	0,279	1,87	0.422	2,53
500 k	0,280	2,08	0.422	2,86
750 k	0,281	2,58	0.422	3,47
1 M	0,282	2,88	0.422	3,87

Tabela 4.13 – Tensão de saída do *starter* em função do valor de carga ligada.

Como a tensão V_{th} do MOSFET é aproximadamente 0,85 V, a tensão mínima na saída do *starter* deve ser 1,7 V. Observa-se na Tabela 4.13 que para 500 Lux o valor de carga para ter nível próximo a 1,7 V deve ser maior que 300 $k\Omega$, já para 3500 Lux o valor de carga deve ser maior que 200 $k\Omega$. Observa-se ainda, um ganho de aproximadamente 30% de nível de tensão de saída ao trocar a configuração do modelo de fonte. Com isto, conclui-se que o efeito de carga mínimo, que o circuito ligado à saída do *starter* deve ter, é de aproximadamente 350 $k\Omega$. Assim, garante-se a inicialização do *starter* para o pior caso de fonte analisado e tem como consequência a inicialização para todos os outros casos apresentados.

4.3.3 Oscilador

Para fazer parte do circuito de partida o oscilador deve gerar um sinal capaz de inicializar o circuito *flyback*. Além disso, a tensão de alimentação do oscilador será fornecida pelo circuito *starter*, ou seja, o oscilador é a carga que será ligada ao circuito *starter* e, como apresentado na seção 4.3.2.1, o *starter* pode não inicializar caso o efeito de carga ligado em sua saída seja menor que 350 $k\Omega$. Sendo assim, o oscilador deve ser de baixo consumo e possuir efeito de carga maior que 350 $k\Omega$.

Uma topologia simples de oscilador de onda quadrada é mostrado na Figura 4.15. Essa topologia de oscilador é conhecida como oscilador multivibrador astável. O oscilador apresentado é formado por dois transistores MOSFET tipo N (M_1 e M_2), dois capacitores (C_1 e C_2) e quatro resistores ($R_1 - R_4$). Os componentes do oscilador são organizados de forma simétrica. Os sinais nos drenos dos MOSFET*s* M_1 e M_2 representam, respectivamente, os sinais de saída de onda quadrada e seu complemento. Os valores dos resistores e dos capacitores estão relacionados com a frequência do oscilador.

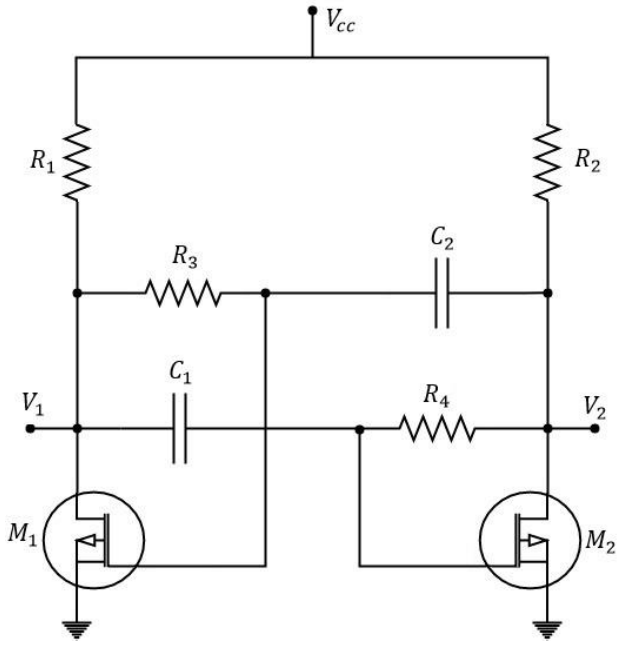


Figura 4.15 – Estrutura do oscilador multivibrador astável utilizando MOSFET.

Para que essa topologia de oscilador funcione, os valores de R_1 e R_2 devem ser escolhidos, para garantir que a tensão inicial aplicada às portas dos MOSFETs seja próxima a $V_{gs(th)}$, em que $V_{gs(th)}$ é a tensão limite aplicada à porta do MOSFET para que ele entre em condução.

4.3.3.1 Descrição de Funcionamento

Quando o circuito oscilador é alimentado espera-se que um dos MOSFET*s* entre em condução. Inicialmente como ambos os MOSFET*s* não conduzem e os capacitores estão descarregados, a tensão V_{cc} é aplicada nas portas de ambos os MOSFET*s*. Contudo, a existência de pequenas diferenças nas características elétricas dos componentes fará com que um dos MOSFET*s* entre em condução primeiro. Sem perda de princípios e para facilitar o entendimento, considera-se inicialmente M_1 não conduzindo e M_2 conduzindo, Figura 4.16.

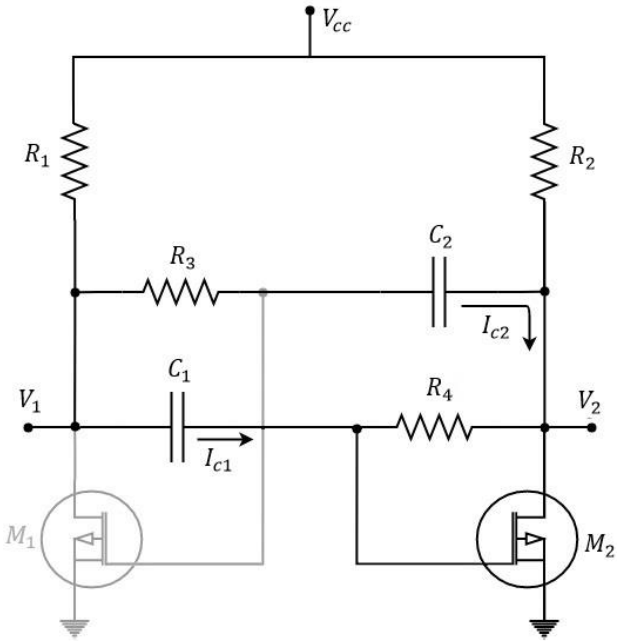


Figura 4.16 – Funcionamento do oscilador quando o MOSFET M_1 não está conduzindo e o MOSFET M_2 está conduzindo.

Nesta situação, a tensão no dreno de $M_2(V_{ds2})$ é próxima de zero e a tensão na porta (V_{gs1}) de M_1 terá valor consideravelmente baixo uma vez que C_2 se encontra descarregado. Assim, não existe fluxo de corrente através do MOSFET M_1 e a tensão em seu dreno (V_1) corresponderá a tensão de alimentação V_{cc} diminuída da queda de tensão em R_1. A partir deste instante, o capacitor C_2 passa a ser carregado através do resistor $R_3(I_{C2})$ o que provoca o aumento da tensão aplicada à porta de $M_1(V_{gs1})$ através de R_1. Quando esta tensão atinge valor próximo à $V_{gs(th)}$ a ponto de M_1 entrar em condução, ocorre uma súbita elevação no fluxo de corrente o que gera uma queda de tensão no dreno de $M_1(V_1)$ através de R_1. Com isso, ocorre uma rápida queda de potencial na placa esquerda do capacitor C_1. Devido à sua característica elétrica, o capacitor se opõe às rápidas variações de tensão, assim a tensão na porta de $M_2(V_{gs2})$, que se encontra na placa direita do capacitor C_1, irá reduzir na mesma ordem de V_1 fazendo com que o MOSFET M_2 pare de conduzir, Figura 4.17. Com M_2 não conduzindo, a tensão no dreno de $M_1(V_1)$ passa a ter valor próximo de zero e o capacitor C_1 começa a ser carregado através de $R_4(I_{C1})$ provocando o aumento da tensão na porta de M_2. Quando essa tensão atinge valor próximo a $V_{gs(th)}$ a ponto de M_2 entrar em condução, ocorrerá uma sequência semelhante a etapa precedente.

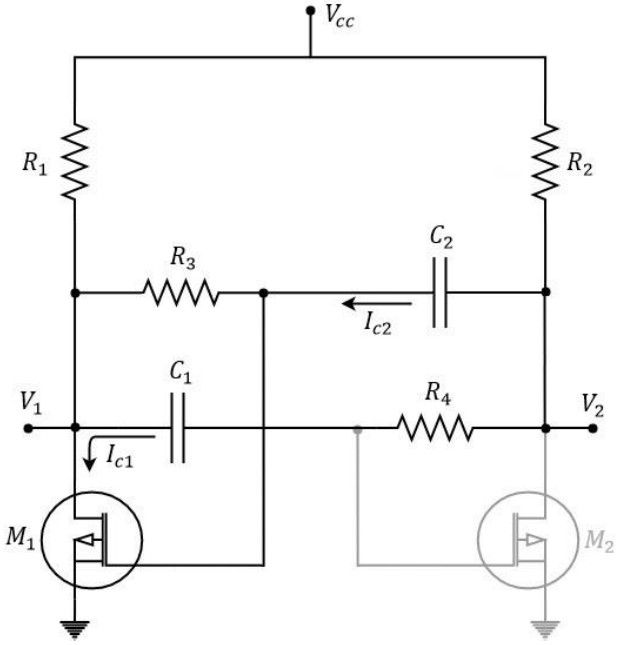


Figura 4.17 – Funcionamento do oscilador quando o MOSFET M_1 está conduzindo e o MOSFET M_2 não está conduzindo.

4.3.3.2 Característica Construtiva do Oscilador e Teste em Simulação

A Seção 4.3.2.1 mostrou que o circuito ligado à saída do *starter* deve ter efeito de carga mínima de 350 $k\Omega$ para garantir a inicialização do sistema CE. O oscilador é o circuito que será ligado à saída do *starter* e assim os valores dos componentes foram ajustados através de simulações para o oscilador ter efeito de carga maior que 350 $k\Omega$ e frequência de 2,5 kHz com ciclo de trabalho de 50%. Essa frequência foi escolhida baseada na relação entre tensão de saída do *flyback* e frequência do sinal de controle apresentada na Figura 4.9. Esse valor de frequência garante tensão próxima a 3 V na saída do *flyback* para alimentação inicial do MCU. Os valores dos componentes selecionados são mostrados na Tabela 4.14.

Elemento do Oscilador	Valor/Modelo
R_1 e R_2	1 $M\Omega$
R_3 e R_4	20 $M\Omega$
C_1 e C_2	47 pF
MOSFET	FDV301N

Tabela 4.14 – Componentes selecionados para o oscilador.

Estando o *starter* alimentado com o modelo de fonte para 3500 Lux, o oscilador foi conectado na saída do *starter* e simulado. A Figura 4.18 mostra a tensão de saída V_1 do oscilador e também a tensão de saída do *starter*, ambas em regime permanente. Observa-se que o *starter* foi capaz de inicializar com o oscilador conectado em sua saída. Na configuração selecionada o oscilador apresentou efeito de carga de 900 $k\Omega$ aproximadamente. Além disso, o oscilador obteve sinal de saída com frequência próxima à 2,5 kHz e amplitude máxima maior que 2,15 V, amplitude esta superior a tensão de limiar do MOSFET do *flyback*, ou seja, esse valor de amplitude é capaz de chavear o MOSFET para inicialização do *flyback*. Diante dos resultados obtidos essa configuração do oscilador foi selecionada para fazer parte do sistema CE.

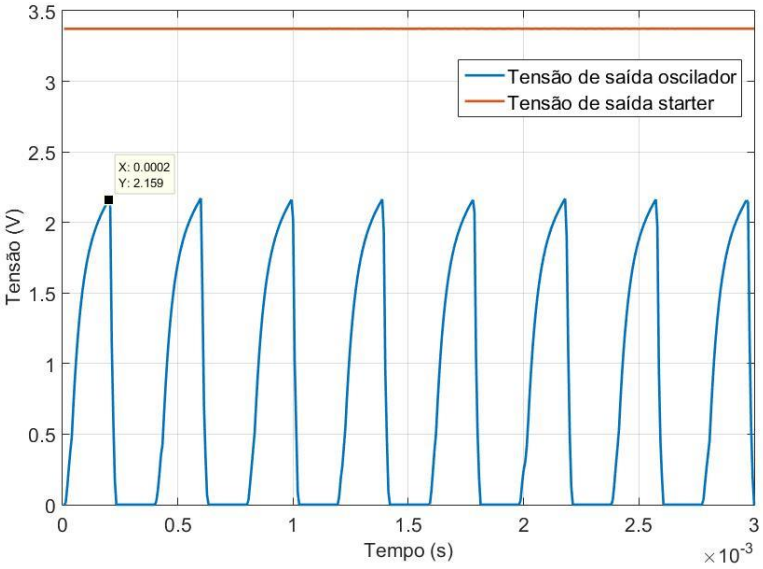


Figura 4.18 – Tensão de saída V_1 do oscilador quando conectado ao circuito *starter* alimentado pelo modelo de fonte de 3500 Lux.

4.3.4 Circuito Auxiliar UVLO

O circuito UVLO (*Undervoltage Lockout Circuit*) impede que a tensão em sua entrada apareça de forma instantânea em sua saída. Ele permite que a carga na saída seja conectada à fonte somente quando o nível de tensão de entrada estiver dentro de uma faixa definida [34]. Como o *flyback* e o *starter* funcionam como uma fonte de corrente o UVLO pode ser usado para isolar tanto o *flyback* quanto o *starter* das respectivas cargas ligadas em suas saídas. Dessa

maneira é possível que os capacitores de saída armazenem mais energia e atinjam maiores níveis de tensões antes que a carga seja conectada. Assim, o UVLO facilita a inicialização tanto do *starter* quanto do *flyback*. A Figura 4.19 ilustra a estrutura do circuito auxiliar UVLO.

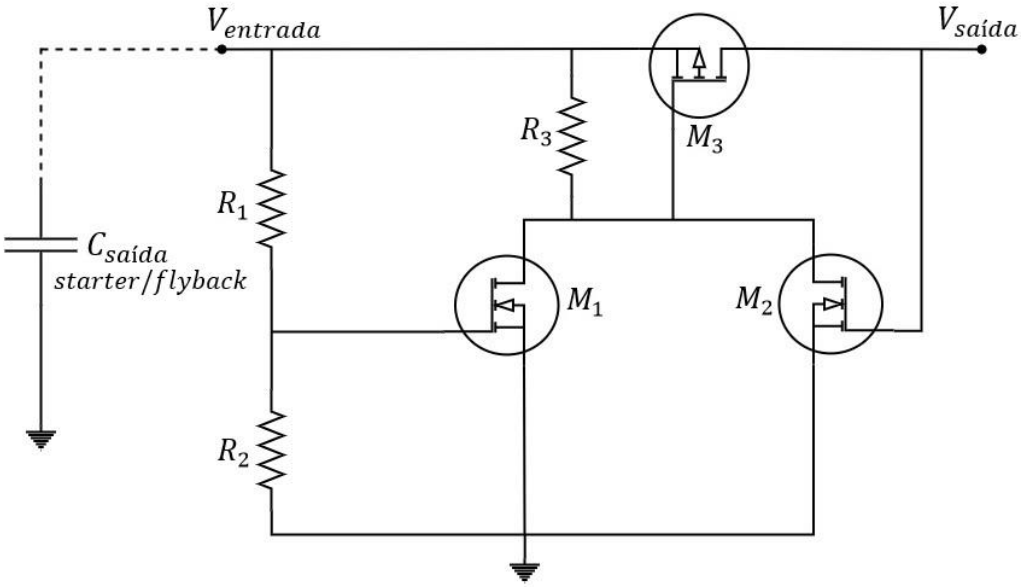


Figura 4.19 – Estrutura do circuito auxiliar UVLO adaptado de [34].

Para facilitar o entendimento considera-se a saída do *flyback* conectada ao circuito UVLO. Inicialmente a tensão de porta-fonte do MOSFET M_1 é próxima de zero e menor que sua tensão de condução $V_{gsth_M_1}$. Logo, o MOSFET M_1 se encontra aberto. Sob essas condições a tensão de porta-fonte do MOSFET M_3 é zero e ele também se encontra aberto. No momento em que o *flyback* é energizado, o seu capacitor de saída começa a ser carregado e seu nível de tensão a aumentar. Como o capacitor de saída do *flyback* está conectado a entrada do circuito UVLO, o aumento da tensão do capacitor implica no aumento da tensão de porta-fonte do MOSFET M_1. Após o capacitor atingir o nível tensão de condução $V_{gsth_M_1}$, do MOSFET M_1, ele entra em condução levando a tensão de porta do MOSFET M_3 para terra. Neste instante, a tensão porta-fonte do MOSFET M_3 torna-se negativa, onde $V_{gs_M_3} = -V_{entrada}$ e isso o coloca em estado de condução. O MOSFET M_3 conduzindo faz com que a tensão de entrada apareça na saída do circuito UVLO e seja aplicada diretamente na porta do MOSFET M_2. Esse MOSFET desempenha papel de auto retenção de condução do MOSFET M_3 até que a tensão de entrada do circuito UVLO caia abaixo da tensão de condução $V_{gsth_M_2}$ do MOSFET M_2.

A tensão mínima necessária para que o MOSFET M_1 entre em condução é definida pela Equação 4.24. A manipulação dos valores dos resistores R_1 e R_2 permite aumentar ou reduzir a tensão de carga do capacitor de saída. No entanto, a tensão de carga dos capacitores de saída do *flyback* ou *starter* pode não atingir o valor V_{in}, configurado por meio da Equação 4.24. Isso por que, a tensão de saída de ambos os circuitos depende da característica de funcionamento da fonte e não é possível ter controle sobre essa tensão. Sendo assim, trabalhar com valores elevados de V_{in} pode levar ao mal funcionamento do circuito UVLO.

$$V_{in} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) V_{gsth_M_1}. \tag{4.24}$$

A Tabela 4.15 mostra os parâmetros utilizados na simulação e a Figura 4.20 mostra o resultado da simulação do circuito UVLO ligado ao *flyback*. Para esta simulação o circuito UVLO foi ligado na saída do *flyback* e uma carga de 5 $k\Omega$, foi conectada na saída do UVLO. A fonte de energia usada, foi o modelo criado de 3500 Lux. Observa-se que, durante os 28 ms iniciais ocorreu a retenção da tensão de entrada. Durante este intervalo, o capacitor de saída do *flyback* foi carregado com cerca de 1,93 V. Quando esse nível de tensão foi atingido os transistores do circuito UVLO atuaram e permitiram que a tensão de entrada chegasse à carga.

Parâmetro	**Valor**
M_1/M_2	FDV301N
M_3	FDV304P
R_1	15 $M\Omega$
R_2	10 $M\Omega$
R_3	10 $M\Omega$

Tabela 4.15 – Configuração do circuito UVLO para o teste experimental.

O teste realizado mostrou a capacidade do circuito UVLO em isolar a carga até que o capacitor de saída do *flyback* ou *starter* atingissem determinado nível de tensão. Devido a isso, o circuito UVLO facilita a inicialização do sistema CE uma vez que, não há demanda de corrente pela carga até que os capacitores de saída do *starter* e *flyback* sejam carregados.

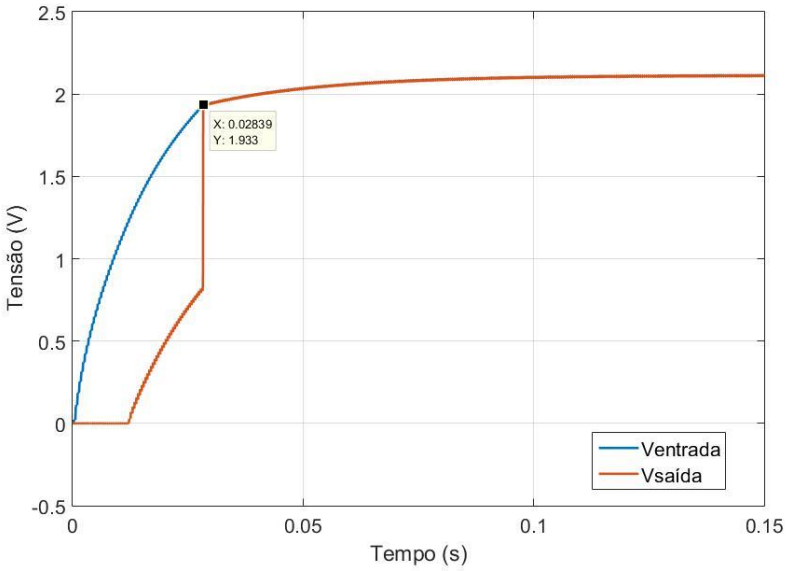


Figura 4.20 – Tensão de entrada e saída do circuito auxiliar UVLO.

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o modelo para simulação da fonte de energia ambiente e sua validação. O modelo buscou retratar o comportamento real da fonte no *software* de simulação e otimizar sua utilização no projeto. Também foram apresentados os principais circuitos de forma individual, com suas características de funcionamento, seus testes em simulações e a escolha de seus componentes.

O circuito *flyback* foi projetado para conseguir extrair o máximo de potência da fonte de energia ao mesmo tempo em que alimenta o microcontrolador e a carga. Seus componentes foram determinados com foco nas reduções das perdas e objetivando garantir maior tensão de saída. Já o bloqueio de tensão, *starter* e oscilador astável, em conjunto, formam o circuito de partida. Esse circuito deve garantir a auto inicialização do *flyback* de forma automática e sem o uso de bateria auxiliar. Nos testes realizados, cada subcircuito mostrou-se eficiente em sua função. O bloqueio de tensão foi projetado para desligar o *starter* após a auto inicialização do *flyback*. O *starter* foi capaz de reagir à baixa tensão de entrada fornecida pela fonte e elevá-la a níveis suficientes para alimentar o oscilador astável. Sendo o sinal gerado pelo oscilador configurado para auto inicializar o *flyback*.

Para facilitar a auto inicialização do sistema CE inseriu-se ao projeto o circuito auxiliar UVLO. Esse circuito impede que a tensão em sua entrada apareça de forma instantânea em sua

saída. Assim, consegue-se isolar o *flyback* e *starter* de suas respectivas cargas e possibilitar que seus capacitores de saída sejam carregados com maior nível de tensão.

Capítulo 5

5. CONSTRUÇÃO DO SISTEMA CE E RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentadas as etapas finais de desenvolvimento do presente trabalho. Serão demonstradas as atuações necessárias para se chegar ao protótipo final do sistema CE, sua construção e características. Também serão apresentados os resultados e testes experimentais do protótipo criado.

Para a elaboração do *layout* da placa foi utilizado o *software Eagle Design*®. Os dados dos resultados experimentais foram tratados e os gráficos foram gerados pelo *software* MATLAB®.

5.1 Esquema Elétrico Final do Sistema CE

No capítulo anterior foram apresentados os circuitos selecionados para a criação do sistema CE. Contudo, o sistema CE é formado pela junção desses circuitos com a inclusão do MCU. Assim, foi criado o diagrama elétrico final, apresentado na Figura 5.1. O diagrama criado, contém todos os circuitos já demonstrados, suas interligações e a inclusão de outros componentes como o LDO (*Low-Dropout Regulator*), diodos d_{z1} e o resistor R_1. O motivo da inclusão desses componentes será explicado adiante.

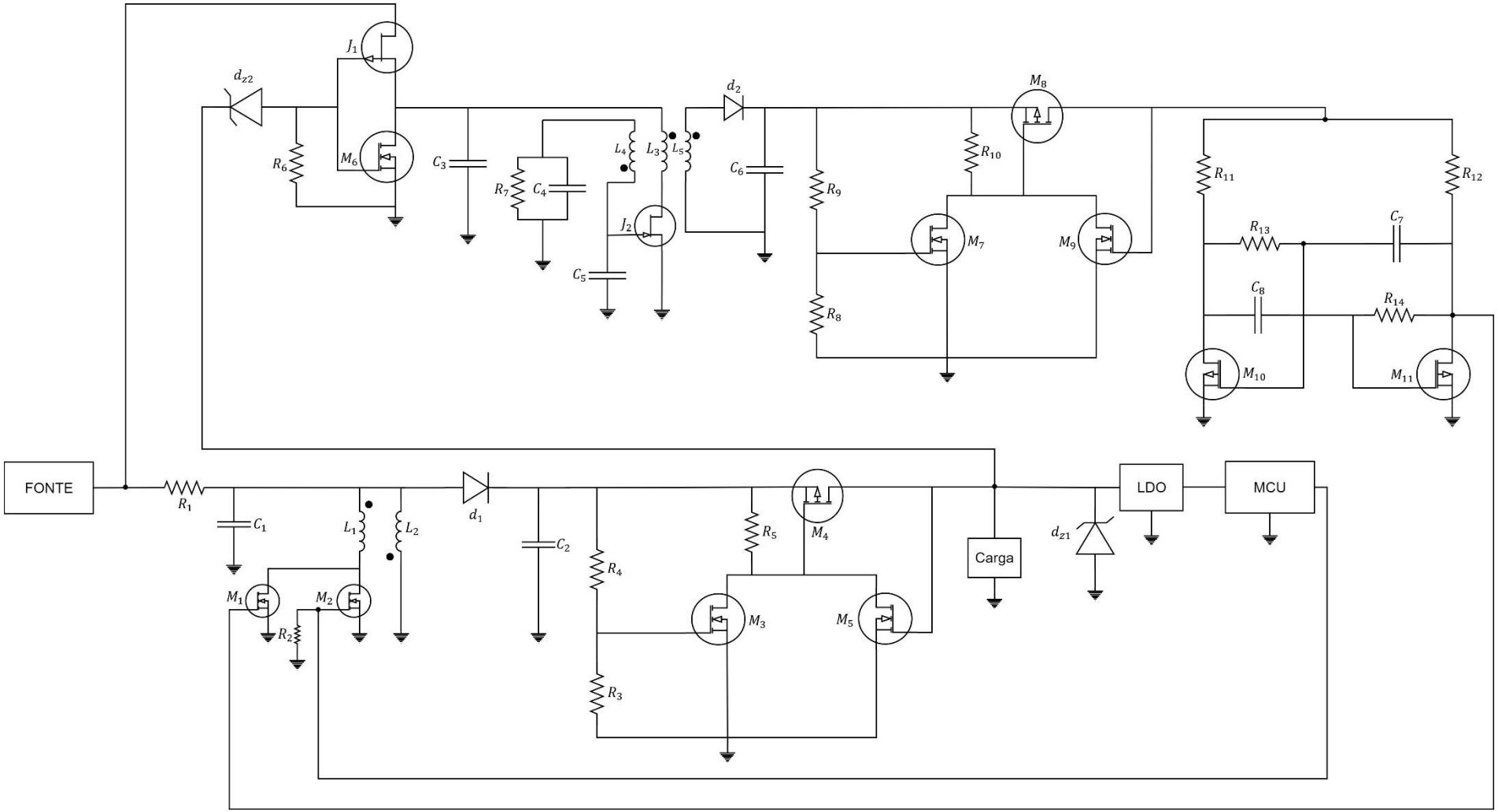


Figura 5.1 – Diagrama elétrico final do sistema CE.

5.2 Componentes Adicionais

Como já demonstrado, o *flyback* funcionando em DCM para carga resistiva, se comporta como uma fonte de corrente e sua tensão de saída é dada pela Equação (4.9). Sendo assim, não é possível ter o controle sobre o nível de tensão de saída, pois esta depende do nível da tensão de entrada, das características do sinal de controle, da carga ligada ao *flyback* e da indutância primária de seu transformador. Por esse motivo, a tensão de saída do *flyback* pode assumir diversos valores e, como o MCU é alimentado por ela, foi necessário adicionar um regulador de tensão linear, que possui a função de manter a tensão de alimentação do MCU dentro dos limites de tolerância, evitando danos ao mesmo.

O LDO inserido foi o modelo STLQ50C33R, da STMicroelectronics®, e suas características são demonstradas na Tabela 5.1.

Parâmetro	Valor
Tensão de saída	3,3 V
Tensão de entrada	2,3 V a 12 V
Corrente de saída máxima	50 mA
Corrente quiescente	3 μA

Tabela 5.1 – Características elétricas do LDO.

O LDO possui um range de alimentação que vai de 2,3 V a 12 V e mantém sua tensão de saída fixa em no máximo 3,3 V. Com isso, garante-se que a tensão de alimentação do MCU nunca ultrapasse o seu valor máximo.

Ao adicionar o LDO ao sistema, foi necessário inserir um componente de proteção para o próprio LDO, pelos mesmos motivos já relatados. A tensão máxima de alimentação do LDO é 12 V. Logo, deve-se garantir que essa tensão não seja ultrapassada. Para esta proteção, foi inserido o diodo *zener* d_{z1} com tensão *zener* de 12 V. Assim, caso a tensão do *flyback* atinja 12 V, o diodo d_{z1} conduz e não permite que a tensão de alimentação do LDO ultrapasse os 12 V.

Por fim, o resistor R_1 de 1 Ω foi adicionado para possibilitar o monitoramento da energia fornecida pela fonte. A partir R_1, é possível que o MCU faça leituras da queda de tensão sobre ele e estime a energia entregue pela fonte por meio do conversor ADC. Isso se tornou possível

graças a resolução de até 12 bits do conversor ADC, que consegue detectar a pequena queda de tensão neste resistor e estimar a potência de entrada.

5.3 Adequação da Plataforma EVAL-ADICUP3029 ao Sistema CE

O sistema CE criado necessita que o consumo de energia do circuito de controle seja o menor possível. Menor consumo do circuito de controle significa maior facilidade de inicialização, mais energia disponível para carga e maior eficiência. Seguindo essa ideia, foram necessárias algumas modificações na plataforma a fim de reduzir seu consumo.

Apesar de possuir um MCU de ultrabaixa potência, a plataforma veio com alguns recursos que aumentavam muito o seu consumo. Consumo este que inviabilizava o seu uso no projeto. Esse consumo relativamente alto, foi descoberto somente após testes realizados em laboratório.

Nos testes iniciais, utilizando processamento máximo do MCU, a plataforma apresentou consumo de corrente de 18 mA. Foi detectado que a maior parte desse consumo era provocado pelo acendimento de dois LEDs instalados na placa. Esses LEDs, eram ligados direto no barramento de alimentação de 3,3 V, conforme apresentado na Figura 5.2. Mesmo programando o MCU para manter os LEDs apagados, o consumo de corrente neste circuito continuava elevado. Assim, não foi possível reduzir o consumo desse barramento na programação e foi necessário remover fisicamente os resistores que limitavam a corrente desses LEDs, Figura 5.3. Após a remoção, os LEDs foram isolados e o consumo reduzido para próximo de 1,5 mA.

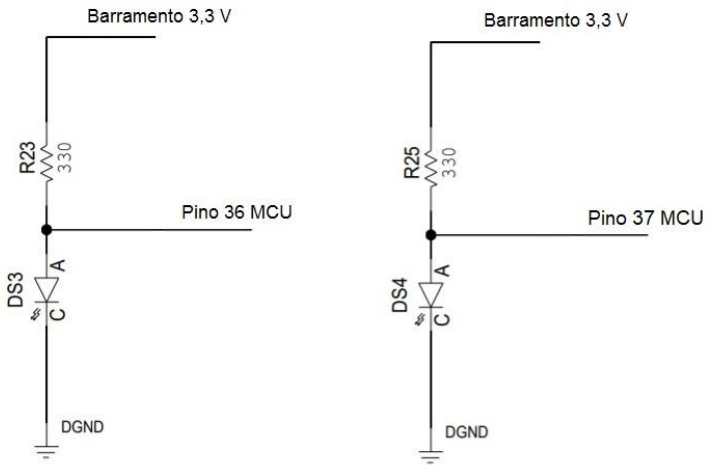


Figura 5.2 – Esquema de ligação dos LEDs na plataforma EVAL-ADICUP3029 adaptado de [35].

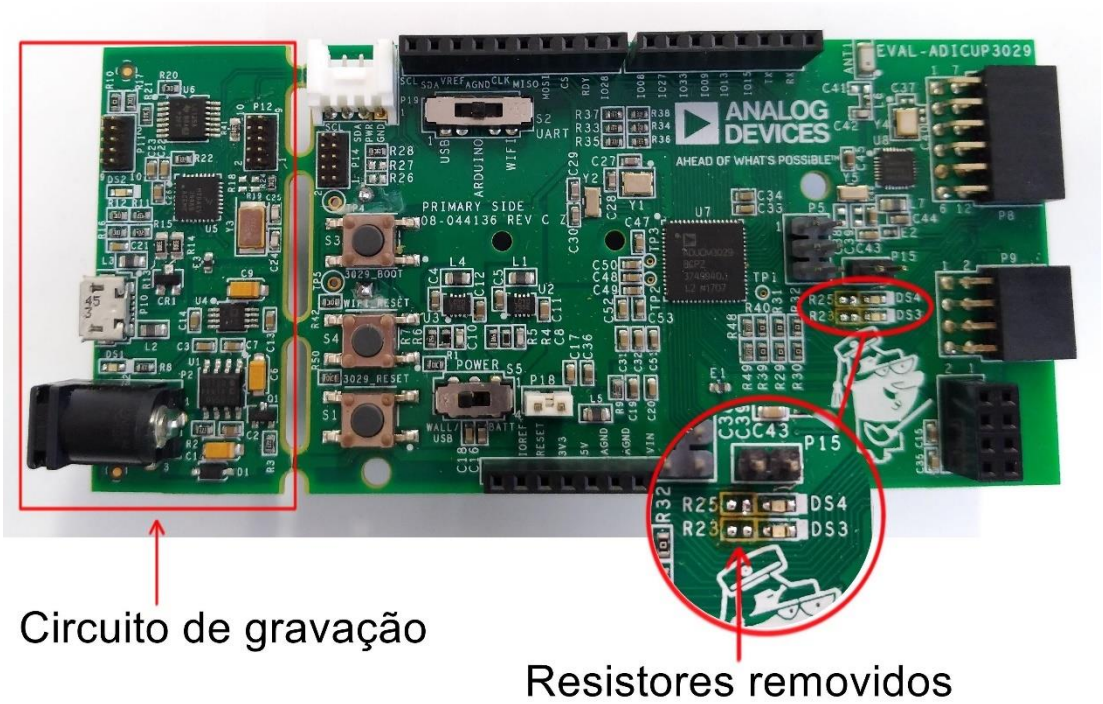


Figura 5.3 – Circuito de gravação e remoção dos resistores na plataforma EVAL-ADICUP3029.

A plataforma EVAL-ADICUP3029 vem com um circuito de gravação do MCU integrado, Figura 5.3. Esse circuito pode ser alimentado via USB ou fonte externa. Já o MCU, pode ser alimentado via USB, fonte externa e pilhas. A alimentação via USB e fonte externa são compartilhadas pelo circuito de gravação e MCU. Por outro lado, a alimentação via pilhas contempla apenas o MCU. Devido a isso, esperava-se que na alimentação via pilhas do MCU não ocorresse consumo por parte do circuito de gravação. No entanto, nos testes realizados, foi identificado que o circuito de gravação drenava corrente mesmo com a alimentação do MCU via pilhas. Portanto, foi necessário fazer o isolamento do circuito de gravação. Para isso, as trilhas que interligavam o circuito de gravação ao MCU foram abertas, conforme mostra a Figura 5.4. Após o isolamento do circuito de gravação, o consumo de corrente da plataforma foi reduzido para próximo de 780 μA.

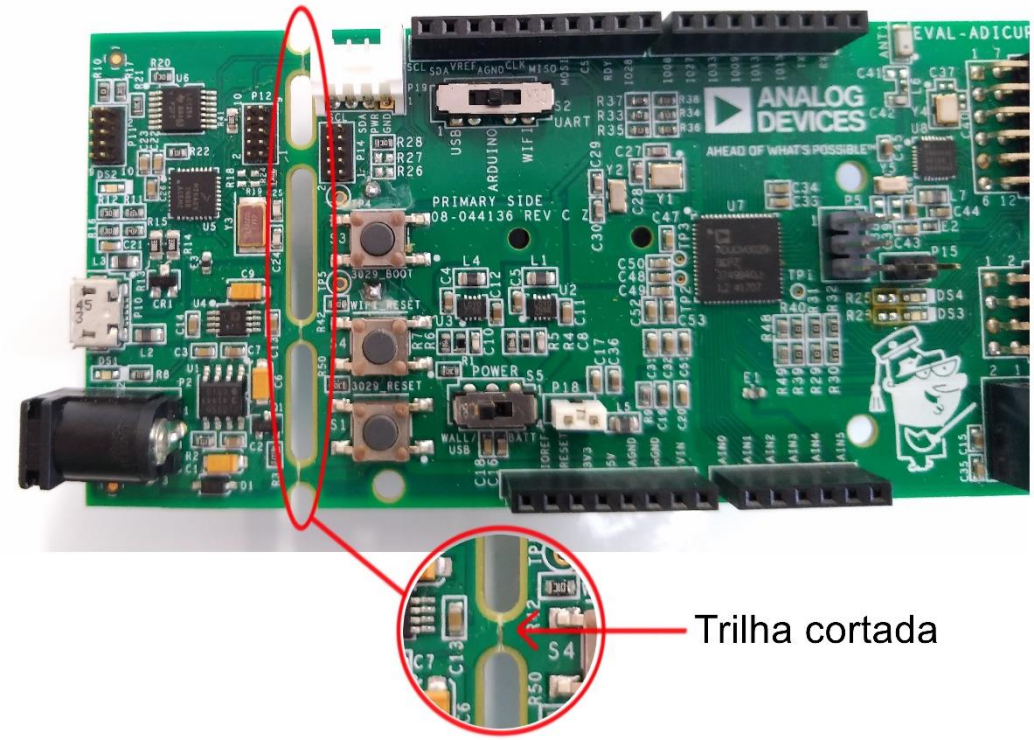


Figura 5.4 – Remoção do circuito de gravação na plataforma EVAL-ADICUP3029.

Após os procedimentos executados, identificou-se que o consumo de corrente da plataforma era o próprio consumo do MCU. Essa identificação foi feita ao manipular os modos de funcionamento de baixo consumo do MCU através de um programa criado. Durante os testes foi analisado o consumo do MCU em modo Ativo e *Hibernate*, e os dados obtidos foram comparados com os fornecidos pelo *datasheet*. No teste realizado, o modo de funcionamento foi trocado de Ativo para *Hibernate*, e durante essa troca, o consumo do MCU foi reduzido 780 μA para 750 nA, batendo com os dados informados pelo *datasheet*. Dessa maneira, foi identificado que o consumo somente poderia ser reduzido por meio de programação.

5.4 Programação do MCU

Para criação do programa em questão, utilizou-se o *software CrossCore Embedded Studio 2.8.0*®, com linguagem de programação C e as bibliotecas fornecidas pelo fabricante. Essas bibliotecas podem ser baixadas dentro do próprio *software* e fornecem todos os recursos necessários para configurações das diversas funcionalidades do MCU.

A programação foi realizada com o objetivo de reduzir o consumo de energia do MCU ao máximo. Cada etapa do programa criado é ilustrada no fluxograma mostrado na Figura 5.5. O MCU ao ser energizado dá início ao processo de configuração da CPU, *Timer*, PWM e o ADC. Após a configuração, o programa faz leituras ADCs e calcula a potência de entrada inicial. Na próxima etapa é provocada uma pequena perturbação no sinal de controle com o objetivo de identificar se a potência de entrada sofrerá alteração. Logo após, o programa entra no *loop* infinito. Assim que entra no *loop*, novas leituras ADCs são feitas e a potência de entrada é novamente calculada. Tendo calculado a potência atual e a potência anterior, o programa executa o MPPT, atualiza o sinal de controle e configura o *Flag* igual a 0. A variável *Flag* é um bit usado para entrar ou não no modo de baixo consumo. Estando o *Flag* igual a 0 é possível entrar no modo de baixo consumo. Já para sair do modo de baixo consumo basta configurar o *Flag* igual a 1. Desse modo, estando o *Flag* igual a 0 o programa entra no modo de baixo consumo e permanece nele até que ocorra uma interrupção do *timer*. Ocorrendo essa interrupção, a *Flag* é configurada com 1 e o programa sai do modo de baixo consumo, repetindo todo o processo dentro do *loop*.

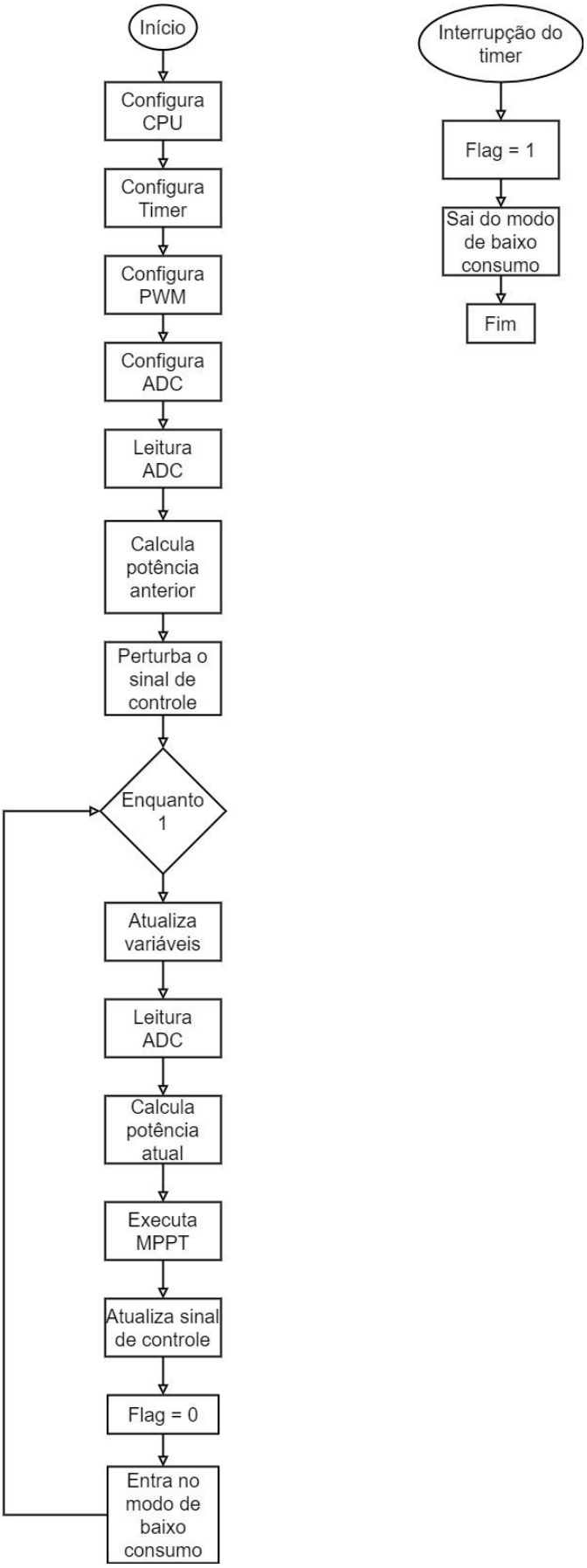


Figura 5.5 – Fluxograma do programa criado.

5.4.1 Configuração da CPU

A CPU do ADUCM3029 pode ser configurada com quatro diferentes fontes de *clocks*. Duas fontes internas ao MCU, denominadas de HFOSC e LFOSC, de 26 MHz e 32 kHz respectivamente, e duas fontes externas, denominadas HFXTAL e LFXTAL, de 16 MHz ou 26 MHz e 32 kHz respectivamente. Os *clocks* de 26 MHz são fontes para o núcleo, ADC, *Timers* e os *clocks* de 32 kHz fontes para os diversos periféricos e opcional para os *Timers*.

Durante os testes realizados, identificou-se que, ao utilizar os *clocks* internos, o MCU consumia menos energia. Além disto, três divisores programáveis do *clock* estão disponíveis para gerar o *clock* da CPU e periféricos. Um valor inteiro pode dividir o *clock* de entrada em um novo valor. O intervalo de divisão permitido vai de 1 a 32. Diante disso, foram usados os *clocks* internos e, para reduzir ao máximo a frequência da CPU, optou-se pelo valor 32. As etapas para configuração da CPU estão listadas na Figura 5.6.

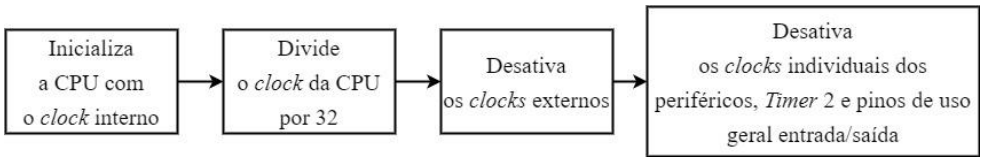


Figura 5.6 – Etapas para configuração da CPU.

5.4.2 Configuração do *Timer* e PWM

A configuração do *Timer* pode ser feita utilizando uma das quatro fontes de *clock*. A Figura 5.7 ilustra o diagrama de blocos de seleção da fonte de *clock* do *Timer*. Por meio de um multiplexador é possível selecionar uma das quatro fontes.

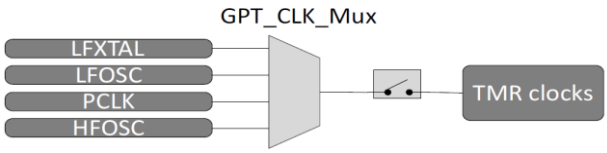


Figura 5.7 – Exemplo de seleção da fonte de *clock* dos *Timers*.

A fonte PCLK é gerada pela divisão dos *clocks* da fonte HCLK ou HFXTAL por 4, criando assim uma fonte de *clock* de 6,5 MHz que pode ser usada pelos periféricos e *Timers*.

O programa criado utiliza dois *Timers* do MCU, nomeados pelo fabricante de TMR0 e TMR1. O TMR0 foi usado para criar o sinal PWM e o TMR1 foi usado para criar a interrupção capaz retirar o MCU do modo de baixo consumo. Os períodos dos *Timers* são definidos com base na Equação (5.1) e os dados que serviram para ajuste dos períodos são organizados na Tabela 5.2.

$$Período\ (s) = \left(\frac{ePrescaler}{eClockSource\ [Hz]}\right) \times LOAD, \tag{5.1}$$

em que

- $ePrescaler$: Representa quantas vezes ocorrem o período do *clock* de entrada. Pode ser configurado com 1, 16, 64 ou 256;
- $eClockSource\ [Hz]$: Valor do *clock* de entrada;
- $LOAD$: Valor numérico de até 16 bits para ajustar o período desejado.

	TMR0	**TMR1**
Período (s)	0,0002	2
Fonte de *Clock*	HFOSC	LFOSC
$\boldsymbol{ePrescaler}$	16	256
$\boldsymbol{eClockSource\ [Hz]}$	26000000	32000
$\boldsymbol{LOAD}$	325	250

Tabela 5.2 – Valores para ajuste dos *Timers*.

Nos testes realizados não foi identificado aumento no consumo de energia ao se utilizar dois *Timers*. Caso fosse usado apenas o TMR0, seria necessário criar um contador para gerar a interrupção de 2 s. Já com o TMR1, essa interrupção foi criada de maneira mais fácil, durante o processo de configuração do *Timer*. Assim, devido a praticidade gerada, optou-se pela utilização dos dois *Timers*. As etapas para configuração dos *Timers* e PWM estão listadas na Figura 5.8.

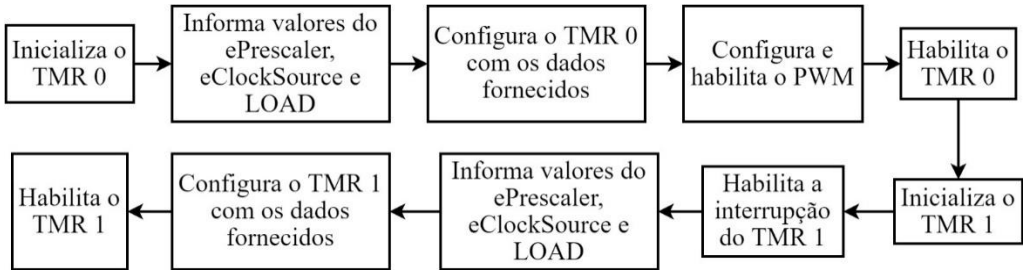


Figura 5.8 – Etapas para configuração dos *Timers* e PWM.

A biblioteca disponibilizada para configuração do PWM oferece uma possibilidade de ajuste do ciclo de trabalho fixo em 50% e outra que pode ser configurada pelo usuário, com base em um valor numérico fornecido. Como o ciclo de trabalho do sinal de controle deve variar em tempo real, foi selecionada a opção de ajuste pelo usuário. Porém, esse ajuste é feito durante a configuração do PWM antes de entrar no loop infinito.

Durante a execução do *loop* infinito, onde é rodado o MPPT, era necessário reiniciar o módulo PWM para todo ajuste do sinal de controle. Isso, no entanto, gerava instabilidade no sinal de controle pois, durante esse processo, o sinal PWM era desligado por um instante, e religado com a nova configuração. Assim, fez-se necessária a busca por uma outra forma para ajuste do sinal de controle em tempo real.

As bibliotecas são todas estruturadas e possuem sub-bibliotecas com os registradores para configuração do MCU. Encontrada essa sub-biblioteca, com o registrador TMR_PWMMATCH.VALUE para ajuste do PWM, foi possível a modificação do sinal de controle em tempo real diretamente no endereço de memória sem que o sinal de controle fosse desligado brevemente.

5.4.3 Configuração do ADC

O ADC pode usar uma referência de tensão interna ou externa para sua operação. O valor de referência deve ser selecionado com base no valor da tensão a ser monitorada e no nível da tensão de alimentação do MCU. Se a tensão de alimentação for maior que 2,75 V, pode-se usar 2,5 V ou 1,25 V como referência. Se a tensão de alimentação for menor que 2,75 V, deve-se selecionar 1,25 V como referência. Para o programa criado usou-se como referência 1,25 V. Esse valor de referência foi selecionado porque não é possível controlar a tensão de alimentação do MCU podendo essa tensão assumir valores menores que 2,75 V.

A resolução máxima para configurar o ADC é 12 bits. Porém, resoluções maiores que 12 bits podem ser alcançadas por super amostragem e atingir até 16 bits de resolução. Quando essa função é ativada o ADC faz várias amostragens e calcula a média do resultado que fornece à saída.

Para uma maior precisão na leitura da energia fornecida pela fonte, optou-se pela resolução de 16 bits no ADC. Esse valor foi selecionado porque a tensão de entrada a ser monitorada pode assumir valores que vão de algumas centenas de milivolts a um volt. Dessa maneira, ao configurar a tensão de referência em 1,25 V e resolução de 16 bits, foi possível fazer leituras de no mínimo 19,07 μV. Com isso, alcançou-se maior precisão na leitura da energia fornecida pela fonte e melhores resultados na busca do PMP. As principais etapas para configuração do ADC estão listadas na Figura 5.9.

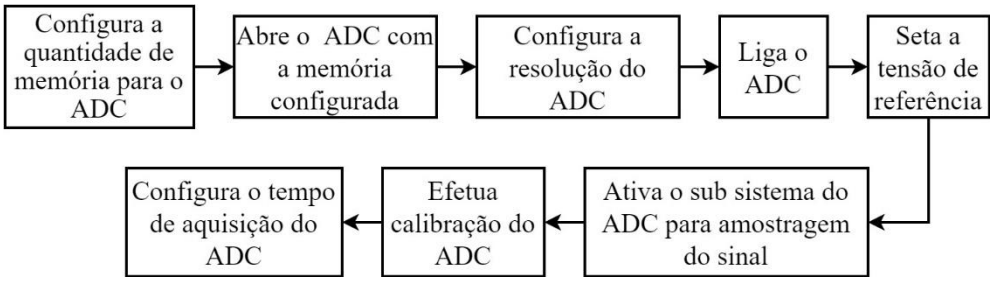


Figura 5.9 – Principais etapas para configuração do ADC.

5.4.4 Resultados Obtidos Com a Criação do Programa

Após a criação do programa, foi comparado o tempo que o MCU leva para executar as instruções dentro do *loop* infinito com o tempo que ele permanece no modo de baixo consumo, e também o quanto reduziu-se o consumo de corrente.

O programa criado executa uma sequência de etapas, conforme foi apresentado no fluxograma da Figura 5.5, até entrar no *loop* infinito e permanecer ali alternando entre o modo ativo e o modo de baixo consumo. Após a execução das instruções dentro do *loop* infinito, o MCU entra no modo de baixo consumo, permanecendo nele até que ocorra a interrupção do *Timer*. A Figura 5.10 ilustra a comparação do tempo que ele leva para executar as instruções dentro do *loop* com o tempo que ele permanece no modo de baixo consumo.

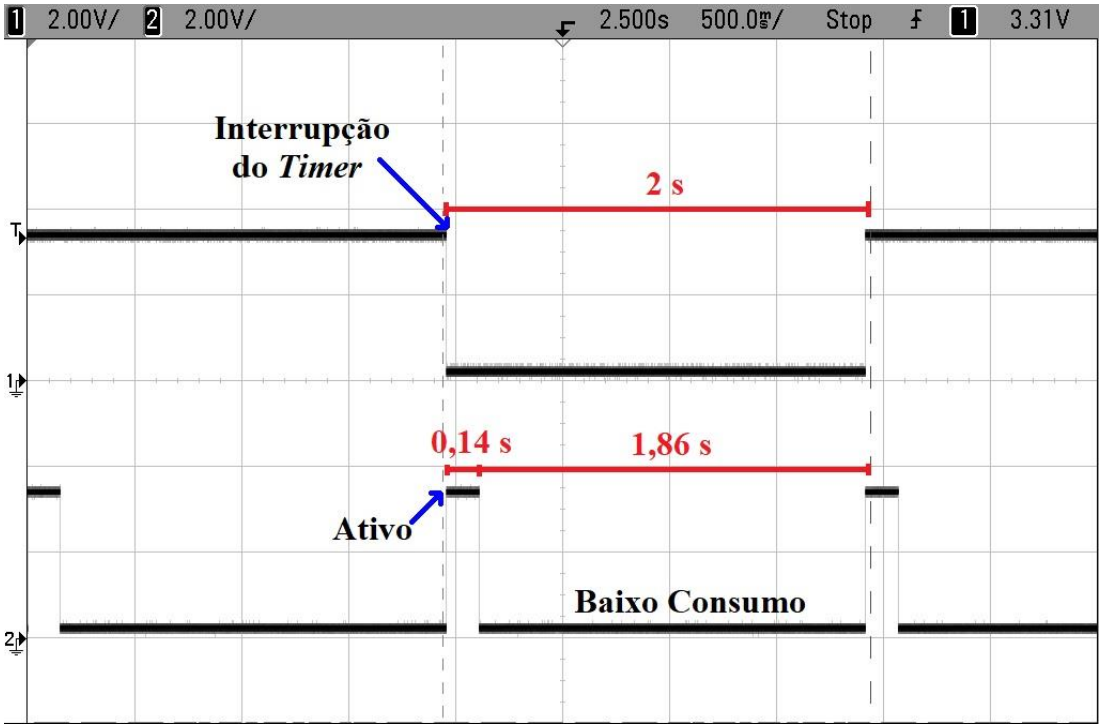


Figura 5.10 – Tempo no modo ativo x tempo no modo de baixo consumo.

Na Figura 5.10, o canal 1 mede o tempo de ocorrência da interrupção do *Timer*. Toda transição neste canal indica uma interrupção. Já o canal 2, mostra o tempo de execução das instruções dentro do *loop* e o tempo que o MCU permaneceu no modo de baixo consumo. Observa-se que, para toda transição no canal 1, também ocorre uma transição no canal 2 que dura cerca de 140 ms em nível alto e 1,86 s em nível baixo. Os 140 ms é o tempo que o MCU leva para executar as instruções dentro do *loop* e os 1,86 s, o tempo que ele permanece no modo de baixo consumo. Assim, pode-se concluir que a maior parte do tempo o MCU encontra-se no modo de baixo consumo. Apenas 7% do tempo, o MCU permanece no modo ativo executando as instruções dentro do *loop*.

Outro fator analisado foi a redução do consumo de corrente alcançada com o programa criado. O resultado obtido é demonstrado na Tabela 5.3. Verifica-se que a corrente foi reduzida de 780 μA para 458 μA. Houve uma redução de 25,64 % no consumo. Sendo esse valor o melhor resultado encontrado.

Características	**Consumo de corrente (mA)**
Consumo no modo ativo	0, 780
Consumo rodando o programa criado	0,58

Tabela 5.3 – Consumo de corrente do MCU antes e depois da criação do programa.

5.5 Transformadores do Circuito

O sistema CE criado possui dois transformadores, um do circuito *starter* e outro do circuito *flyback*. Está seção apresenta a construção desses transformadores e suas características elétricas.

5.5.1 Transformador do *Flyback*

Na seção 4.2.3 foram apresentados os componentes selecionados para construção do circuito *flyback* e as indutâncias dos enrolamentos do transformador. Para construção do transformador foi selecionado um circuito magnético compacto em formato de E. O circuito magnético possui elevada permeabilidade relativa e dimensões reduzidas. Assim, é possível construir um transformador compacto, com elevadas indutâncias e baixo número de expiras, garantindo dessa maneira a redução das perdas nos enrolamentos. As dimensões em milímetros da estrutura do transformador e do ferrite do núcleo são apresentadas na Figura 5.11.

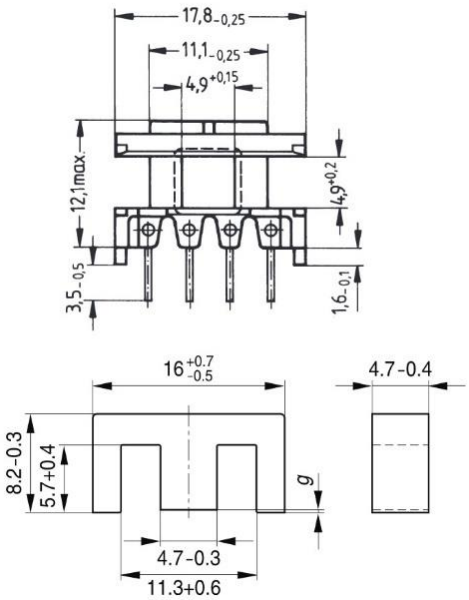


Figura 5.11 – Dimensões do circuito magnético selecionado.

Os parâmetros dimensionais e magnéticos do ferrite do núcleo são organizados na Tabela 5.4. Com esses dados e utilizando a Equação (4.21) o número de espiras dos enrolamentos foi calculado e o transformador construído.

Parâmetro	Valor
Área efetiva da seção transversal do núcleo	A_e = 0,201 cm^2
Comprimento efetivo do núcleo	l_e= 3,76 cm
Permeabilidade relativa do núcleo	μ_r = 1490
Fator de indutância	A_L = 1000 +30/-20% nH

Tabela 5.4 – Parâmetros do ferrite do núcleo.

As indutâncias e resistências dos enrolamentos do transformador construído, foram levantadas usando o medidor LCR HAMEG modelo HM8118 e organizadas na Tabela 5.5.

Parâmetro	Primário	Secundário
Número de espiras	71	
Indutância	L_1 = 5,6812 mH	L_2 = 5,3286 mH
Resistência	R_{L_1} = 4,6025 Ω	R_{L_2} = 4,4551
Coeficiente magnético	K = 0,997	

Tabela 5.5 – Parâmetros do transformador do circuito *flyback* construído.

5.5.2 Transformador do *Starter*

Os valores das indutâncias dos enrolamentos do transformador do circuito *starter* foram apresentadas na Seção 4.3.2.1. Para sua construção foram utilizados os mesmos procedimentos, estrutura e núcleo para construção do transformador do circuito *flyback*, apresentado na seção 5.5.1.

Os parâmetros do transformador construído são organizados na Tabela 5.6.

Parâmetro	Primário	Secundário	Terciário
Número de espiras	7	177	177
Indutância	L_3 = 52,4 µH	L_4 = 30,192 mH	L_5 = 30,517 mH
Resistência	R_{L_3} = 0,23Ω	R_{L_4} = 10,043Ω	R_{L_5} = 10,746 Ω
Coeficiente magnético	k = 0,998		

Tabela 5.6 – Parâmetros do transformador do circuito *starter* construído.

A Figura 5.12 ilustra os transformadores do *flyback* e *starter* após serem enrolados e soldados na placa.

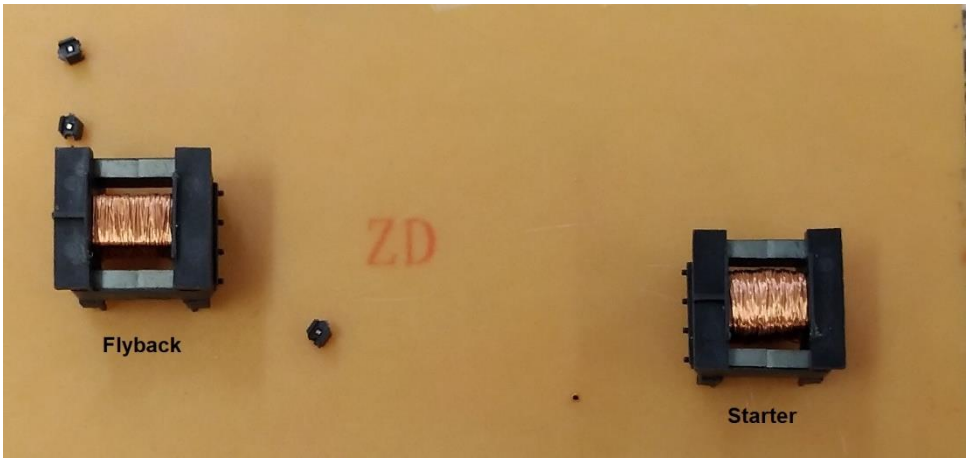


Figura 5.12 – Transformador do *flyback* e *starter*.

5.6 Construção da Placa Eletrônica

Para criação do *layout* da placa foi utilizado o diagrama elétrico apresentado na Figura 5.1 com a inclusão do circuito LDO. Para facilitar os testes experimentais e correções de possíveis erros dos circuitos que formam o sistema CE, optou-se por criar o *layout* de tal maneira que cada circuito ficasse independente. O *layout* final é apresentado na Figura 5.13.

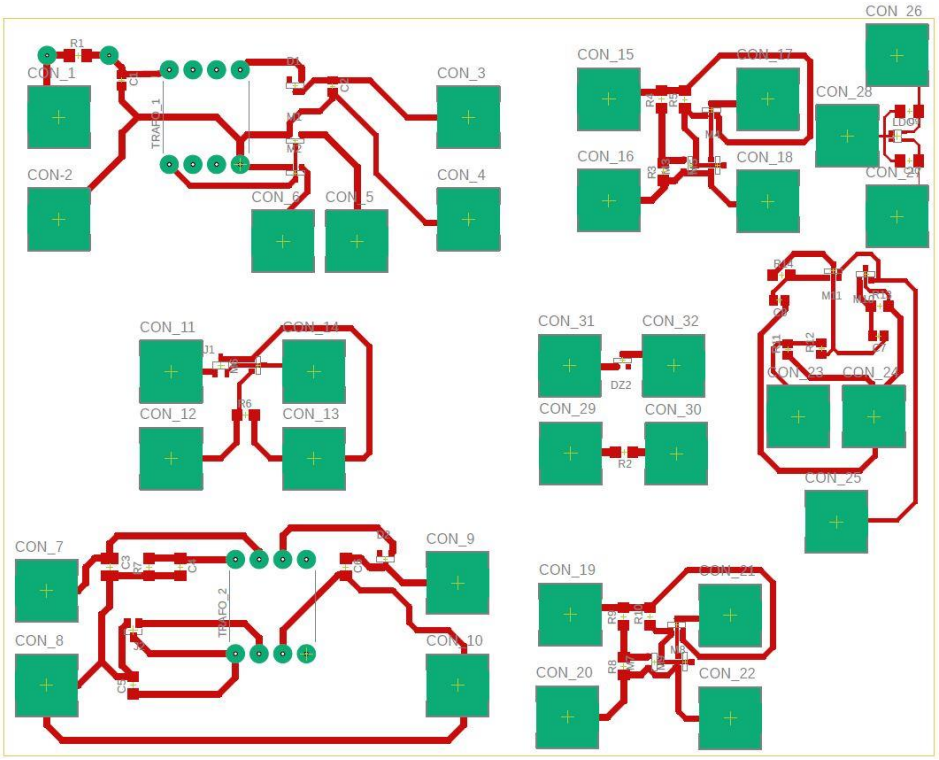


Figura 5.13 – *Layout* final do sistema CE.

Com o *layout* final, foi confeccionada a placa de circuito impresso. Com a solda dos componentes e a interligação dos circuitos deu origem ao protótipo final, Figura 5.14. Para interligação dos circuitos foi utilizado fio de cobre de 1,5 *mm* para reduzir possíveis perdas. Já a conexão do MCU foi feita através de mini cabos *jumps*.

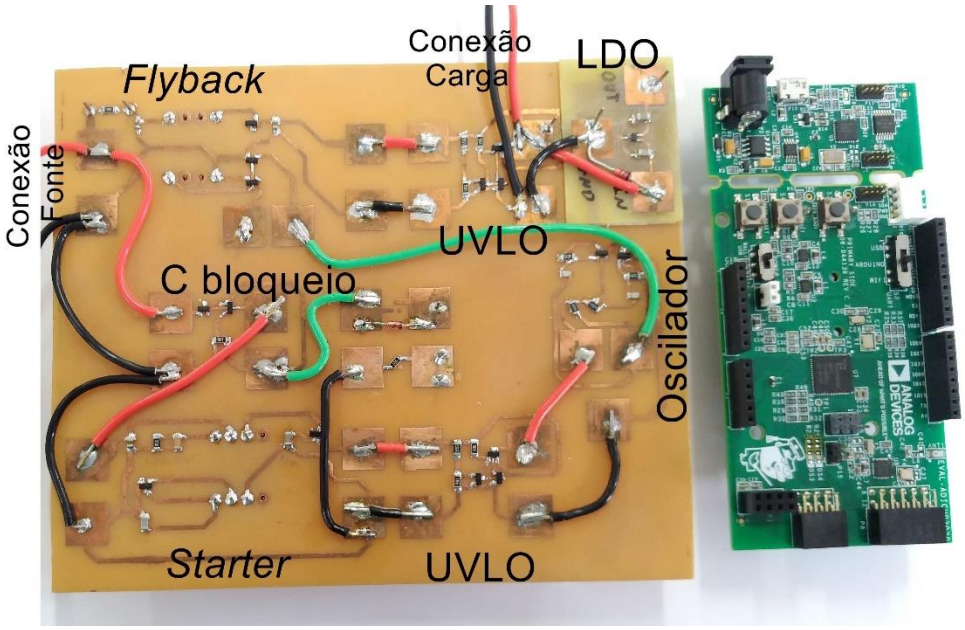


Figura 5.14 – Protótipo final do sistema CE.

5.7 Resultados Experimentais

Os testes experimentais foram divididos em três etapas. Na primeira etapa o protótipo foi alimentado por uma fonte de tensão controlada e sua capacidade de auto inicialização foi avaliada. Já na segunda etapa foram utilizadas como fonte de tensão duas células fotovoltaicas submetidas a luz artificial. Durante essa etapa avaliou-se a capacidade de auto inicialização para a fonte de energia ambiente, a tensão e potência entregue a carga com e sem a técnica MPPT e também a eficiência do protótipo criado. Por fim, na terceira etapa, foi avaliada a capacidade do protótipo em fornecer carga para uma bateria.

5.7.1 Etapa 1

Essa etapa teve como objetivo a avaliação da tensão mínima necessária para auto inicializar o sistema CE, a tensão entregue a carga, o funcionamento do circuito de inicialização, bem como a carga mínima que pode ser ligada ao sistema. Para isso, sem que houvesse carga ligada, ele foi conectado a uma fonte de tensão controlada e sua tensão de saída foi avaliada. Durante este teste, a fonte foi ajustada em 0,1 V e sua tensão foi ampliada a cada 0,01 V. Com isso, detectou-se que o sistema CE criado foi capaz de auto inicializar para tensão de entrada mínima de 0,5 V e corrente de 6,1 mA o que equivale a uma potência mínima de entrada de 3,05 mW. A Figura 5.15 mostra que após a energização, para 0,5 V de alimentação, a tensão na saída do circuito criado foi de aproximadamente 4,4 V, cerca de 8,8 vezes o valor da tensão de alimentação.

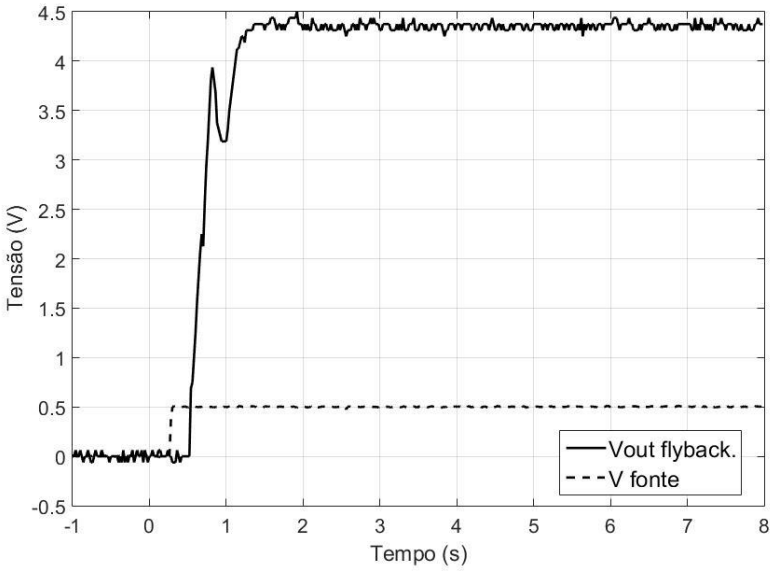


Figura 5.15 – Tensão de entrada e saída do sistema CE para fonte controlada ajustada em 0,5 V.

O teste realizado mostrou também que após a inicialização do *flyback* o circuito *starter* foi desligado, Figura 5.16. É possível observar que a tensão na saída do *flyback* aumentou logo após a sua inicialização. O circuito de bloqueio de tensão detectou o aumento da tensão na saída do *flyback* e atuou para o desligamento do *starter*. Logo após a atuação do circuito de bloqueio de tensão, a alimentação do *starter* foi cortada e sua tensão de saída se anulou.

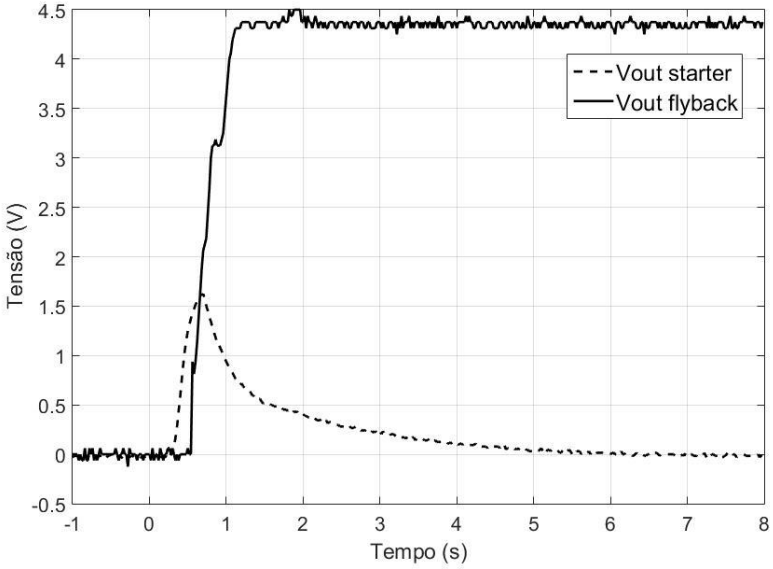


Figura 5.16 – Tensão na saída do *starter* e na saída do *flyback* para fonte controlada ajustada em 0,5 V.

Nesta etapa também foi avaliada a capacidade do LDO em manter a tensão de alimentação do MCU em no máximo 3,3 V. No teste realizado foi provocado, de forma intencional, a oscilação da tensão de entrada do regulador para avaliar a tensão em sua saída. No teste realizado foi possível observar que, mesmo com oscilação da tensão na entrada do regulador, a tensão em sua saída se manteve fixa em aproximadamente 3,3 V, Figura 5.17.

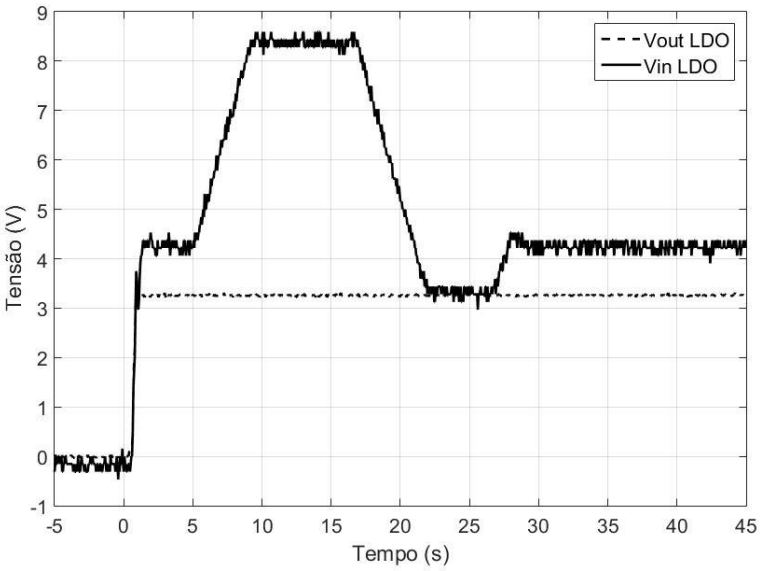


Figura 5.17 – Tensão de saída do LDO.

Para análise da carga mínima que pode ser ligada ao sistema CE, foi conectada em sua saída alguns valores de resistências e sua capacidade de auto inicialização foi avaliada. Durante os testes identificou-se que a carga mínima que pode ser ligada é de 13 $k\Omega$. Valores abaixo desse limite podem fazer com que não ocorra a auto inicialização do sistema.

Os testes realizados comprovam a capacidade do sistema CE criado funcionar com baixa tensão de entrada e sem a necessidade de bateria auxiliar. As etapas de funcionamento ocorreram conforme o esperado possibilitando a observação da inicialização do *flyback* e o desligamento do circuito de inicialização. Além disso, a tensão de alimentação do MCU se manteve constante em no máximo 3,3 V garantindo assim a proteção do MCU.

5.7.2 Etapa 2

Para realização desta etapa de testes, o sistema CE foi conectado à duas células fotovoltaicas ligadas em série, Figura 5.18, submetidas a luz artificial de 3500 Lux sobre as células, fornecida por lâmpada de LED. Os dados das células utilizadas são listados na Tabela 4.1. Durante os testes iniciais o protótipo criado não foi capaz de auto inicializar utilizando somente uma célula. Dessa maneira, foi necessário ligar duas células em série para prosseguir com os testes.

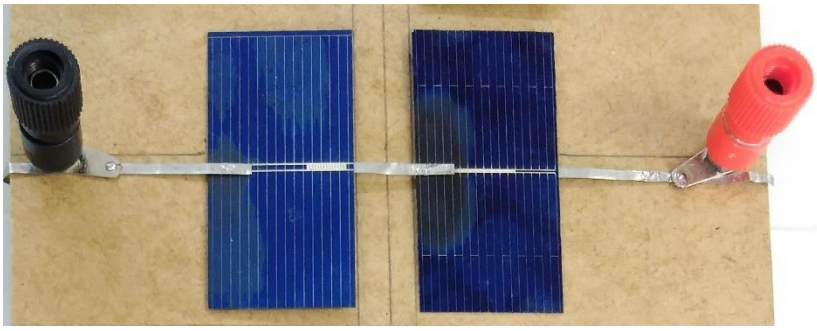


Figura 5.18 – Células solares ligadas em série.

Nessa primeira parte de testes a saída do protótipo foi ligada a uma carga resistiva de 50 $k\Omega$. O sinal de controle foi mantido fixo, e durante esse teste não foi feita a busca do ponto de máxima transferência de potência. O objetivo inicial desse teste foi avaliar a capacidade de auto inicialização utilizando uma fonte de energia ambiente. Após a incidência de luz sobre as células fotovoltaicas, a presente invenção foi energizada e ficou submetida à tensão de entrada de aproximadamente 0,83 V e forneceu à carga cerca de 5,94 V, Figura 5.19. Assim, foi comprovada a capacidade de auto inicialização para fonte de energia ambiente com o desligamento correto do *starter*. Além disso, o sistema CE criado forneceu à carga tensão com amplitude cerca de 7,15 vezes maior que a tensão fornecida pela fonte.

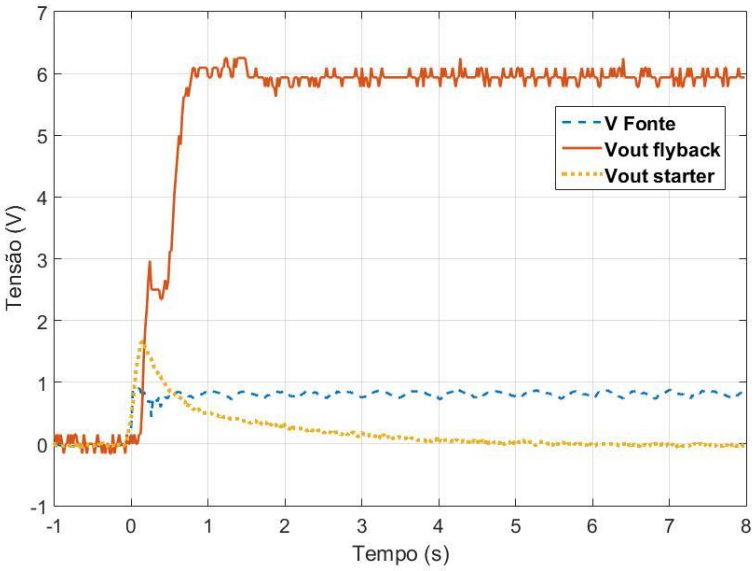


Figura 5.19 – Tensões no sistema CE para fonte de energia ambiente.

Nessa segunda parte de testes, foi avaliada a tensão e potência entregue à carga com e sem o uso da técnica MPPT. Para aquisição dos dados, sem o uso do MPPT, o sinal de controle foi mantido fixo com ciclo de trabalho ajustado em 50%. Na realização deste teste foi mantido a carga resistiva de 50 $k\Omega$ com incidência de luz constante sobre as células.

A tensão entregue à carga sem MPPT foi de aproximadamente 5,94 V e com MPPT foi de aproximadamente 8,37 V, Figura 5.20. Neste teste a potência entregue à carga foi cerca de 97% maior com MPPT, onde: sem MPPT foi de 705,67 μW e com MPPT foi de 1,39 mW. Esse resultado evidenciou o grande ganho de potência entregue à carga ao se inserir a técnica MPPT.

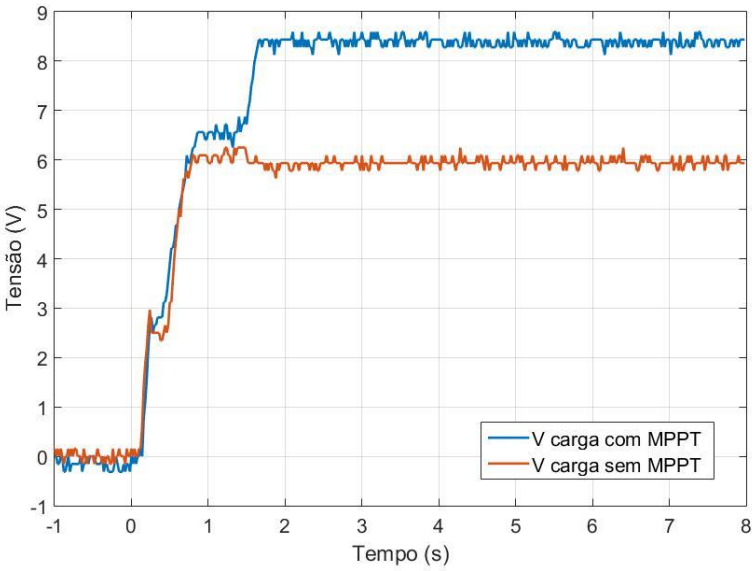


Figura 5.20 – Tensão na carga com e sem aplicar o MPPT.

Por último foi feita a análise da eficiência. Buscou-se avaliar a eficiência para o menor valor de carga resistiva em que o sistema CE foi capaz de auto inicializar. Assim, foi ligada em sua saída uma carga resistiva de 13 $k\Omega$. Os resultados foram obtidos em regime permanente de funcionamento. A Tabela 5.7 lista as potências de entrada e saída do protótipo, bem como as respectivas eficiências com e sem a técnica MPPT. Pode-se observar que o emprego da técnica MPPT possibilitou extrair maior quantidade de energia da fonte, aumento da tensão e potência entregue a carga e também na melhoria da eficiência.

	Sem MPPT		**Com MPPT**	
	Fonte	**Carga**	**Fonte**	**Carga**
Tensão (V)	0,93	4,52	0,762	6,415
Corrente (mA)	5,12	0,348	10,5	4,93
Potência (mW)	4,76	1,57	7,99	3,17
Eficiência (%)	33		39,6	

Tabela 5.7 – Resultados experimentais com e sem MPPT para carga de 13 $k\Omega$.

5.7.3 Etapa 3

O objetivo desta etapa foi verificar a capacidade do sistema CE em fornecer energia para carregar uma bateria e também sua capacidade de auto inicializar com uma bateria conectada em sua saída. Para realizar esta etapa, o sistema CE foi conectado a duas células fotovoltaicas ligadas em série, submetidas a luz artificial incidente sobre elas de 3500 Lux e em sua saída foi conectada uma carga de 50 $k\Omega$. Estando o sistema energizado e em regime permanente, a bateria foi conectada em paralelo com a carga, conforme a Figura 5.21. A bateria utilizada durante essa etapa foi de celular, com tensão 3,7 V e 1600 mAh. O diodo d_p foi utilizado para evitar que a energia armazenada pela bateria pudesse retornar para o sistema CE.

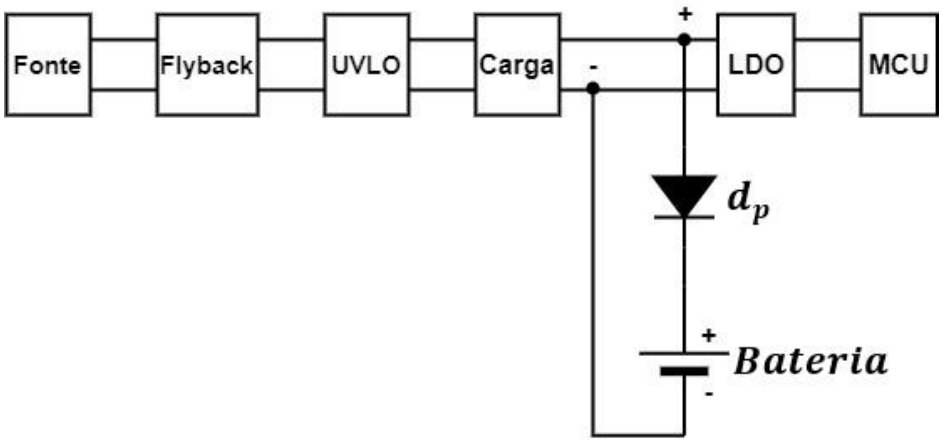


Figura 5.21 – Esquema de ligação de uma bateria ao protótipo.

A bateria, ao ser conectada ao sistema CE, fez com que a tensão entregue a carga se igualasse a sua tensão de recarga, Figura 5.22. Diante dessa situação, a tensão entregue à carga foi de 6,56 V para 4,37 V aproximadamente, ocorrendo assim a recarga da bateria com corrente medida de 630 μA. Essa situação já era esperada, pois o *flyback* em DCM se comporta como uma fonte de corrente e sua tensão de saída é definida pela tensão de recarga da bateria conectada a ele.

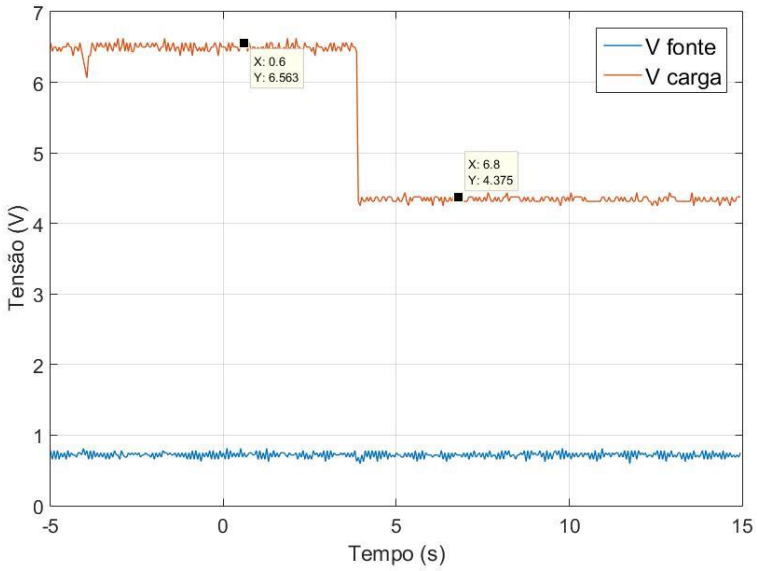


Figura 5.22 – Tensão de saída do protótipo após a conexão de uma bateria.

Apesar de ser uma corrente baixa, o teste foi realizado com sucesso e mostrou a capacidade do sistema CE em fornecer carga para uma bateria real. Além disso, a bateria possui características elétricas bem superiores as necessárias para alimentar equipamentos eletrônicos de baixo consumo. Sendo assim, em situações reais a quantidade de energia fornecida pode vir a ser mais que suficiente para suprir a carga de uma bateria de menor capacidade.

Para finalizar essa etapa, foi testado a capacidade do sistema CE de auto inicializar com uma carga e bateria conectada em sua saída. Para realizar esse teste foi mantida a configuração usada no teste anterior. Estando o sistema CE desenergizado, a fonte de energia foi conectada e o protótipo inicializado, Figura 5.23.

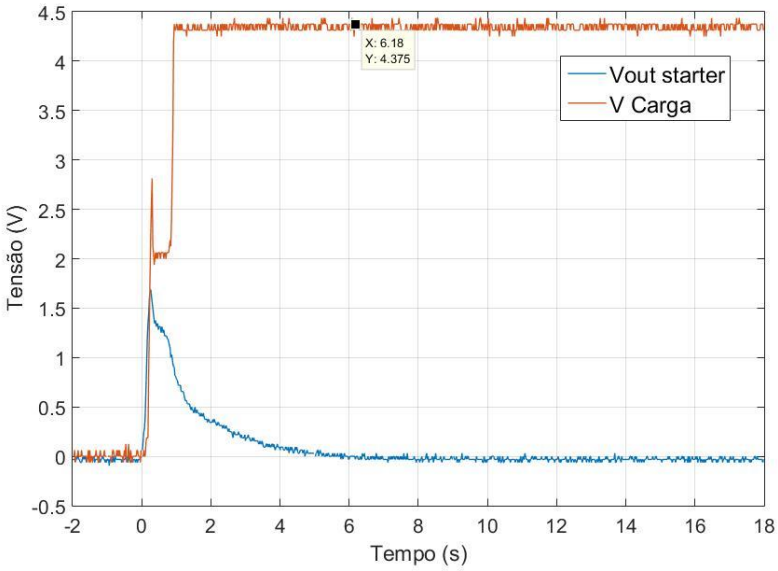


Figura 5.23 – Tensão na carga e saída do *starter* após a auto inicialização com uma bateria conectada na saída do sistema CE.

Observa-se que o protótipo foi capaz de auto inicializar e o *starter* foi desligado corretamente. A tensão entregue à carga foi a tensão de recarga da bateria, como apresentado no teste anterior. Com isso, pode-se concluir que o sistema CE além de ser capaz de fornecer energia para recarga de bateria, também é capaz de auto inicializar com uma bateria conectada em sua saída. Assim, abre-se a possibilidade de usá-lo mesmo quando a fonte de energia ambiente não estiver presente o tempo todo. Portanto, conclui-se que o sistema CE pode ser usado para recarregar uma bateira, aumentando assim a autonomia de equipamentos eletrônicos, ou até mesmo, eliminando o uso de baterias na alimentação desses equipamentos.

5.8 Considerações Finais

Este capítulo apresenta o esquema elétrico final do sistema CE e sua construção. Também são apresentadas as atuações necessárias para redução do consumo de energia da plataforma de programação e como configurou-se o MCU. Por último, o protótipo do sistema CE construído foi submetido à testes e os resultados experimentais expostos.

Um dos principais componentes do projeto é o MCU e a redução de seu consumo é essencial para que o sistema CE funcione de forma adequada. A redução do consumo representa uma maior quantidade de energia disponível para a carga e uma melhoria da eficiência global.

Além disso, a auto inicialização é facilitada, dispensando o uso de bateria auxiliar. Essa redução se deve a remoção e isolamento de alguns componentes da placa com o MCU e também à programação realizada. Com o isolamento desses componentes e a criação do programa, a corrente de funcionamento do MCU foi reduzida, ficando próxima de 580 μA. Essa corrente possibilitou o alcance do que foi proposto neste trabalho, que era a construção de um sistema CE autônomo e microcontrolado para colheita de energia luminosa *indoor*. Porém, com o avanço da microeletrônica e surgimento de novos MCUs com menor consumo e maior eficiência, abre-se possibilidade de otimização projeto criado.

Nos testes experimentais realizados, o sistema CE apresentou bons resultados. Ele foi capaz de auto inicializar para a fonte de energia luminosa *indoor*, e com o uso do MPPT, otimizou a energia extraída da fonte aumentando a potência entregue à carga e melhorando a eficiência. Além disso, o sistema CE mostrou-se apto a fornecer energia para uma carga real e para uma bateria. Assim, o projeto criado abre diversas possibilidades de aplicações. Ele pode ser utilizado para inúmeras finalidades como a alimentação de diversos equipamentos eletrônicos de baixo consumo, recarga de baterias ou até mesmo a eliminação das mesmas. Dessa maneira, ele também pode ser usado na alimentação de equipamento eletrônico em local de difícil acesso, substituindo o uso de bateria ou reduzindo o número de manutenção para troca da mesma. Tudo isso, garantindo o aproveitando da energia ambiente de baixa densidade de potência que seria desperdiçada.

Capítulo 6

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi criado e analisado um conversor CC-CC microcontrolado para ser usado na colheita de energia ambiente luminosa *indoor*. O conversor criado possui diversos componentes que juntos formam o circuito final. Durante o desenvolvimento do trabalho foi apresentado e analisado cada um desses componentes, bem como os resultados alcançados. Por fim, o circuito final foi construído e os resultados experimentais apresentados.

A proposta inicial deste trabalho foi a construção de um conversor CC-CC microcontrolado e autônomo, ou seja, um conversor sem bateria auxiliar capaz de utilizar a energia de baixa potência fornecida por uma fonte de energia ambiente, para sua própria alimentação ao mesmo tempo em que alimenta uma carga ou circuito que demanda de baixa potência. O objetivo almejado foi alcançado. O sistema CE criado mostrou-se capaz de utilizar a energia luminosa *indoor* de baixa potência e amplitude fornecida, elevar a baixa tensão de entrada disponível a nível suficiente para alimentar o MCU do circuito e de fornecer energia para a carga ligada em sua saída.

O MCU possibilitou ao circuito criado efetuar o rastreamento do ponto de máxima transferência de potência da fonte em tempo real utilizando uma técnica MPPT. Assim, conseguiu-se extrair a máxima potência da fonte mesmo quando ocorressem pequenas variações. Além disso, a presença do MCU e do MPPT aumentou a quantidade de energia entregue a carga e melhorou a eficiência global do circuito. Porém, durante o desenvolvimento do trabalho foi identificado que o MCU consumia 93,33% mais energia do que o esperado e foram necessárias algumas modificações no projeto, permitindo assim adequá-lo ao consumo do MCU e possibilitando o alcance dos objetivos almejados. Apesar do consumo ter sido maior que o esperado, a presença do MCU mostrou-se bastante interessante para melhoria da energia entregue a carga e também para melhoria da eficiência.

Com isso, conclui-se que o conversor CC-CC criado pode ser usado para alimentar circuitos eletrônicos de baixo consumo, utilizando a energia ambiente luminosa *indoor* disponível, e também recarregar baterias, podendo assim reduzir a quantidade de manutenção necessária para a troca das mesmas ou até mesmo eliminando-as. Além disso, o uso do conversor torna-se uma opção para alimentação de equipamentos de baixo consumo em locais de difícil acesso,

aproveitando a energia ambiente disponível que muitas vezes é desperdiçada. Por fim, a presença do MCU abre outras possibilidades de aplicações, onde pode-se ligar sensores ao MCU e utilizá-lo para monitoramento e coleta de dados.

6.1 Sugestões Para Trabalhos Futuros

A fim de dar continuidade ao trabalho, sugere-se a busca de outros MCUs de menor consumo para o trabalho a ser desenvolvido. Com isso, torna-se possível melhorar a eficiência do sistema e disponibilizar maior quantidade de energia para a carga. Além disso, com o menor consumo do MCU pode-se reduzir o nível de tensão e potência para partida do conversor CC-CC.

Também é sugerida a melhoria do circuito de partida e do circuito bloqueio de tensão. Pode-se buscar reduzir o consumo do circuito de partida através de otimizações ou buscando outras possibilidades de circuito. Já o circuito bloqueio de tensão pode ser melhorado ou substituído por outro que exerça a mesma função e que tenha melhor eficiência.

Sugere-se ainda que o circuito de proteção do MCU e LDO seja melhorado. Pode-se buscar outras possibilidades de proteção que não limite a tensão máxima de saída do conversor CC-CC. Com isso, pode-se melhorar a eficiência do sistema e quantidade de energia disponível à carga.

Por fim, sugere-se ainda adaptar o conversor CC-CC para vários modelos de fontes de energia ambiente. Pode-se criar um modelo de fonte de energia hibrida, ou seja, uma fonte capaz de converter energia luminosa e eletromagnética em energia elétrica ao mesmo tempo, por exemplo, e adaptar o conversor CC-CC para este modelo de fonte.

[1] B. R. Lin e J. Y. Dong, “New zero-voltage switching DC–DC converter for renewable energy conversion systems,” *IET Power Electronics,* vol. 5, nº 4, pp. 393-400, 2011.

[2] A. Pop~Vãdean, P. P. Pop, T. Latinovic e C. Bârz, “Harvesting Energy - Ultra Low Power Device,” *ACTA TEHNICA CORVINIENSIS - Bulletin of Engineering,* vol. 1, pp. 122-124, 2016.

[3] Y. K. Ramadass e A. P. Chandrakasan, “Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* vol. 46, pp. 333-341, January 2011.

[4] “Seebeck Effect,” [Online]. Available: https://academic-eb-britannica.ez107.periodicos.capes.gov.br/levels/collegiate/article/Seebeck-effect/66565. [Acesso em 2 Abril 2019].

[5] N. Degrenne, F. Buret, F. Morel, S.-E. Adami e D. Labrousse, “Self-Starting DC:DC Boost Converter for Low-Power and Low-Voltage Microbial Electric Generators,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition,* pp. 889-896, 22 Setembro 2011.

[6] M. Ayaz, E. Farjah e T. Ghanbari, “A Novel Self-starting Ultra Low-power and Lowvoltage Two-stage DC-DC Boost Converter for Microbial Energy Harvesting,” *The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC20 15),* pp. 498-502, 3-4 Fevereiro 2015.

[7] S.-E. Adami, N. Degrenne, C. Bollaire e B. Allard, “Ultra-Low Power, Low Voltage, Autonomous Resonant DC-DC Converter for Low Power Application,” *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives,* pp. 1222-1228, 13-17 Maio 2013.

[8] C. A. Howells, “Piezoelectric energy harvesting,” *Energy Conversion and Management,* pp. 1847-1850, 14 Abril 2009.

[9] N. Kong e D. S. Ha, “Low-Power Design of a Self-powered Piezoelectric Energy Harvesting System With Maximum Power Point Tracking,” *IEEE Transactions on Power Electronics,* pp. 2298-2308, Maio 2012.

[10] “Solar Cell,” [Online]. Available: https://academic-eb-britannica.ez107.periodicos.capes.gov.br/levels/collegiate/article/solar-cell/106046. [Acesso em 5 Abril 2019].

[11] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman e M. Srivastava, “Design Considerations for Solar Energy Harvesting Wireles,” *IEEE,* pp. 457-462, 2005.

[12] Y.-C. Shih e B. P. Otis, “An Inductorless DC–DC Converter for Energy Harvesting With a 1.2-µW Bandgap-Referenced Output Controller,” *IEEE Transactions on Circuits an Systems,* pp. 832-836, Dezembro 2011.

[13] Z. Xiao, B. A. Khoa e L. Siek, “On-chip reconfigurable switched-capacitor DC–DC converter for indoor PV energy harvesting,” *Electronics Letters,* pp. 108-110, 19 Janeiro 2017.

[14] P.-H. Chen e M.-Y. Fan, “An 83.4% Peak Efficiency Single-Inductor Multiple-Output Based Adaptive Gate Biasing DC-DC Converter for Thermoelectric Energy Harvesting,” *IEEE Transactions on Circuits ans Systems,* pp. 405-412, Fevereiro 2015.

[15] G. Chowdary e S. Chatterjee, “300-nW Sensitive, 50-nA DC-DC Converter for Energy Harvesting Applications,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems,* pp. 2674-2684, Novembro 2015.

[16] M. A. Albrni, J. Sampe, S. H. M. Ali e M. I. A. Jalil, “Design of Ultra Low Power Energy Harvester System Using Vibration Input For Mobile Phones,” *Journal of Built Environment, Technology and Engineering,* pp. 60-67, Março 2017.

[17] S.-E. Adami, B. Allard, F. Costa, W. Haboubi e L. Cirio, “Ultra-low Power Autonomous Power Management System with Effective Impedance Matching for RF Energy Harvesting,” *CIPS,* 25-27 Fevereiro 2014.

[18] R. H. Muhammad, Eletrônica de Potência: Circuitos Dispositivos e Aplicações, São Paulo: Makron Books, 1999.

[19] A. Ashfaq, Eletrônica de Potência, São Paulo: Pearson, 2009.

[20] J. A. Pomilo, “Eletrônica de Potência para Geração Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica,” [Online]. Available: http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it744. [Acesso em 10 Abril 2019].

[21] R. Zane, “Efficient low power energy harvesting for miniature wireless devices,” [Online]. Available:

http://www.electronics.teipir.gr/menu_el/personalpages/papageorgas/download/mcu_embedded/aaa_msp430_HARVESTING_mppt.pdf . [Acesso em 15 Abril 2019].

[22] N. E. M. Moçambique, *Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e Controladores Lineares e/ou Fuzzy para Regulação da Tensão Nominal de Painéis Fotovoltaicos,* São Paulo, 2012.

[23] W. Xiao e W. G. Dunford, "A Modified Adaptive Hill Climbing MPPT Method for Photovoltaic Power Systems," *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference,* pp. 1957-1963, 2004.

[24] N. A. A. Ali, M. H. Saied, T. M. Mostafa e A. Moneim, "Survey of Maximum PPT techniques of PV Systems," *IEEE,* 29-31 Maio 2012.

[25] MICROSHIP®, "Datasheet PIC16(L)F15356/75/76/85/86," [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/40001866a.pdf. [Acesso em 20 Novembro 2018].

[26] A. Device®, "Ultra Low Power Arm Cortex-M3 MCU with Integrated Power Management," [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuCM3027_3029.pdf. [Acesso em 20 Novembro 2018].

[27] T. I. "MSP430FR247x Mixed-Signal Microcontrollers," [Online]. Available: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430fr2475.pdf. [Acesso em 20 Abril 2019].

[28] S. "STM32L010F4, STM32L010K4. Value line ultra-low-power 32-bit MCU Arm®-based Cortex®-M0+, 16-Kbyte Flash memory, 2-Kbyte SRAM, 128-byte EEPROM, ADC," [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l010f4.pdf. [Acesso em 20 Novembro 2018].

[29] N. S. "Kinetis KL03 32 KB Flash48 MHz Cortex-M0+ Based Microcontroller," [Online]. Available: https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/KL03P24M48SF0.pdf. [Acesso em 20 Novembro 2018].

[30] A. Device®, "ADuCM302x Ultra Low Power ARM Cortex-M3 MCU with Integrated Power Management Hardware Reference," Março 2017. [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/dsp-documentation/processor-manuals/ADuCM302x-mixed-signal-control-processor-hardware-reference.pdf. [Acesso em 2019].

[31] E. A. F. A. Fadigas, "Energia Solar Fotovoltaica : Fundamentos, Conversão e Viabilidade técnico-econômica," [Online]. Available:

https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/56337/mod_resource/content/2/Apostila_solar.pdf. [Acesso em 4 Março 2019].

[32] A. S. Sedra e K. C. Smith, Microeletrônica, São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.

[33] E. Armstrong, “Some Recent Developments in the Audion Receiver,” *IEEE. Proceedings of the Institute of Radio Engineers,* vol. 3, pp. 215-238, Setembro 1915.

[34] S.-E. Adami, *Optimisation de la recuperation d’énergie dans les applications de rectenna,* Lyon: Thèse de l’Université de Lyon, Spécialité Génie Electrique, 2013.

[35] A. DEVICES, “EVAL-ADICUP3029 Base Board,” ANALOG DEVICES, [Online]. Available: https://wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/eval-adicup3029/hardware/adicup3029. [Acesso em 19 8 2019].