

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sistema Fotovoltaico Híbrido para Melhor Aproveitamento do Inversor

Arnaldo Martins Costa

Itajubá, julho 2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sistema Fotovoltaico Híbrido para Melhor Aproveitamento do Inversor

Arnaldo Martins Costa

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração:

Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador:

Robson Bauwelz Gonzatti

Co-orientador:

Rondineli Rodrigues Pereira

Itajubá, julho 2024

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus, por me guiar em toda minha vida acadêmica e profissional, sendo sempre meu amparo;

À minha esposa Renata e Filhos, João Rafael e Samuel, os quais foram minha força e motivação de trabalho, não me deixando desistir e sendo meu apoio nas horas mais difíceis;

Aos meus pais, Armino e Delma, que em toda sua simplicidade, sempre acreditaram em meu sonho, me incentivaram e me educaram de forma digna e ética, me fazendo ser o homem que sou hoje;

Agradeço aos Professores Robson e Rondineli, que sempre me orientaram, tiveram paciência com minha dificuldade de agendas e ajudaram em todo o que precisei.

“Ensina a criança no caminho em que deve andar, e ainda quando for velho, não se desviará dele.”

Provérbios 22:6

Este trabalho investiga as oscilações de energia injetada na rede elétrica por sistemas solares, resultantes das variações da irradiância solar ao longo do dia. Este estudo visa à estabilização da potência de saída e otimização do uso de energia solar através da implementação de microrredes híbridas que combinam painéis fotovoltaicos e bancos de baterias.

Com base na revisão bibliográfica realizada, é proposto um modelo de sistema híbrido, empregando tecnologias já existentes, onde a energia gerada pelos painéis solares é dividida entre consumo imediato e armazenamento em baterias. Em períodos de alta irradiância solar, uma parte fixa da energia gerada é utilizada diretamente, enquanto o excedente é armazenado nas baterias. Quando a irradiância é baixa, as baterias são acionadas para fornecer a energia necessária, garantindo a estabilidade do sistema.

A metodologia empregada envolve simulações dos módulos de forma individual e posterior, simulação do sistema em conjunto. Os parâmetros do sistema, incluindo a capacidade das baterias, eficiência dos painéis solares e demanda de energia, foram ajustados para refletir condições próximas das reais na região de Itajubá, Minas Gerais, Brasil. As simulações cobrem diversos cenários de irradiância solar e consumo de energia, permitindo uma análise abrangente do desempenho do sistema híbrido.

Os resultados das simulações mostram que o sistema proposto reduz significativamente as oscilações de energia injetada na rede elétrica, com uma diminuição notável nos picos de geração durante períodos de alta irradiância. Além disso, o sistema demonstrou capacidade de fornecer energia de maneira contínua por períodos mais longos. Estes resultados comprovam a viabilidade técnica do sistema híbrido e seu potencial para melhorar a eficiência e a sustentabilidade da geração de energia solar.

Palavras Chave: Energia solar, Conversores híbridos, on-grid, off-grid.

Abstract

This work investigates the oscillations of energy injected into the electrical grid by solar systems, resulting from variations in solar irradiance throughout the day. This study aims to stabilize the output power and optimize the use of solar energy through the implementation of hybrid microgrids that combine photovoltaic panels and battery banks.

Based on the literature review, a hybrid system model is proposed, using existing technologies, where the energy generated by the solar panels is divided between immediate consumption and storage in batteries. In periods of high solar irradiance, a fixed portion of the energy generated is used directly, while the surplus is stored in the batteries. When the irradiance is low, the batteries are activated to provide the necessary energy, ensuring the stability of the system.

The methodology used involves simulations of the modules individually and then simulation of the system as a whole. The system parameters, including battery capacity, solar panel efficiency and energy demand, were adjusted to reflect conditions close to real ones in the Itajubá region, Minas Gerais, Brazil. The simulations cover various scenarios of solar irradiance and energy consumption, allowing a comprehensive analysis of the performance of the hybrid system.

The simulation results show that the proposed system significantly reduces the oscillations of energy injected into the electrical grid, with a notable decrease in generation peaks during periods of high irradiance. In addition, the system demonstrated the ability to supply energy continuously for longer periods. These results prove the technical feasibility of the hybrid system and its potential to improve the efficiency and sustainability of solar energy generation.

Keywords: Solar energy, Hybrid converters, on-grid, off-grid

Sumário

Agradecimentos.....	iv
Resumo.....	vi
Abstract	vii
Sumário	viii
Lista de Ilustrações.....	xi
Lista de Tabelas.....	xiii
Lista de Abreviaturas	xiv
Introdução.....	17
1. Motivação do trabalho.....	17
2. Objetivo Geral	20
3. Objetivos Específicos.....	21
4. Esta dissertação está organizada conforme os capítulos descritos a seguir:	21
Sistemas fotovoltaicos.....	22
1. Visão geral.....	22
2. Sistema <i>on-grid</i>	22
3. Sistema <i>off-grid</i>	23
4. Vantagens e desvantagens	25
5. Sistema Híbridos	25
Conversores CC/CC	27
1. Visão geral.....	27
2. Conversor Buck.....	28
3. Cálculo do indutor do circuito.....	31
4. Cálculo do capacitor de saída.....	31
5. Conversor Boost.....	32
6. Conversor Buck-Boost	36
7. Controle PWM para conversores CC-CC	40
MPPT	42

1. MPPT – Visão geral	42
2. MPPT – Perturb and observe (P&O).....	43
3. Fluxograma e Algoritmo do MPPT.....	44
Conversores CC/CA.....	46
1. Introdução.....	46
2. Estruturas do Inversor Derivado da topologia H-Bridge	46
3. Inversor Básico Ponte Completa	47
4. Inversor H5 (SMA)	50
5. Inversor HERIC (Sunways)	52
6. Inversor REFU	54
7. Inversor Full-Bridge com Bypass CC – FB-DCBP (Ingeteam).....	56
8. Full-Bridge Zero Voltage Rectifier – FB-ZVR.....	59
9. Estruturas do Inversor Derivado da Topologia NPC (<i>Neutral Point Clamped</i> - Ponto Neutro Grampeado).....	61
10. Inversor meia ponte com fixação de ponto neutro (NPC).....	61
11. Inversor Conergy NPC ou T-type.....	63
12. Considerações finais	65
Sistemas de Controle aplicados aos inversores de frequência	66
1. Sistemas de controle.....	66
2. PLL – Phase-Locked Loop.....	66
3. Transformada de Park	69
4. Sistema de controle	70
Sistema Proposto	72
1. Estrutura proposta	72
2. Operação proposta do sistema.....	72
3. Lógica de operação.....	73
4. Dimensionamento.....	75
1. Dimensionamento do conversor Boost.....	75

2.	Sistema de Controle do conversor Boost.....	77
3.	Dimensionamento do conversor Buck-Boost.	78
4.	Sistema do Controle do conversor Buck-boost.....	81
5.	Dimensionamento do inversor.	82
Resultados		86
5.	Entradas apresentadas para simulação	86
6.	Operação dos circuitos	91
7.	Discussão dos resultados	95
Conclusão		97
Apêndice A - Circuito		100
Referências Bibliográficas		101

Lista de Ilustrações

Figura 1: Consumo de energia elétrica nos países.....	17
Figura 2: Previsão de demanda de energia no Brasil.....	17
Figura 3: Participação das fontes de energia em 2021 e 2022.....	19
Figura 4: Comparativo de micro e minigeração distribuída.	19
Figura 5: Efeito de ceifamento (clipping) quando a potência gerada pelos painéis ultrapassa o limite do inversor.,...20	
Figura 6:Sistema conectado à rede.	23
Figura 7: Sistema conectado à rede.	24
Figura 8: Conversor Buck.	28
Figura 9: Forma de onda do conversor Buck: (a) Ton e Toff, (b) V_L (Tensão no indutor), (c) I_L (Corrente no indutor) e (d) V_i (tensão de entrada – vermelho) e V_o (Tensão de saída – azul).	29
Figura 10: Circuito Boost.	33
Figura 11: Forma de onda do conversor Boost: (a) Ton e Toff, (b) V_L (Tensão no indutor), (c) I_L (Corrente no indutor) e (d) V_i (tensão de entrada – vermelho) e V_o (Tensão de saída – azul).....	33
Figura 12: Conversor Buck-boost bidirecional.	37
Figura 13: Formas de onda do sinal de chaveamento nos dispositivos SW1 (vermelho), SW2 (azul), tensão no indutor (verde) e corrente no indutor (roxa).	39
Figura 14: Formas de onda do sinal de chaveamento nos dispositivos SW1 (vermelho), SW2 (azul), tensão no indutor (verde) e corrente no indutor (roxa).	39
Figura 15: Sinal PWM 0,2.....	40
Figura 16: Sinal PWM 0,5.....	41
Figura 17: Sinal PWM 0,7.....	41
Figura 18: Gráfico de localização do MPPT.	42
Figura 19: Fluxograma do MPPT.....	45
Figura 20: Inversor FB básico.	47
Figura 21: Conversor Full-Bridge com modulação bipolar: (a) corrente de saída positiva e (b) corrente de saída negativa.....	48
Figura 22: Estados de comutação do conversor Full-Bridge com modulação unipolar: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.....	49
Figura 23: Estados de Comutação do conversor Full-Bridge com modulação híbrida: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.....	50
Figura 24: Inversor com topologia H5 (SMA).	51
Figura 25: Estados de comutação do inversor H5 no caso de geração: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.	52
Figura 26: Topologia HERIC.	53
Figura 27: Estados de comutação do inversor HERIC: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.....	53
Figura 28: Topologia REFU.	54
Figura 29: Estados de comutação do inversor REFU: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.	56
Figura 30: Topologia de inversor de ponte completa com bypass DC (FB-DCBP) (Ingeteam).....	57

Figura 31: Estados de comutação do inversor FB-DCBP: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.....	58
Figura 32: Topologia Full-Bridge Zero Voltage Rectifier – FB-ZVR.	59
Figura 33: Estados de comutação do inversor FB-ZVR: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.	60
Figura 34: Conversor meia ponte com neutro grampeado.	61
Figura 35: Estados de comutação do inversor NPC-HB: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.	62
Figura 36: Conversor NPC Conergy	63
Figura 37: Estados de comutação do inversor NPC da Conergy: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.	64
Figura 38: Estrutura básica de um PLL.....	67
Figura 39: Diagrama de blocos de um PLL elementar.....	68
Figura 40: Estrutura do PLL utilizado no Matlab®.	69
Figura 41: Geração de senoide e cossenoide.....	69
Figura 42: Sistema de controle.....	71
Figura 43: Geração das tensões V_d e V_q	71
Figura 44: Estrutura proposta.	72
Figura 45: Operação do sistema.	73
Figura 46: níveis de tensão e corrente do arranjo.....	76
Figura 47: Conversor Boost.....	77
Figura 48: Sistema de Controle Boost.....	78
Figura 49: Conversor Buck-boost bidirecional.	81
Figura 50: Controle PWM	81
Figura 51: Inversor.	82
Figura 52: Resultado da simulação com irradiância em 150 W/m ² e bateria descarregada.	87
Figura 53: Resultado da simulação com irradiância em 400 W/m ² e bateria descarregada.	87
Figura 54: Resultado da simulação com irradiância em 550 W/m ² e bateria Descarregada.	88
Figura 55: Resultado da simulação com irradiância em 750 W/m ² e bateria carregada.....	88
Figura 56: Resultado da simulação com irradiância em 900 W/m ² e bateria carregada.....	89
Figura 57: Resultado da simulação com irradiância em 650 W/m ² e bateria carregada.....	89
Figura 58: Resultado da simulação com irradiância em 500 W/m ² e bateria carregada.....	90
Figura 59: Resultado da simulação com irradiância em 250 W/m ² e bateria carregada.....	90
Figura 60: Resultado da simulação com irradiância em 0 W/m ² e bateria carregada.....	91
Figura 61: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias. .	92
Figura 62: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias. .	93
Figura 63: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias. .	94
Figura 64: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias. .	95
Figura 65: Circuito completo.....	100

Lista de Tabelas

Tabela 1: Ganho conversores	27
Tabela 2: Descrição das grandezas do fluxograma	74
Tabela 3: Dimensionamento do Circuito Boost.	76
Tabela 4: Irradiância solar e potência gerada pelo arranjo durante o dia	78
Tabela 5: Fluxo de potência do sistema	79
Tabela 6: Dimensionamento do Circuito Buck-boost	80
Tabela 7: Dimensionamento do Circuito Inversor	83
Tabela 8: indicadores de simulação.....	86

Lista de Abreviaturas

Abreviaturas	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	Continuous Current Mode
CFTV	Circuito Fechado de TV
CRESESB	Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de S. Brito
DCM	Discontinuous Current Mode
DHT	Distorção Harmônica Total
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
ESS	Sistemas de Energia Solar
FB	Full Bridge
FB-DCBP	Full-Bridge com Bypass DC
GD	Geração Distribuída
MMGD	Mini e Microgeração Distribuída
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NPC	Neutral Point Clamped
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse With Modulation

1. Motivação do trabalho

A crescente demanda por energia elétrica tem sido motivo de preocupação de diversas nações pelo mundo, podemos observar na figura 1, que quanto mais evoluída uma nação, maior o consumo de energia. Comparando o Brasil com nações como Estados Unidos, União Europeia e a China, percebemos que o consumo per capita é consideravelmente inferior.

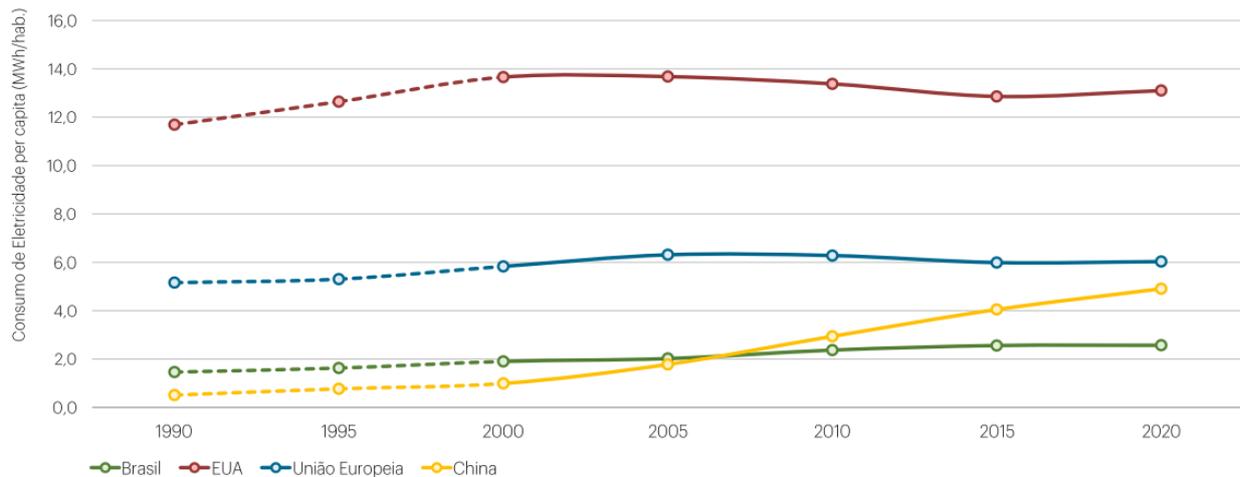


Figura 1: Consumo de energia elétrica nos países [1]

Conforme a figura 2, no Brasil tivemos de uma demanda de energia de 546 TWh em 2019, podendo chegar em 812 TWh em 2030.

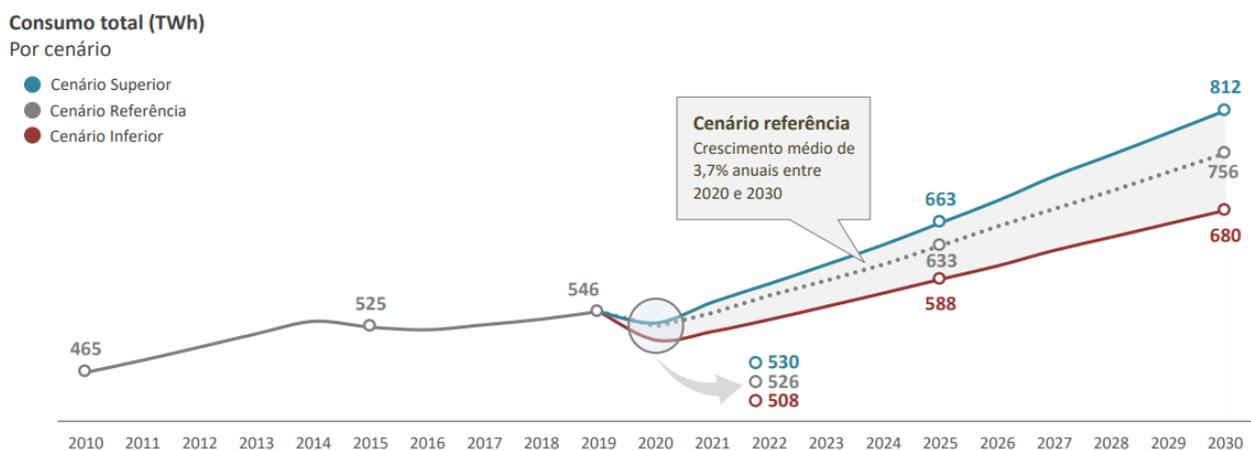


Figura 2: Previsão de demanda de energia no Brasil [1]

Este cenário, somado a deterioração, ambiental tem sido motivo para especialistas do ramo buscarem métodos mais eficientes de geração e aproveitamento de energia. Neste contexto a geração distribuída (GD) tem se mostrado uma solução eficaz e com crescente ascensão, reduzindo a dependência de sistemas convencionais, como a energia proveniente de hidrelétricas, maior fonte geradora de energia elétrica no Brasil. No ano de 2022, verificou-se um crescimento de 10,9 TWh (+1,6%) em relação a 2021 na oferta interna da energia elétrica, isso devido Em 2022, a matriz elétrica brasileira alcançou um marco notável, com 87,9% de sua composição proveniente de fontes renováveis. Dentre estas, a geração solar fotovoltaica destacou-se de maneira significativa, atingindo uma produção de 30,1 TWh, somando a geração centralizada e a Mini e Micro Geração Distribuída (MMGD). Esse volume representou um crescimento expressivo de 79,8% em comparação ao ano anterior, impulsionado pela expansão da capacidade instalada, que alcançou 24.453 MW, um aumento de 82,4%.

A geração hidrelétrica também contribuiu substancialmente para a matriz, adicionando 64,3 TWh ao total de energia gerada, um crescimento de 17,7% em relação a 2021. A energia eólica, por sua vez, registrou uma produção de 81,6 TWh, um aumento de 12,9% no mesmo período, e sua potência instalada cresceu 14,3%, atingindo 23.761 MW.

Em contrapartida, a geração termoelétrica apresentou uma redução significativa, com uma queda de 32,3% em relação ao ano anterior, refletindo a tendência de substituição gradual das fontes fósseis por alternativas mais limpas e sustentáveis.

A geração distribuída feita por meio de energia solar fotovoltaica é uma das mais promissoras quando falamos de fontes de energia alternativa, devido a sua abundância. O processo de geração não produz impactos ambientais e as tecnologias aplicadas aos elementos apresentam vida útil elevada, fazendo que o tempo de retorno do investimento seja muito inferior à durabilidade do conjunto. A energia solar tem sido utilizada amplamente e vemos sua crescente aplicação nos últimos anos, conforme mostrado na figura 3, [1].

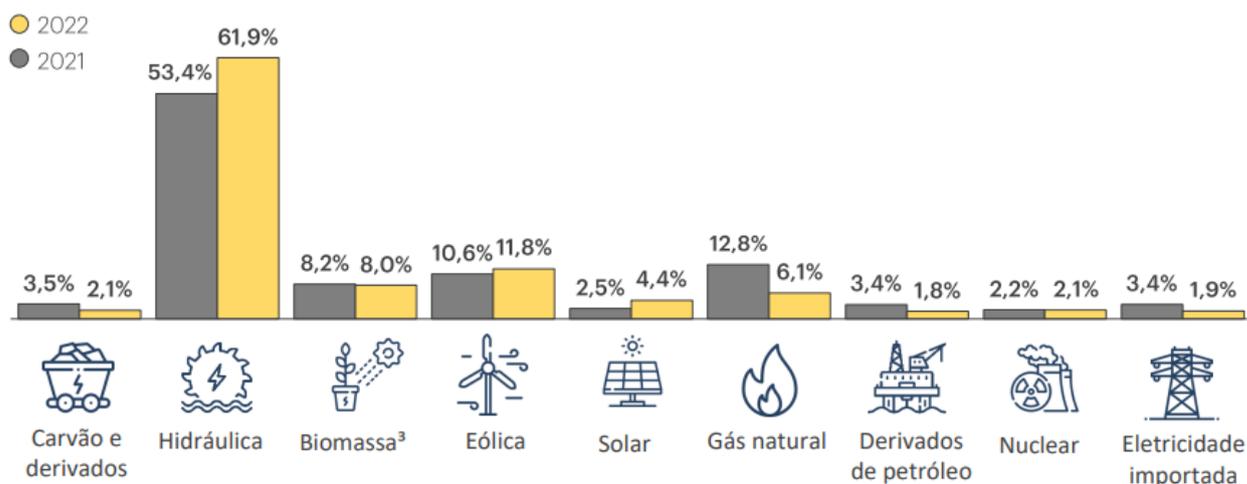


Figura 3: Participação das fontes de energia em 2021 e 2022. [1]

Conforme pode ser observado, a fonte de energia elétrica solar, saiu de 2,5 % e chegou a 4,4 %, este aumento de 1,9 %, são mais significativos que os 8,5% de aumento na fonte hidráulica, pois representam um aumento de 76 % na energia solar, frente um aumento de 16 % na energia hidráulica. Ao analisar Micro e Minigeração distribuída (MMGD), com informações desde 2015, onde a geração solar fotovoltaica era de 20 GWh e a de outras fontes 15 GWh e em 2022, temos 17.378 GWh de energia solar fotovoltaica e 1.045 GWh de outras fontes, conforme a figura 4.

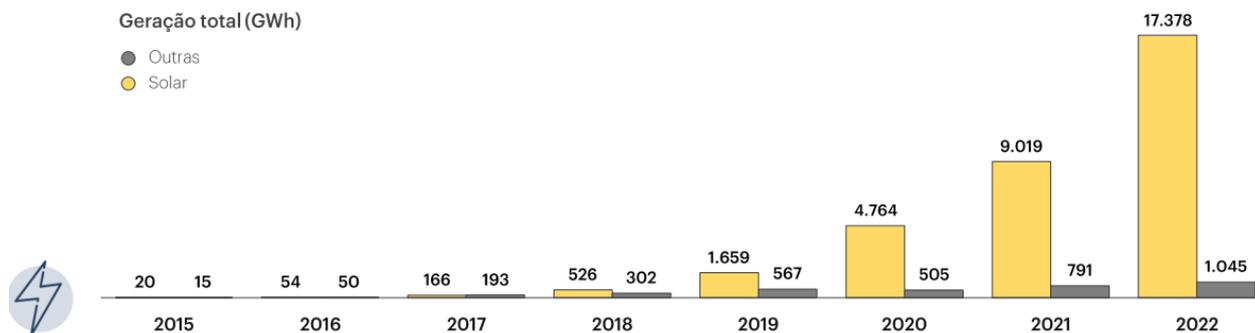


Figura 4: Comparativo de micro e minigeração distribuída.

Fonte:[1].

A flutuação da energia gerada pelos sistemas de energia solar fotovoltaica tem sua justificativa na natureza solar [2],[3], devido as variações da incidência de irradiação solar nos painéis e a variação de temperatura ao longo do dia. A geração se estende, normalmente, das 07:00 às 18:00, tendo seu maior pico compreendido no intervalo entre 10:00 e 16:00.

A figura 5 apresenta uma variação da irradiação média ao longo do dia. O problema visualizado é a necessidade de produzir uma quantidade de energia grande em um curto período de tempo, aproximadamente 6 horas, assim, faz-se necessário dimensionar o inversor para a máxima potência produzida pelo sistema, o que na maior parte do tempo não será alcançada, ficando assim superdimensionado se comparado com a potência média gerada ao longo do dia.

As topologias mais conhecidas para sistemas de energia solar fotovoltaica são os sistemas off-grid e on-grid. No sistema off-grid, um banco de baterias é carregado durante a produção de energia e descarregado durante a utilização. No entanto, o alto custo e a curta vida útil das baterias resultam em custos elevados para esses sistemas.

Por outro lado, os sistemas on-grid se baseiam no princípio de créditos de energia com a concessionária. Nesse método, a produção de energia varia conforme a quantidade de irradiação solar que os módulos fotovoltaicos recebem, resultando em picos de energia gerada e momentos de baixa produção. Muitas vezes, os inversores são superdimensionados ou utilizam o sistema de clipping, onde o pico de energia é desprezado, perdendo assim parte da energia gerada pelos painéis.

O projeto busca otimizar o uso da energia gerada, aproveitando melhor os recursos disponíveis e potencialmente reduzindo os custos com a inclusão de baterias no sistema.

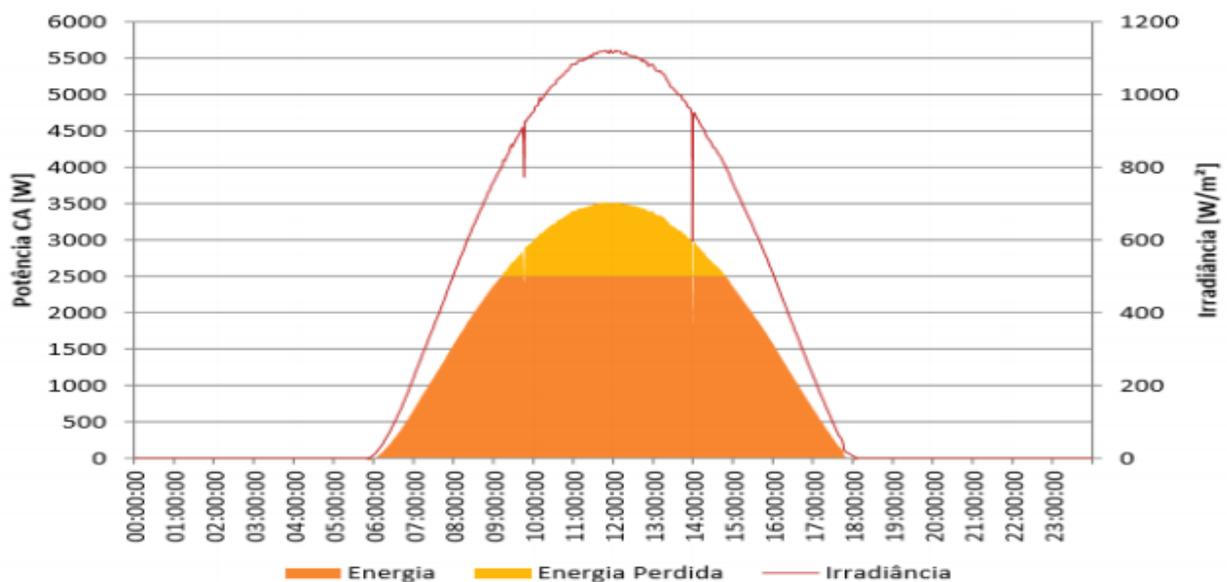


Figura 5: Efeito de ceifamento (clipping) quando a potência gerada pelos painéis ultrapassa o limite do inversor.,

fonte: [4]

2. Objetivo Geral

O principal objetivo deste trabalho é realizar a modelagem, simulação e análise de um sistema fotovoltaico híbrido capaz de reduzir os picos de energia injetada na rede elétrica durante os instantes de maior geração, armazenando este valor excessivo em bancos de baterias para que seja usado quando a produção de energia solar não atingir as especificações dos inversores desenvolvidos para os sistemas.

3. Objetivos Específicos

Como objetivos secundários e específicos para atingir o objetivo principal, podem ser citados:

- Reduzir picos de geração de eletricidade em momentos que a irradiância solar é maior.
- Maior estabilidade da potência injetada na rede.
- Analisar conversores tradicionais para a aplicação.
- Modelagem de um sistema híbrido.
- Implementação de lógica de controle para corrente do inversor e carga/descarga do banco de baterias.

4. Esta dissertação está organizada conforme os capítulos descritos a seguir:

O *Capítulo 2 - Sistemas fotovoltaicos*, apresenta as topologias convencionais e tipos de inversores empregados em sistemas fotovoltaicos.

O *Capítulo 3 – Conversores CC/CC*, apresenta os conversores Buck, Boost e Buck-Boost utilizados na proposta de solução, com seus circuitos e equacionamentos.

O *Capítulo 4 - MPPT*, apresenta o método de localização do máximo ponto de potência em sistemas fotovoltaicos.

O *Capítulo 5 – Conversores CC/CA*, apresenta o circuito conversor *Full-Bridge*.

O *Capítulo 6 – Sistemas de Controle aplicados aos inversores de frequência*, apresenta o sistema PLL e o método de controle DQ.

O *Capítulo 7 – Sistema proposto*, apresenta o sistema proposto e seu dimensionamento.

O *Capítulo 8 – Resultados das simulações*, apresenta os resultados dos métodos de operação propostos no sistema.

O *Capítulo 9 – Conclusão*, são apresentadas as conclusões do trabalho, e também as propostas para possíveis trabalhos futuros.

E finalmente, no *Apêndice A* são mostrados os diagramas de blocos utilizados para a simulação.

Sistemas fotovoltaicos

1. Visão geral

Os sistemas de energia fotovoltaica podem ser divididos em três topologias distintas: conectados à rede (*on-grid*), isolados (*off-grid*) ou híbridos. A operação é similar em todos, consistindo em um sistema de painéis fotovoltaicos que captam a luz do Sol e transformam em energia elétrica no formato de corrente contínua (CC) e um sistema de inversores para transformar a corrente contínua em corrente alternada (CA) para o consumo final. Cada modelo possui vantagens e desvantagens, a proposta deste trabalho é aproveitar as vantagens dos modelos *on-grid* e *off-grid* tradicionais e aplicar em um sistema híbrido.

2. Sistema *on-grid*

O *on-grid* é utilizado principalmente nos locais onde existe uma rede elétrica da concessionária de energia local, podendo ser instalado em qualquer tipo de consumidor aplicando o método da micro e minigeração distribuída (MMGD). Este método é aplicado com o sistema de compensação de energia gerada e consumida.

Durante o período de geração, parte da energia é consumida pela residência e o restante é injetado na rede da concessionária, gerando créditos de energia. Já quando não há geração, a alimentação do consumidor é feita pela rede elétrica e os créditos são compensados. Os créditos são convertidos na conta de energia e podem ser utilizados em até 60 meses [5], em períodos de chuvas e nublados, o consumidor irá consumir energia elétrica da rede comum e pagará apenas os valores referentes a transmissão, distribuição e iluminação pública.

Um importante componente do sistema fotovoltaico *on-grid* é o gerador fotovoltaico, que é composto por módulos que produzem eletricidade em corrente contínua e que, posteriormente, é convertida em corrente alternada. Os referidos módulos são compostos por células fotovoltaicas fabricadas com materiais semicondutores conectados em série (para aumentar a tensão) e em paralelo (para aumentar a corrente do sistema). Após essa conversão, a energia advinda do sol pode ser utilizada no local de consumo ou pode, ainda, ser transferida para a rede elétrica [5].

O inversor trata-se de um equipamento responsável por mudar a energia que vem do gerador fotovoltaico a ser utilizado na rede elétrica. Tal equipamento converte a corrente contínua, gerada por módulos fotovoltaicos, em corrente alternada. Assim, a eletricidade fica no mesmo padrão usado por diversos equipamentos elétricos. Como o inversor permite que a energia gerada pelo painel solar seja conectada à rede, então, a tensão gerada deve ter a mesma amplitude, frequência e fase da rede [6].

Na figura 6, é apresentado um sistema fotovoltaico *on-grid*.



Figura 6: Sistema on-grid.
[7]

O sistema fotovoltaico é composto por vários componentes essenciais que trabalham em conjunto para converter a energia solar em eletricidade utilizável. O painel fotovoltaico (1), montado em arranjos conforme a potência desejada, é o primeiro elemento do sistema, sendo responsável por converter a irradiação solar em energia elétrica em corrente contínua (CC), utilizando células fotovoltaicas. A energia gerada é então encaminhada para o inversor (2), que transforma essa energia de CC para corrente alternada (CA), uma vez que a maioria dos aparelhos eletrônicos utiliza CA. O inversor também garante que as grandezas elétricas, como amplitude, fase e frequência, estejam em conformidade com os padrões da rede elétrica, permitindo que a energia seja injetada na rede de forma segura. Após a conversão, a energia em forma de CA é enviada para o quadro de distribuição (3), onde pode ser consumida ou injetada na rede elétrica. No caso de sistemas on-grid, os aparelhos elétricos (4) utilizam primeiramente a energia gerada pelo sistema, e o excedente é enviado para a rede elétrica, gerando créditos para o consumidor. Por fim, o medidor de energia bidirecional (5) monitora tanto a energia consumida da rede quanto a energia injetada na rede. Quando a geração de energia supera o consumo, a energia excedente é injetada na rede da concessionária, gerando créditos; se a geração for insuficiente, a rede pública automaticamente suprime a diferença, descontando os valores dos créditos acumulados.

3. Sistema off-grid

O sistema off-grid, não é integrado à rede da concessionária de energia elétrica. Ele é ideal para locais distantes da rede ou sem acesso à distribuição de energia, como áreas rurais, tanto em ambientes produtivos como residenciais.

Durante o período de geração, as cargas são alimentadas diretamente pelo inversor de frequência e o restante da energia produzida é armazenada em baterias, garantindo o fornecimento durante a noite ou em períodos sem geração ou com variação na produção de energia.

Este método já foi empregado em sistema de alimentação residencial, tendo sua aplicação reduzida para este consumidor, devido a possibilidade da aplicação de sistemas on-grid.

Alguns exemplos onde ainda é aplicado são:

- Sistemas de provedores de internet, wi-fi público ou torres de transmissão de internet via rádio;
- Foodtrucks e Trailers;
- Sistemas de monitoramento de segurança (CFTV – Circuito Fechado de TV).

Na figura 7, é apresentado um sistema geração de energia elétrica do tipo off-grid



Figura 7: Sistema off-grid [8].

Em sistemas fotovoltaicos off-grid, o painel fotovoltaico desempenha a função crucial de transformar a radiação solar em energia elétrica em corrente contínua (CC), assim como nos sistemas on-grid. Entretanto, uma característica essencial dos sistemas off-grid é a necessidade de baterias para armazenamento de energia, permitindo que a energia gerada seja utilizada em

momentos em que não há produção, como à noite ou em dias nublados. Em alguns casos, como em sistemas de irrigação, o armazenamento pode não ser necessário. Para garantir a longevidade das baterias, é utilizado um controlador de carga, que protege as baterias contra sobrecargas e descargas profundas, interrompendo a injeção de energia quando a carga máxima é atingida e desconectando a bateria quando seu nível de carga está baixo. Além disso, os sistemas off-grid podem alimentar tanto cargas em CC quanto em CA. Para cargas em CC, não é necessário um inversor de frequência, mas sim um regulador de tensão para garantir que a tensão das baterias seja compatível com a carga. Já para cargas em CA, o inversor de frequência converte a energia CC em CA, sem a necessidade de sincronismo com a rede elétrica, uma vez que o sistema opera de forma independente.

4. Vantagens e desvantagens

Conforme apresentado em [5], ambos os sistemas, tanto o on-grid quanto off-grid, possuem vantagens e desvantagens que devem ser consideradas no desenvolvimento deste trabalho.

O sistema on-grid é caracterizado por sua fácil e rápida instalação, devido à baixa complexidade dos projetos. Além disso, a proximidade com os centros de carga reduz a demanda de transmissão de energia elétrica por longas distâncias, o que, por sua vez, diminui as perdas elétricas e os impactos socioambientais negativos. Isso também contribui para a minimização dos custos elétricos, especialmente em prédios comerciais. Outra vantagem significativa é a ausência de baterias e controladores de carga, o que simplifica o sistema. O sistema on-grid garante que toda a energia gerada seja utilizada, seja localmente ou em outro ponto da rede, e permite uma fácil escalabilidade do sistema.

Por outro lado, o sistema off-grid aumenta a taxa de autoconsumo e proporciona resiliência às flutuações da rede elétrica. Este sistema oferece autonomia diante da interrupção do fornecimento de energia elétrica, garantindo um fornecimento contínuo mesmo em caso de falhas na rede.

Essas características devem ser cuidadosamente avaliadas para determinar a melhor abordagem para a implementação de sistemas de energia neste estudo.

5. Sistema Híbridos

Os sistemas híbridos combinam características dos sistemas on-grid e off-grid, unindo a conexão com a rede elétrica da concessionária ao armazenamento de energia em baterias.

Estes sistemas apresentam vários benefícios. Primeiramente, eles permitem definir o melhor horário para a injeção de energia elétrica na rede, otimizando a utilização da energia gerada. Além disso, proporcionam uma maior autonomia energética, garantindo disponibilidade de energia mesmo em casos de interrupção por parte do fornecedor.

Outro benefício é a redução do consumo de energia em horários de ponta, o que pode resultar em economia significativa nos custos energéticos. A menor oscilação da energia injetada e/ou drenada da rede também é uma vantagem, melhorando a estabilidade do sistema. Além disso, estes sistemas reduzem as perturbações de energia, proporcionando energia contínua à carga e melhorando o fator de utilização do sistema, como destacado em [9].

Nesta configuração, a energia é transferida do conjunto fotovoltaico para a bateria e para a carga durante o dia e as baterias transferem energia para a carga durante a noite. O sistema de armazenamento de bateria também melhora a dinâmica do sistema para mudanças climáticas repentinas [10], [11].

Conversores CC/CC

1. Visão geral

Os conversores CC/CC são circuitos de eletrônica de potência capazes de alterar os valores da tensão de saída em relação a tensão de entrada. Estes circuitos são formados por semicondutores de potência operando como dispositivo de chaveamento e elementos passivos, como indutores e capacitores.

Os dispositivos de chaveamento operam em uma determinada frequência (F_s), este fator, quanto maior, reduz o tamanho de elementos de armazenamento de energia, como indutores e capacitores.

Estes circuitos são controlados por um sinal de comando, podendo ser fixo ou variável. Uma forma de gerar estes sinais é através de modulação por largura de pulso (PWM).

O número de conversores estáticos CC-CC não isolados é muito grande. Contudo, seis deles são mais populares e difundidos [12], sendo os respectivos ganhos estáticos descritos conforme segue na Tabela 1.

Tabela 1: Ganho conversores

Conversor	Ganho estático
Buck	D
Boost	$1/(1-D)$
Buck-Boost	$D/(1-D)$
Cúk	$D/(1-D)$
Sepic	$D/(1-D)$
Zeta	$D/(1-D)$

O ganho estático A , é definido como a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, apresentado na equação 3.1:

$$A = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.1)$$

Sendo assim, a tabela 3.1 apresenta o seguinte:

- Conversor Buck: a tensão de saída será sempre menor que a tensão de entrada;
- Conversor Boost: a tensão de saída será sempre maior que a tensão de entrada.
- Conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta: geram uma tensão de saída menor que a tensão de entrada quando $D < 0,5$ e maior que a tensão de entrada quando $D > 0,5$.

O objetivo de todos os conversores é o mesmo, manter a tensão de saída constante, devido a malha de controle aplicada ao conversor. A eficiência destes circuitos pode variar entre 70% e 98%, dependendo das potências, correntes, tensões, frequências de chaveamento e das tecnologias empregadas [12].

Há aplicações dos conversores, onde o fluxo de potência ocorre de forma bidirecional, ou seja, tanto da entrada (fonte de alimentação) para a saída (carga), quanto ao contrário.

Estes conversores podem operar de duas formas, em modo de condução contínua (CCM – *Continuous Current Mode*) ou modo de condução descontínua (DCM – *Discontinuous Current Mode*). No modo de condução contínua a corrente no indutor nunca chega a 0 A, já no modo de condução descontínuo a corrente pode ficar em 0 A, durante algum período do chaveamento.

A seguir veremos os comparativos entre os conversores.

2. Conversor Buck

O conversor CC-CC abaixador de tensão, também conhecido como conversor Buck, produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada. Por outro lado, a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada, esse comportamento é consequência do princípio da conservação de energia. Teoricamente, esse tipo de conversor é concebido de forma a possibilitar uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação [12].

O circuito Buck, apresentado na figura 8, é composto por um indutor ($L1$), um capacitor de entrada ($C1$), um diodo ($D1$), um dispositivo de chaveamento ($S1$) e um capacitor de saída ($C2$);

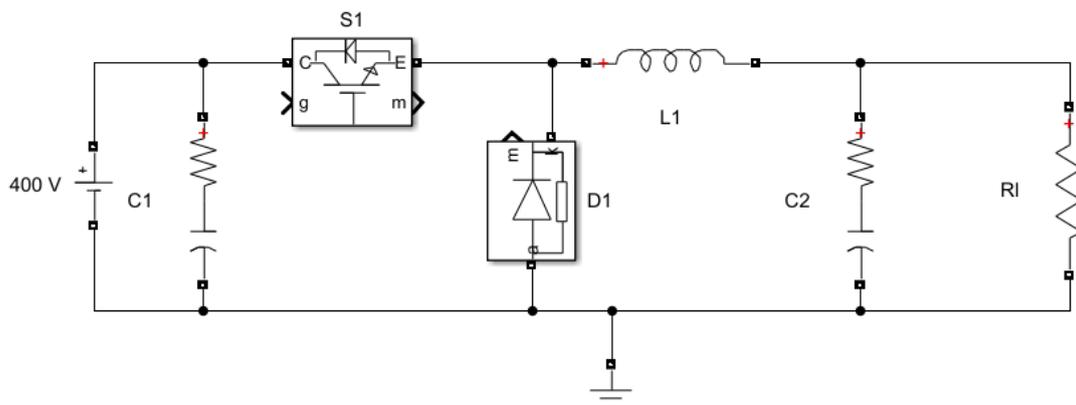


Figura 8: Conversor Buck.
Fonte: Autor.

A operação deste circuito, é dividido em duas etapas:

- Ton – Tempo em que a onda a chave S permanece fechada;
- Toff – Tempo em que a onda a chave S permanece aberta;

A soma destes dois instantes dá origem ao período de chaveamento, Ts.

$$T_s = T_{on} + T_{off} \quad (3.2)$$

A frequência de chaveamento (Fs), é o inverso do período.

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.3)$$

Na figura 9 é apresentada a forma de onda apresentada da operação deste circuito.

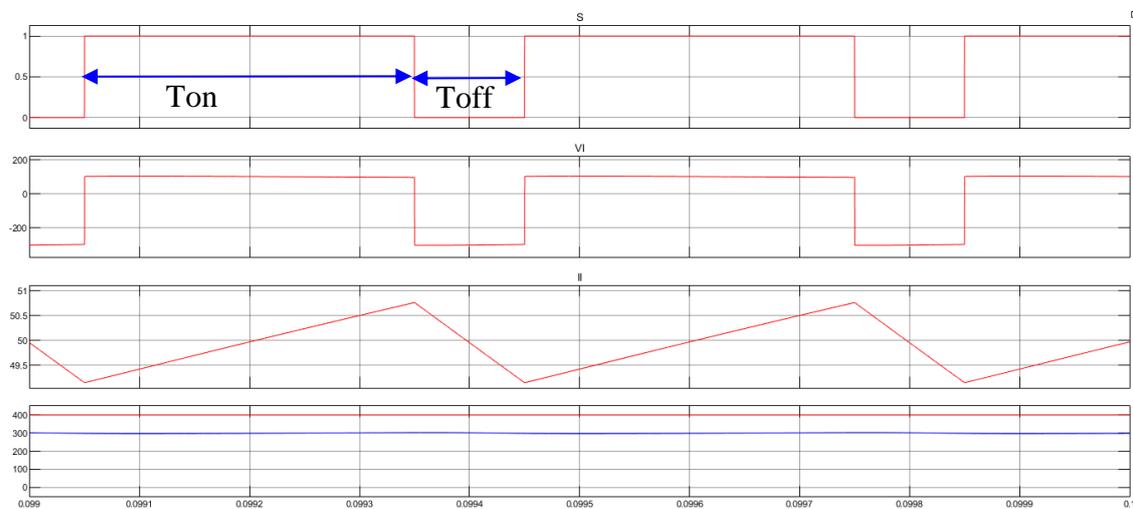


Figura 9: Forma de onda do conversor Buck: (a) Ton e Toff, (b) VI (Tensão no indutor), (c) II (Corrente no indutor) e (d) Vi (tensão de entrada – vermelho) e Vo (Tensão de saída – azul).

Fonte: Autor.

Quando a chave S1 está fechada (Ton), o diodo D1, está polarizado reversamente e então tem-se a seguinte equação de malhas:

$$V_i - V_s - V_l - V_o = 0 \quad (3.4)$$

Sendo:

Vi – tensão de entrada;

Vs – Tensão no dispositivo de chaveamento;

Vl – Tensão no indutor;

Vo – Tensão de saída.

Equacionando em função de Vl e considerando a tensão na chave (Vs) igual a 0:

$$V_l = V_i - V_o$$

Dessa forma, a corrente no indutor (II) durante a chave fechada é:

$$il = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t vl(t)dt + it(0) \quad (3.5)$$

Resolvendo a integral de 0 até Ton (D*Ts):

$$il = \frac{1}{L} \int_0^{Dts} Vi - Vo(t)dt + it(0)$$

$$il = \frac{(Vi - Vo)Dts}{L} + il0 \quad (3.6)$$

Quando a chave S1 está aberta (Toff), o diodo D1, está polarizado diretamente a malha tem a seguinte equação:

$$Vd - Vl - Vo = 0 \quad (3.7)$$

Sendo:

Vd – Tensão no diodo.

Vl – Tensão no indutor.

Vo – Tensão de saída.

Equacionando em função de Vl, temos:

$$Vl = -Vd - Vo$$

Considerando o diodo como ideal, Vd = 0;

$$il = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t vl(t)dt + it(0) \quad (3.8)$$

Resolvendo a integral de Ton (Dts) até o final do período de chaveamento (ts):

$$il = \frac{1}{L} \int_{Dts}^{ts} -Vodt + il(ton)$$

$$il = -\frac{Vo}{L} * (ts - Dts) + il(ton) \quad (3.8)$$

A média da variação da corrente no indutor (I_{avgpp}) deve ser igual a 0, sendo a soma da corrente durante o período Ton e Toff, assim considera-se em as condições iniciais são iguais, e serão desconsideradas;

$$I_{avgpp} = 0 = \frac{(Vi - Vo)Dts}{L} + -\frac{Vo}{L} * (ts - Dts) \quad (3.9)$$

Resolvendo a equação:

$$\frac{(Vi - Vo)Dts}{L} + -\frac{Vo}{L} * (ts - Dts) = 0$$

$$\frac{V_i * Dts - V_o * Dts}{L} - \frac{V_o * ts + V_o * Dts}{L} = 0$$

$$\frac{V_i * Dts - V_o * Dts - V_o * ts + V_o * Dts}{L} = 0$$

$$V_i * Dts - V_o * Dts - V_o * ts + V_o * Dts = 0$$

$$V_i * Dts - V_o * ts = 0$$

$$V_i * Dts = V_o * ts$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (3.10)$$

3. Cálculo do indutor do circuito.

A tensão em um indutor é dada pela derivada da corrente, 3.11.

$$Vl = L \frac{dil}{dt} \quad (3.11)$$

$$Vl = L \frac{\Delta il}{\Delta t}$$

Durante Ton

$$Vl = V_i - V_o \quad (3.12)$$

$$\Delta t = D * ts \quad (3.13)$$

Logo:

$$V_i - V_o = L \frac{\Delta il}{D * ts} \quad (3.12)$$

$$L = (V_i - V_o) * \frac{Dts}{\Delta il} \quad (3.13)$$

4. Cálculo do capacitor de saída.

A corrente no capacitor de saída (I_c), pode ser definida como sendo a soma da corrente do indutor (I_l) e de saída (I_o).

$$I_c = I_l + I_o \quad (3.14)$$

A corrente no indutor de um conversor Buck, quando operando em modo de condução contínua, possui uma componente contínua e uma componente triangular, o que ocorre devido a alternância da polaridade da tensão no indutor.

$$I_l = I_{Ldc} + \Delta il \quad (3.15)$$

A reatância capacitiva é dada por:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_s C} \quad (3.16)$$

Para a componente contínua o capacitor se comportará como um circuito aberto, circulando por ele, apenas a corrente de com componentes em alta frequência.

Logo:

$$I_c = \Delta i_l \quad (3.17)$$

Esta variação de corrente no capacitor, irá provocar uma variação de tensão, já que a tensão é a integral da corrente.

$$v_c = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t I_c dt + v_c(t_0) \quad (3.18)$$

Como há variação de corrente, podemos afirmar que ocorre variação de carga no indutor e como a corrente opera de forma triangular, podemos calcular a variação de carga (ΔQ), como a área de um triângulo, dada por, maiores detalhes em [13]:

$$\Delta Q = \frac{\left(\frac{D * T_s}{2} + \frac{(1 - D) * T_s}{2}\right) * \frac{\Delta i_l}{2}}{2} = \frac{\Delta i_l * T_s}{8} \quad (3.19)$$

Se substituirmos a variação de corrente da equação 3.13, temos:

$$\Delta Q = \frac{(V_i - V_o) D * T_s^2}{8L} \quad (3.20)$$

Como:

$$Q = C * v_c \quad (3.21)$$

Então temos:

$$\Delta Q = C * \Delta v_c$$

Sendo Δv_c a variação de tensão no capacitor.

Logo:

$$C = \frac{(V_i - V_o) D * T_s^2}{8 * L * \Delta v_c} \quad (3.22)$$

5. Conversor Boost

O conversor CC-CC elevador de tensão, também conhecido como conversor Boost, produz um valor médio de tensão na saída superior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto a corrente média de saída é menor que a corrente média de entrada. Esse comportamento é

consequência do princípio da conservação de energia que ocorre no indutor, devido alternância da polaridade da tensão.

Os componentes são os mesmos do conversor Buck, dispostos de forma diferente, conforme mostrado na figura 10.

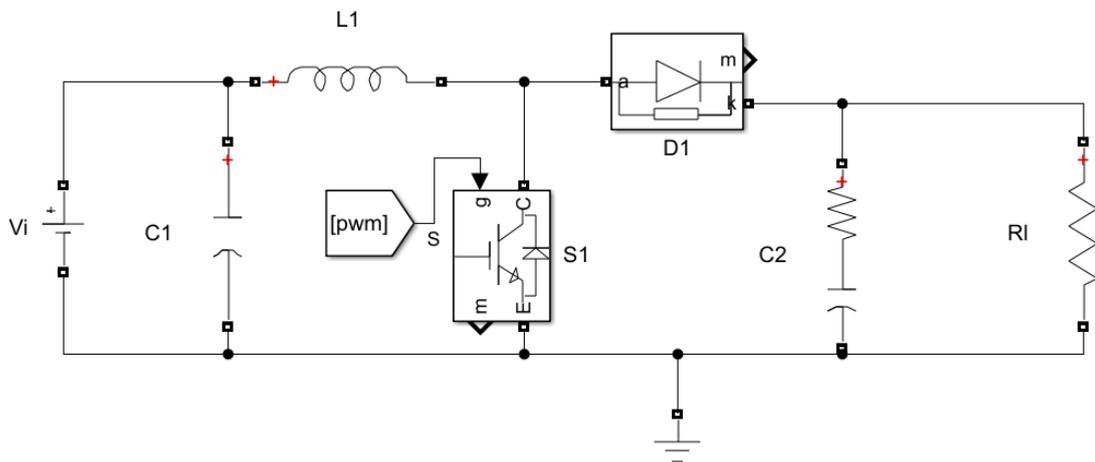


Figura 10: Circuito Boost.
Fonte: Autor.

Na figura 11, temos as formas de onda da operação deste circuito.

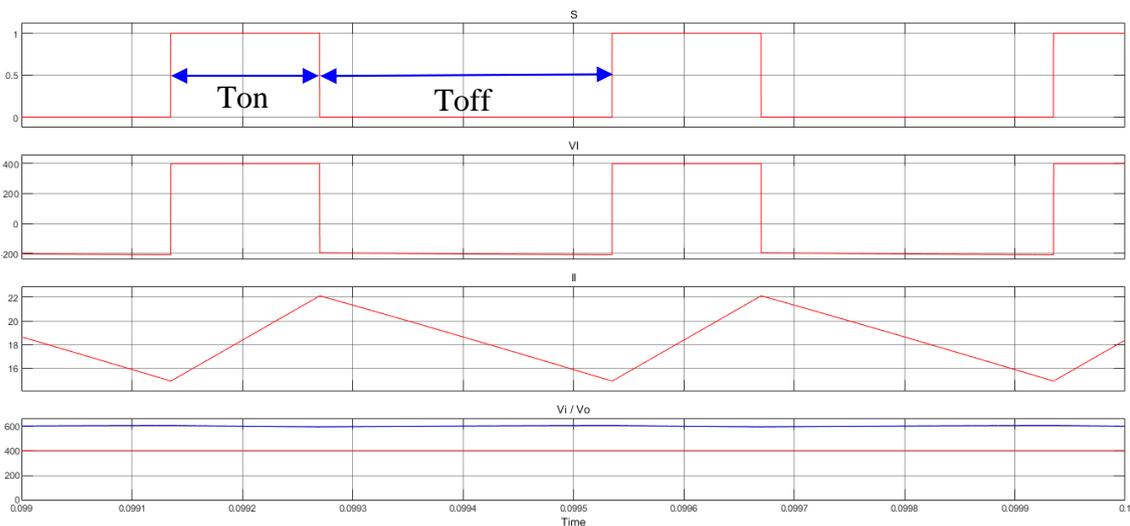


Figura 11: Forma de onda do conversor Boost: (a) Ton e Toff, (b) V_L (Tensão no indutor), (c) I_L (Corrente no indutor) e (d) V_i (tensão de entrada – vermelho) e V_o (Tensão de saída – azul).

Fonte: Autor.

O conversor boost, opera em 2 instantes:

- **Ton:** Chave S1 Ligada, Como:

$$V_{out} > V_{in} \quad (3.23)$$

O Diodo D1 está polarizado reversamente e, portanto, não conduz. Desta forma, tem-se duas malhas:

$$-Vi + Vl + Vs = 0 \quad (3.24)$$

Considerando a chave ideal, temos:

$$-Vi + Vl + 0 = 0 \quad (3.25)$$

$$Vl = Vin$$

Dessa forma, o indutor é carregado com a corrente da fonte, até atingir o valor de Vin .

$$-Vc + Vo = 0 \quad (3.26)$$

$$-Vc + Vo = 0$$

$$Vout = Vc$$

A corrente no indutor é dada pela equação:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L dt + i_L(o) \quad (3.27)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{Dts} Vin dt + i_L(o)$$

$$i_{Lton} = \frac{Vin}{L} Dts$$

- **Toff:** Chave S1 ligada, temos apenas uma malha

$$-Vin - Vl + Vd + Vout = 0 \quad (3.28)$$

Como o diodo está polarizado diretamente:

$$-Vin - Vl + Vout = 0 \quad (3.29)$$

$$Vl = Vin - Vout$$

Desta forma o indutor está descarregando, pois:

$$Vout > Vin \quad (3.30)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{ton}^{ts} v_L dt + i_L(o) \quad (3.31)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{Dts}^{ts} (Vin - Vout) dt + i_L(o)$$

$$i_{Ltoff} = \frac{(Vin - Vout)}{L} (ts - Dts) \quad (3.32)$$

Como a variação da corrente durante um período deve ter valor médio igual a zero:

$$i_{Lton} + i_{Ltoff} = 0 \quad (3.33)$$

$$\frac{Vin}{L} Dts + \frac{(Vin - Vout)}{L} (ts - Dts) = 0 \quad (3.34)$$

$$\frac{Vin * Dts + (Vin - Vout)(ts - Dts)}{L} = 0$$

$$\frac{Vin * Dts + Vin * ts - Vin * Dts - Vout * ts + Vout * Dts}{L} = 0$$

$$\frac{ts(Vin * D + Vin - Vin * D - Vout + Vout * D)}{L} = 0$$

$$Vin - Vout + Vout * D = 0$$

$$Vin = Vout - Vout * D$$

$$Vin = (1 - D)Vout$$

$$\frac{Vout}{Vin} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (3.35)$$

Desprezando as perdas nos componentes:

$$Pout = Pin \quad (3.36)$$

$$Vout * Iout = Vin * Il$$

$$Il = \frac{Vout * Iout}{Vin}$$

Para o equacionamento do indutor L:

$$Vl = L * \frac{di}{dt} = L * \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.37)$$

Logo:

$$L = Vl * \frac{\Delta t}{\Delta i} = \frac{Vi * D * Ts}{\Delta i} \quad (3.38)$$

Como a corrente no indutor tem característica triangular, podemos ainda, definir o valor mínimo para o indutor, quando a corrente mínima do indutor é 0 e a máxima é o dobro da corrente média, neste caso:

$$\Delta i = 2 * Ii \quad (3.39)$$

Então:

$$Lmin = \frac{Vi * D * Ts}{2 * Ii} \quad (3.40)$$

Quando a corrente mínima do indutor é igual a 0, dizemos que ele está no limite do modo de condução contínua (CCM), pois, para valores inferiores a este de indutor, teremos instantes onde a corrente no indutor será 0, caracterizando o modo de condução descontínuo (DCM).

Para dimensionamento do capacitor de saída temos que a descarga do capacitor ocorre com uma corrente constante, (V_o/R_o):

$$Ic = C * \frac{dv}{dt} \quad (3.41)$$

$$Io = C * \frac{\Delta v}{\Delta t}$$

$$C = \frac{Io * \Delta t}{\Delta v} = \frac{Io * D * Ts}{\Delta v_o} \quad (3.42)$$

6. Conversor Buck-Boost

Um conversor buck-boost é um tipo de circuito de conversão de energia usado para fornecer uma saída de tensão que pode ser maior ou menor do que a entrada, dependendo das necessidades do sistema. Ele é capaz de regular a tensão de saída, mesmo quando a tensão de entrada varia. Isso é muito útil em sistemas de energia onde a entrada pode variar, como em baterias ou fontes de energia solar.

Para a aplicação em sistemas solares com carga e descarga de baterias, é necessário que o sistema seja capaz de operar de forma bidirecional, ou seja, quando houver irradiância suficiente, o fluxo de energia, deverá ir do barramento CC de 400 V para o banco de baterias de 60 V, já quando houver falta de irradiância e as baterias estiverem carregadas, o fluxo de energia deverá ir do banco de baterias para o barramento CC. Nesta aplicação o conversor Buck-boost, apresenta

uma topologia diferente da convencional, atuando com dois dispositivos de chaveamento, conforme mostrado na figura 12.

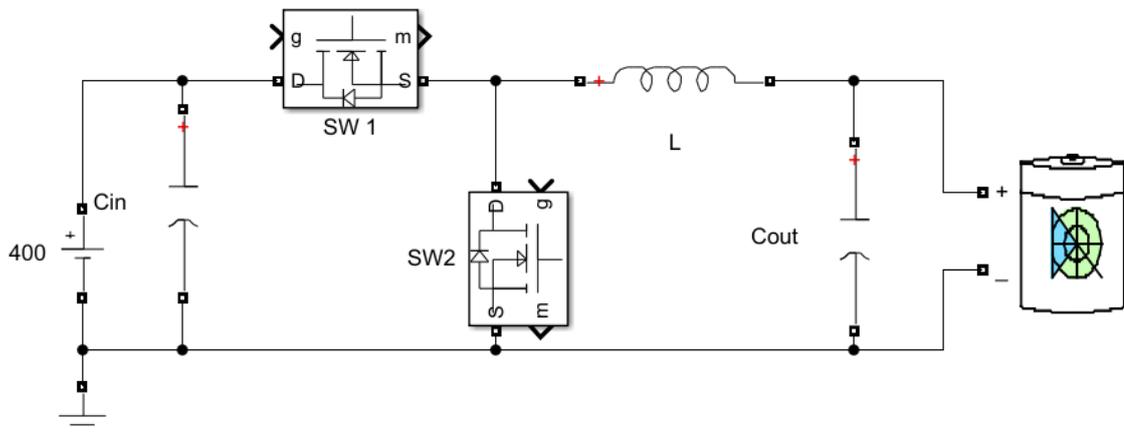


Figura 12: Conversor Buck-boost bidirecional.
Fonte: Autor.

O funcionamento básico de um conversor buck-boost é semelhante ao de um conversor buck (abaixador) e de um conversor boost (elevador) combinados. Ele pode aumentar ou diminuir a tensão de entrada para fornecer uma tensão de saída estável, independentemente das flutuações na entrada.

Existem diferentes topologias de conversores buck-boost, incluindo:

Conversor Buck-Boost com Chaveamento: usa chaves eletrônicas (como transistores) para alternar entre os modos de operação buck e boost.

Conversor Buck-Boost com Indutor de Derivação: a indutância de derivação é adicionada ao circuito para inverter a polaridade da tensão de saída quando necessário.

Conversor Buck-Boost com Indutor Acoplado: um transformador com enrolamentos primários e secundários é usado para ajustar a tensão de saída

Cada tipo tem suas próprias vantagens e aplicações específicas, mas todos têm em comum a capacidade de fornecer uma tensão de saída regulada, mesmo quando a tensão de entrada varia.

Modo buck (abaixador): O conversor reduz a tensão de entrada. Isso é feito quando o interruptor (geralmente um transistor) está fechado, permitindo que a corrente flua através do indutor e do circuito de carga. Durante esse período, a energia é armazenada no indutor, a tensão de saída é menor do que a tensão de entrada durante esse modo.

Modo boost (elevador): O conversor aumenta a tensão de entrada. Isso é feito quando o interruptor está aberto, e a energia armazenada no indutor é liberada para a carga através de um diodo. Durante esse período, a energia armazenada no indutor é transferida para a carga, a tensão de saída é maior do que a tensão de entrada durante esse modo.

Estabilidade de tensão: É alcançada ajustando-se a razão cíclica dos pulsos de controle, variando a largura dos pulsos de acordo com as flutuações na tensão de entrada e na carga.

Principais Componentes: Os principais componentes de um conversor buck-boost incluem dois interruptores controlados (SW1 e SW2), um indutor (L), um capacitor de saída (Cout) e um Capacitor de entrada (Cin), dispostos conforme figura 12.

Podemos ainda observar que os neste circuito, diferentemente dos circuitos buck e boost, não apresenta nenhum diodo, os diodos utilizados são os diodos de livre circulação em antiparalelo aos dispositivos de chaveamento.

As duas chaves operam de formas complementares, ou seja, quando SW1 está fechada, SW2 está aberta.

Sendo assim, será equacionado da seguinte forma.

Ton: SW1 fechada e SW2 Aberta;

$$V_i - V_s - V_l - V_o = 0 \quad (3.43)$$

Equacionando em função de V_l :

$$V_l = V_i - V_o$$

Podemos observar que esta equação é igual à do conversor buck.

Toff: SW2 fechada e SW1 Aberta;

$$V_{sw2} - V_l - V_o = 0 \quad (3.43)$$

Equacionando em função de V_l :

$$V_l = V_o$$

Também se igualando às equações do conversor buck.

Desta forma, podemos aplicar todos os conceitos do conversor buck para o conversor buck-boost bidirecional.

Na figura 13 podemos ver a formas de onda do conversor buck-boost bidirecional e suas formas de onda. Conforme a direção da corrente no indutor, podemos afirmar que está carregando o banco de baterias.

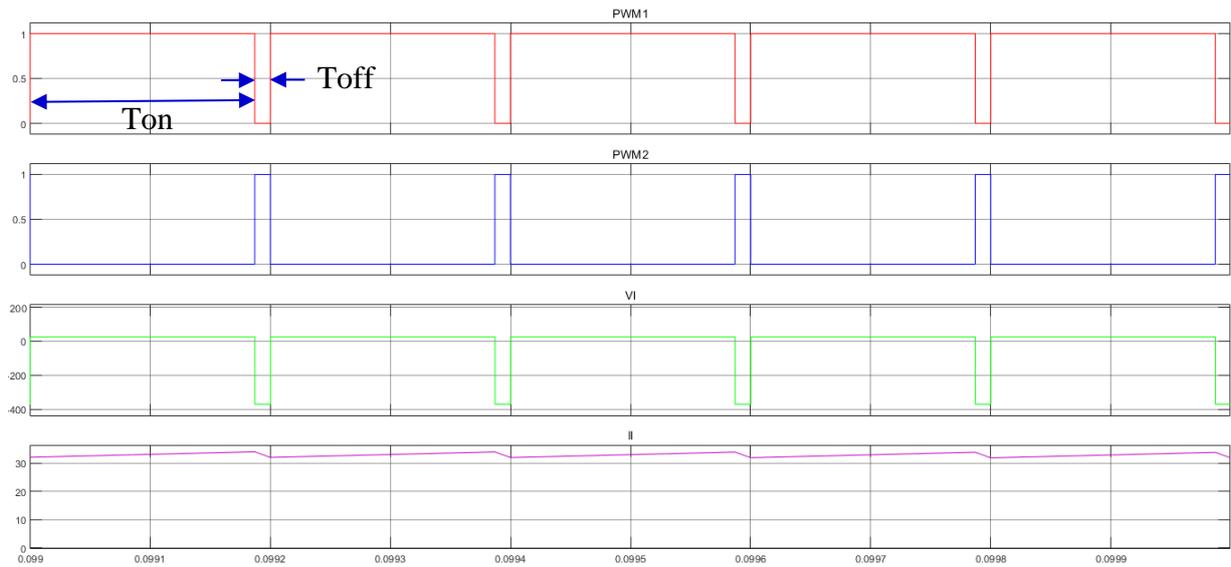


Figura 13: Formas de onda do sinal de chaveamento nos dispositivos SW1 (vermelho), SW2 (azul), tensão no indutor (verde) e corrente no indutor (roxa).

Fonte: Autor.

Na figura 14 temos as formas de onda do circuito realizando a alimentação do barramento CC vindo das baterias, portanto a corrente no indutor, aparece negativa.

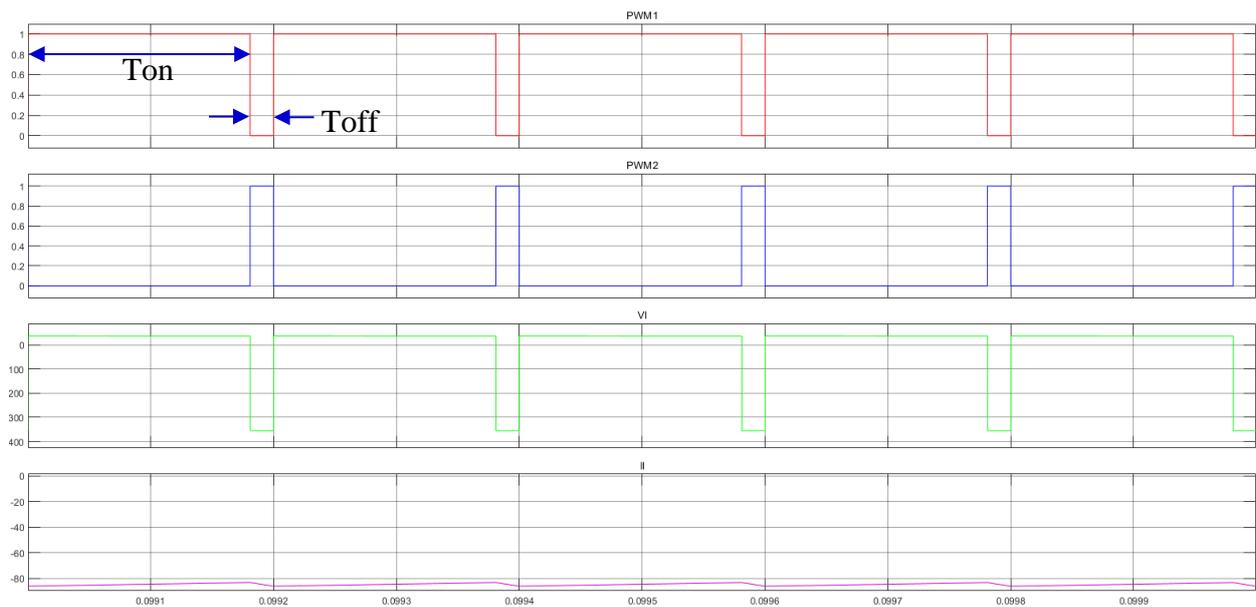


Figura 14: Formas de onda do sinal de chaveamento nos dispositivos SW1 (vermelho), SW2 (azul), tensão no indutor (verde) e corrente no indutor (roxa).

Fonte: Autor.

É possível observar nas figuras 13 e 14 a operação dos dispositivos de chaveamento de forma complementar.

7. Controle PWM para conversores CC-CC

Uma forma de se controlar a tensão em conversores CC-CC, é através da técnica conhecida como modulação por largura de pulso (em inglês, *Pulse Width Modulation* – PWM), em malha aberta, o que não garante a estabilidade do sistema. Uma frequência de chaveamento é mantida constante e o controle acontece pelo tempo em que a chave do conversor permanece fechada e aberta, modificando a razão entre o tempo em que a chave permanece ligada (ton) e o período total T de fechamento e abertura da chave (toff + ton), onde toff é o tempo em que a chave permanece aberta. A relação descrita é conhecida como razão cíclica, e é representada pela letra D.

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.44)$$

Uma das formas de se criar um sinal de PWM é comparando uma onda com formato dentes de serra com uma constante, nas figuras 15, 16 e 17, temos respectivamente, as formas de ondas de um sinal PWM com D = 0,2, D = 0,5 e D = 0,7.

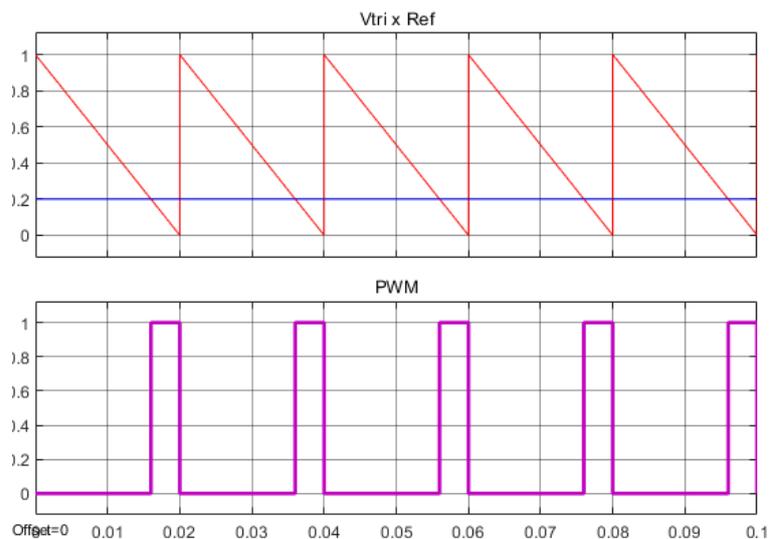


Figura 15: Sinal PWM 0,2.

Fonte: Autor.

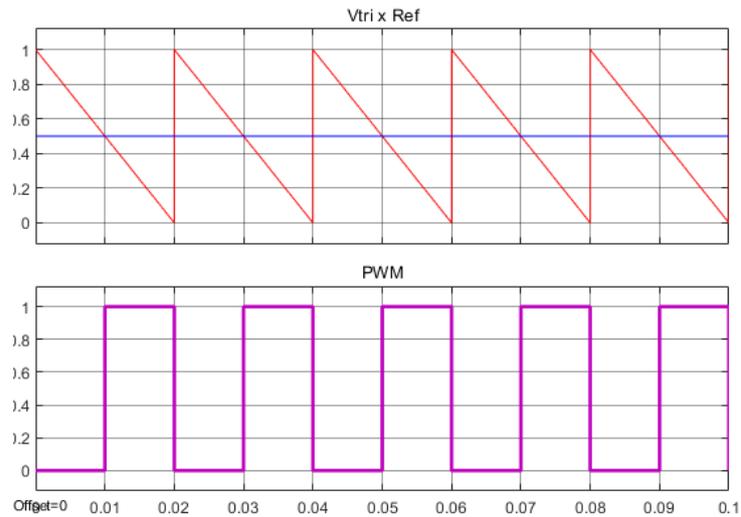


Figura 16: Sinal PWM 0,5.
Fonte: Autor.

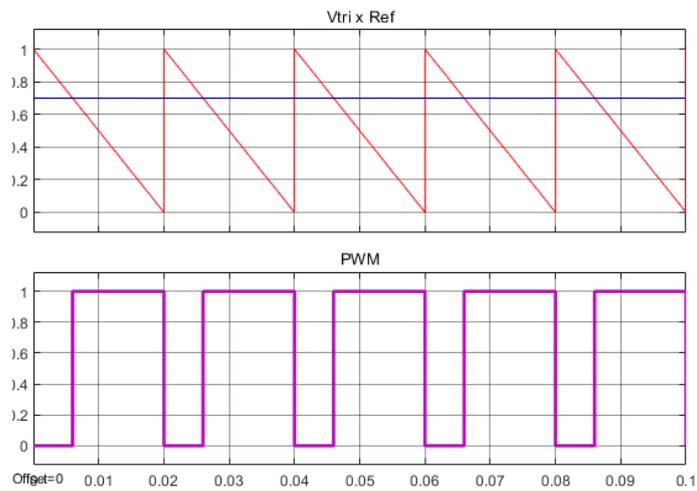


Figura 17: Sinal PWM 0,7.
Fonte: Autor.

Sistemas de controle em malha fechada, mais estáveis e seguros, serão apresentados nos próximos tópicos.

1. MPPT – Visão geral

O MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), refere-se a um conjunto de algoritmos e técnicas utilizados em sistemas fotovoltaicos para otimizar a eficiência na conversão de energia solar em eletricidade. O objetivo principal do MPPT é maximizar a potência extraída de um painel solar, garantindo que o sistema opere continuamente no ponto em que a produção de energia é máxima [3].

Em um painel solar, a potência gerada depende de fatores como a intensidade da luz solar, a temperatura ambiente e fatores construtivos do painel utilizado. Estes fatores podem variar ao longo do tempo e em diferentes condições climáticas. O MPPT ajusta dinamicamente as características elétricas do painel solar para otimizar a produção de energia, levando em consideração as condições em tempo real. É apresentado na figura 18 a indicação do MPPT de um conjunto de painéis fotovoltaicos, configurados em 5 conjuntos de 12 módulos ligados em série. Cada conjunto é chamado de string e são ligados em paralelo entre si. Para este gráfico encontramos um MPP de 10537,6 W em 360,569 V, para uma irradiância de 800 W/m².

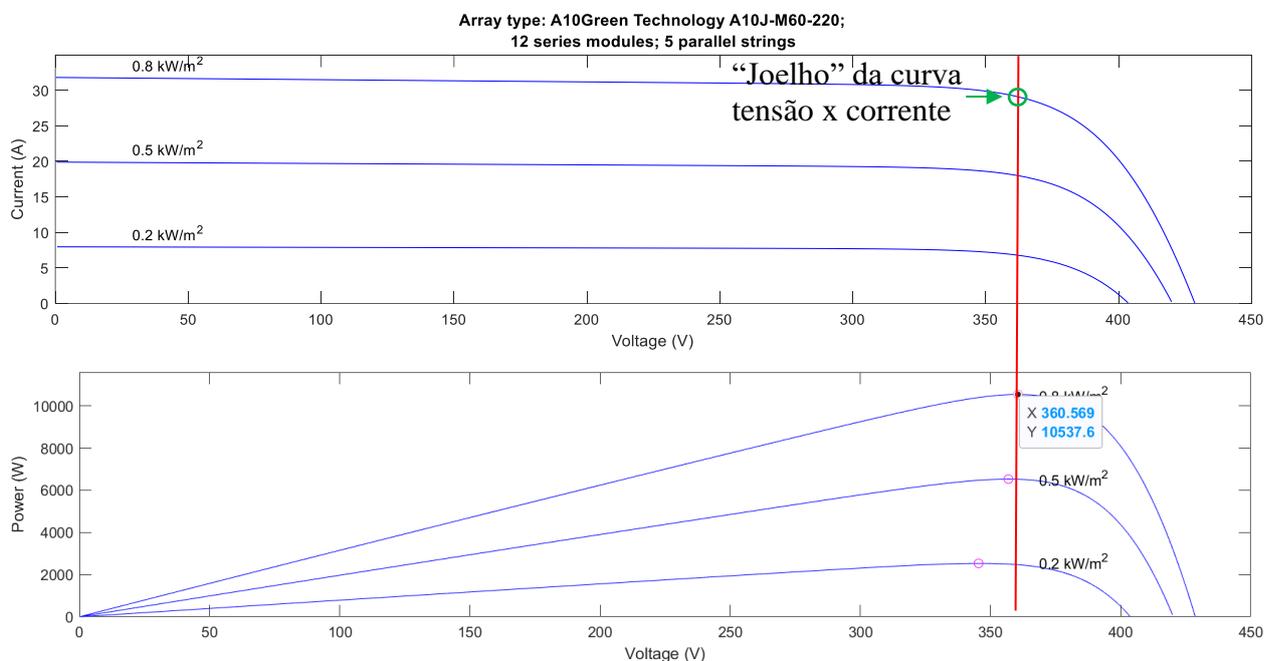


Figura 18: Gráfico de localização do MPPT.

Fonte: Autor.

O MPPT é um sistema de controle integrante dos sistemas de energia modernos, que garante a penetração da potência máxima na carga/baterias/motores e na rede elétrica, para aplicações fora da rede e na rede, respetivamente. Como a taxa de conversão da energia solar em energia elétrica

dos arranjos fotovoltaicos ainda é baixa e a irradiância solar nem sempre é uniforme, o controlador MPPT encontra sua ampla aplicação em usinas fotovoltaicas [3].

O MPPT opera calculando o MPP que está situado no joelho da curva Tensão x Corrente indicado na figura 18. O MPPT é fundamental para qualquer circuito fotovoltaico devido ao ponto de potência máxima de uma célula fotovoltaica está em constante flutuação devido a vários fatores ambientais

Existem diversos algoritmos MPPT, como Perturbação e Observação (P&O), Condutância Incremental (INC), e métodos baseados em otimização, como Algoritmo de Enxame de Partículas (PSO) e Busca Cuckoo (CuS) [14]. Esses algoritmos buscam identificar e manter o ponto de máxima potência (MPP) do painel solar, garantindo assim uma eficiência energética ideal.

2. MPPT – Perturb and observe (P&O)

Este é um dos algoritmos mais simples, onde o sistema faz pequenas perturbações na tensão ou corrente e observa o efeito na potência para determinar a direção do MPP.

Um ligeiro desvio de tensão é introduzido neste algoritmo. O desvio pode ser positivo ou negativo dependendo da necessidade de aumentar a potência de saída ou diminuí-la para corresponder ao MPP. A perturbação introduzida faz com que a potência do módulo solar flutue. Se houver um aumento na potência devido à perturbação, a perturbação aumenta em pequenos passos. Se a potência diminuir repentinamente após um ciclo de perturbação, a perturbação é revertida. Devido à mudança constante nas etapas de perturbação, faz com que o sistema oscile e nunca caia completamente no ponto de potência máxima requerido. O tamanho da perturbação é mantido muito pequeno para manter pequena a variação de potência [4].

O algoritmo MPPT P&O, opera conforme a operação a seguir:

1. Medição inicial da potência do painel solar, geralmente usando sensores de corrente e tensão;
2. Perturbação da tensão ou da corrente do painel solar aumentando ou diminuindo ligeiramente a tensão de operação do sistema;
3. Observação se a perturbação gerou aumento ou diminuição na potência;
4. Decisão em qual direção o ponto de operação do painel solar deve ser movido para se aproximar do Ponto de Máxima Potência (MPP). Se a potência aumentou, a perturbação é mantida na mesma direção; caso contrário, a direção é invertida;
5. O processo de perturbação, observação e decisão é repetido em intervalos regulares. O objetivo é continuar ajustando a operação do sistema na direção que leva ao MPP;

6. Com o tempo, à medida que as iterações continuam, o ponto de operação do sistema se aproxima do MPP. O algoritmo continua até que a potência não aumente significativamente com a perturbação, indicando que o sistema está próximo do MPP;
7. O P&O é eficaz e fácil de implementar, mas tem algumas limitações. Pode oscilar ao redor do MPP e pode demorar para convergir, especialmente em condições de luz solar variável;
8. O algoritmo P&O é projetado para se adaptar a mudanças nas condições de operação, como mudanças na intensidade da luz solar devido a nuvens ou sombreamento parcial;

O algoritmo é projetado para definir uma tensão de referência do arranjo fotovoltaico que corresponde à tensão máxima do módulo. Um controlador PI altera o ponto operacional do conjunto para determinar o nível de tensão de referência. A principal desvantagem é a dificuldade do método em se adaptar a condições que mudam rapidamente.

As principais vantagens deste método são a simplicidade de sua estrutura e facilidade de implementação, motivo que leva a escolha deste método para a utilização neste trabalho, e a alta eficiência com uma irradiância solar constante e alta.

Por outro lado, apresenta algumas desvantagens, para valores muito baixos de irradiância o cálculo da localização exata do MPPT torna-se muito difícil e as alterações de tensão introduzidas geram pequenos erros de potência, o MPP real não pode ser determinado. Ele só pode ser oscilado em torno do MPP necessário e mudanças rápidas nas condições atmosféricas são muito prejudiciais ao funcionamento do algoritmo, pois ele não consegue se adaptar às mudanças rápidas na irradiância e não consegue rastrear o MPP de forma eficaz.

3. Fluxograma e Algoritmo do MPPT

Na figura 19 temos o fluxograma do MPPT P&O, sendo apresentado sua forma de operação.

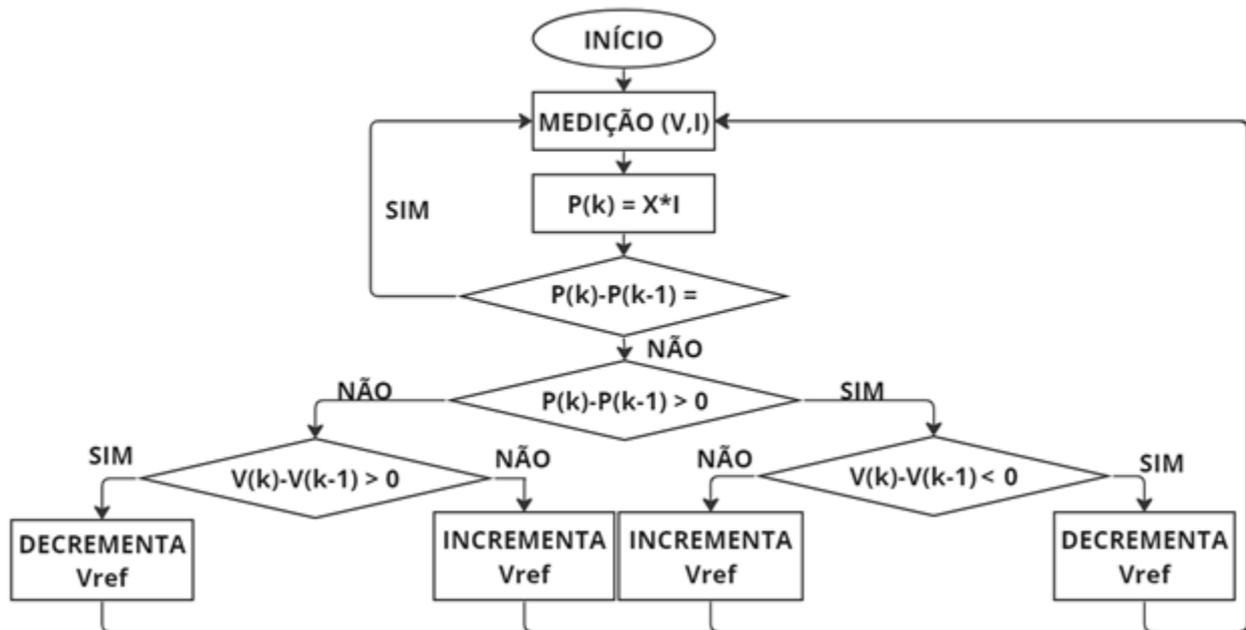


Figura 19: Fluxograma do MPPT.

Fonte: Adaptado de [15].

V – Tensão dos painéis fotovoltaicos.

I – Corrente dos painéis fotovoltaicos.

P(k) – Potencia no instante k.

V(k) – Tensão no instante k.

Vref – Tensão de referência (saída) do conversor.

1. Introdução

A principal função do inversor é converter a energia CC gerada por painéis fotovoltaicos em energia CA sincronizada com a rede.

De acordo com a potência instalada no sistema, o inversor pode ser classificado como:

- **Inversores integrados:** normalmente na faixa de 50 a 400 W para aplicações muito pequenas (um painel);
- **Inversores de String:** normalmente na faixa de 0,4 a 2 kW para pequenas plantas de telhado com painéis conectados em uma string;
- **Inversores multistring:** normalmente na faixa de 1,5 a 6 kW para sistemas médios a grande com painéis configurados em mais de uma string;
- **Mini inversores centrais:** normalmente > 6 kW com topologia trifásica e design modular para telhados maiores ou pequenas plantas, na faixa de 100 kW com unidades típicas de 6, 8, 10 e 15 kW;
- **Inversores centrais:** normalmente na faixa de 100 a 1000kW com topologia trifásica e design modular para plantas de grande potência e unidades típicas de tamanhos de 100, 150, 250, 500 e 1000 kW.

A topologia em ponte completa é uma das mais reconhecidas e simples, por este motivo foi escolhida para ser implementada neste trabalho, entretanto novas topologias têm sido desenvolvidas para aumentar a eficiência, reduzir os custos de fabricação e aumentar a vida útil dos inversores, visto que normalmente a vida útil dos painéis fotovoltaicos, supera os 20 anos.

Uma das técnicas para aumento da eficiência foi a eliminação de transformadores, o que provocou a necessidade de soluções mais complexas.

O desenvolvimento de novas topologias, tem como ponto de partida conversores com já utilizados e com bom desempenho, se destacando a Ponte H e o Neutral Point Clamped (NPC).

2. Estruturas do Inversor Derivado da topologia H-Bridge

A família de conversores ponte H ou ponte completa (*FB – Full Bridge*), apresentado na figura 20, é uma importante referência no desenvolvimento de novas tecnologias.

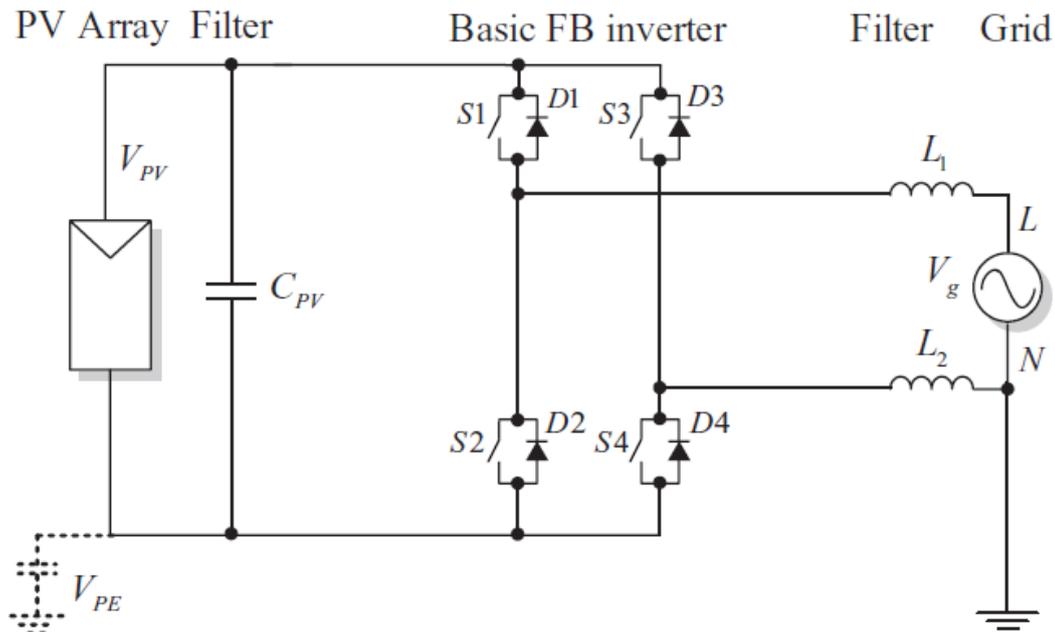


Figura 20: Inversor FB básico.
Fonte:[16]

Esta topologia é muito versátil, pois pode ser utilizada para a conversão CC-CC e CC-CA, podendo ser implementada no formato *Full-bridge*, conforme mostrado da figura 20, com duas pernas de comutação (4 elementos de chaveamento) ou no formato *Half-bridge*, com apenas uma perna de comutação (2 elementos de chaveamento).

3. Inversor Básico Ponte Completa

Este inversor pode operar seguindo três tipos de modulação: bipolar, unipolar e híbrida.

Na modulação bipolar as chaves são acionadas de forma diagonal, sendo acionados simultaneamente as chaves, S1 com S4 e S3 com S2, gerando a tensão CA, conforme a figura 21:

Seu funcionamento ocorre acionando as pernas A e B, de forma síncrona, com alta frequência de chaveamento e mesma referência senoidal, não sendo possível estados de 0 V na saída

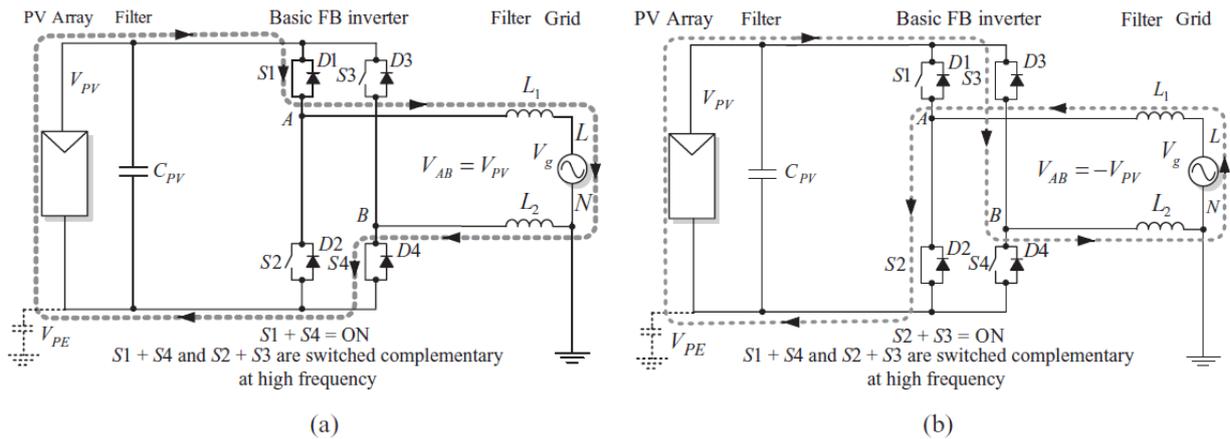


Figura 21: Conversor Full-Bridge com modulação bipolar: (a) corrente de saída positiva e (b) corrente de saída negativa.

Fonte: [16]

A principal vantagem deste conversor é a tensão V_{pe} (tensão no aterramento), possui apenas a frequência da rede, reduzindo a corrente de fuga e emissões eletromagnéticas. Por outro lado, as desvantagens são, frequência de *ripple* da corrente é igual à frequência de chaveamento, necessitando de filtragem mais intensa, perdas magnéticas no núcleo dos indutores devido a variação bipolar de tensão e eficiência de até 96,5 %, devido a troca de potência entre L_1 e a capacitância do sistema CC.

Na modulação unipolar, cada perna do conversor é comutada de acordo com sua referência, gerando a corrente CA conforme ilustrado na figura 22. As pernas A e B comutam com um referencial senoidal espelhado, e o conversor possui dois estados de 0V, quando S1 e S3 estão ligados ou quando S2 e S4 estão ligados. Entre as vantagens desse conversor, destacam-se a frequência de ripple da corrente, que é o dobro da frequência de chaveamento, permitindo o uso de filtros menores, a redução das perdas nos núcleos devido às passagens por 0V, e a obtenção de eficiências de até 98%. No entanto, uma desvantagem significativa é que a tensão no ponto de medição (V_{PE}) contém componentes da frequência de comutação, resultando em altas correntes de fuga e emissões eletromagnéticas.

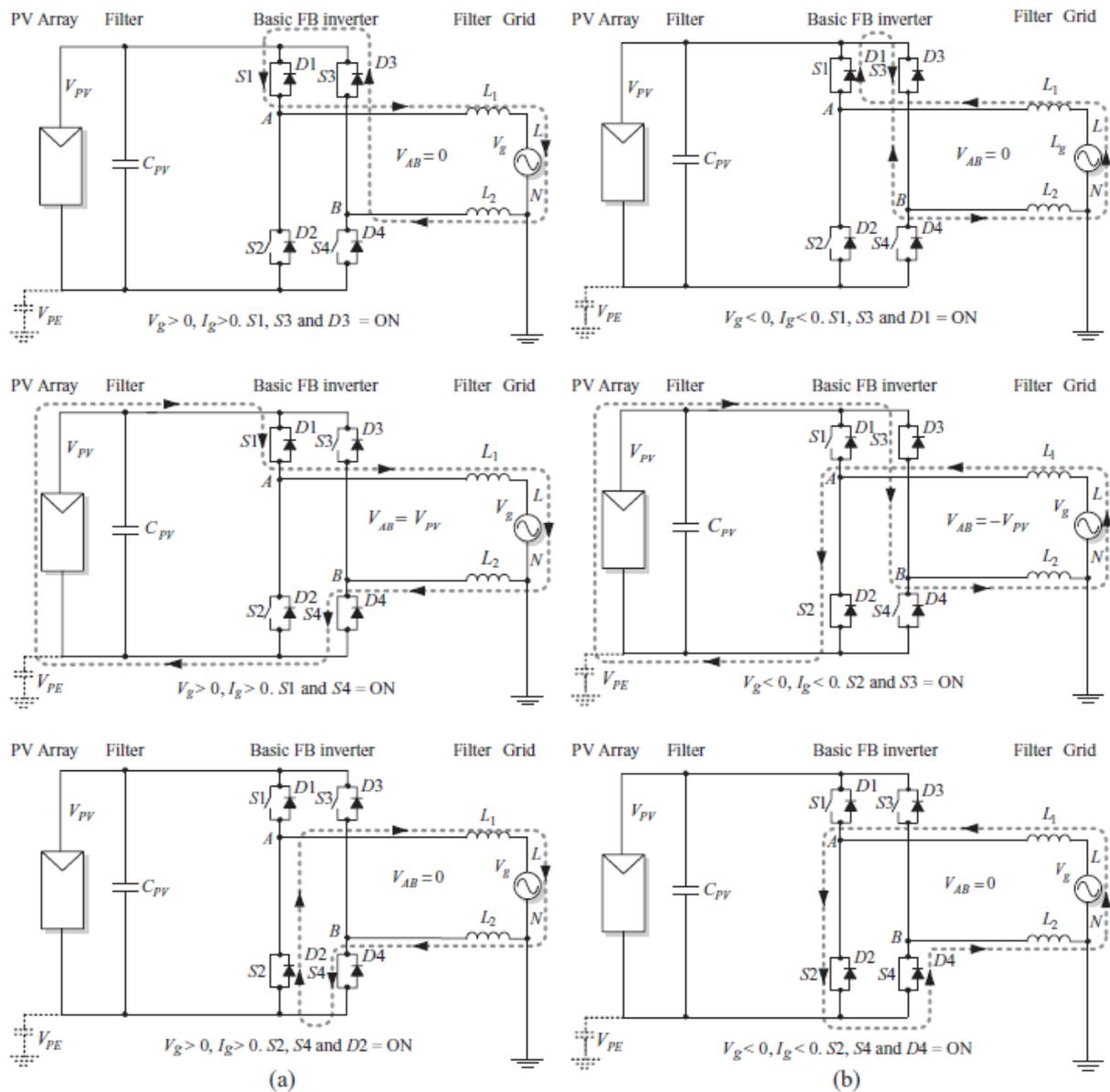


Figura 22: Estados de comutação do conversor Full-Bridge com modulação unipolar: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.

Fonte:[16].

Na modulação híbrida, uma perna é comutada na frequência da rede e outra em alta frequência, gerando a corrente CA, conforme mostrado na figura 23.

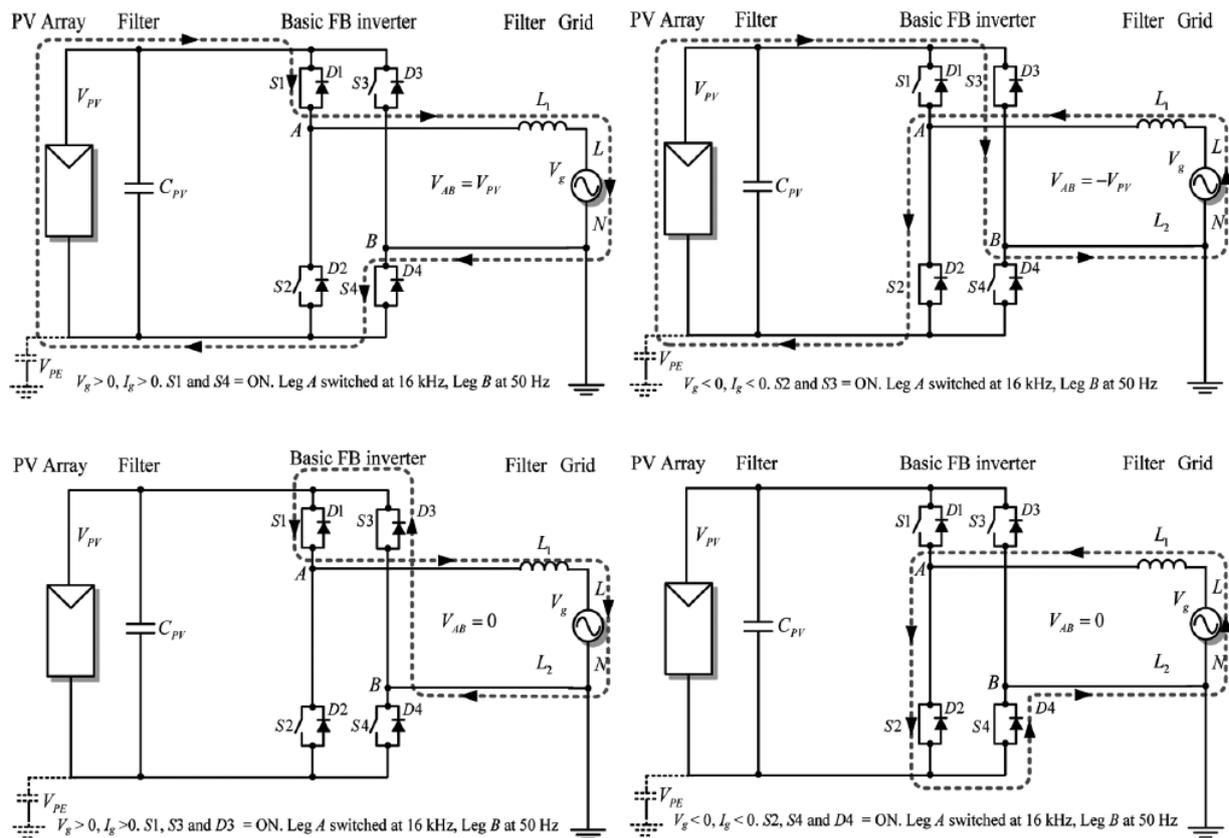


Figura 23: Estados de Comutação do conversor Full-Bridge com modulação híbrida: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.

Fonte: [16]

Esse conversor apresenta a característica de comutar a perna A com a frequência da rede e a perna B com a frequência do PWM, possuindo dois estados de 0V, com $S1$ e $S2$ ligados ou $S3$ e $S4$ ligados. Entre suas vantagens, destacam-se a tensão unipolar no filtro, que resulta em menores perdas magnéticas, e a eficiência que pode chegar a 98%. No entanto, o conversor opera apenas em dois quadrantes, a frequência de ripple da corrente é igual à frequência de chaveamento, o que exige maior filtragem, e há ocorrência de picos de corrente de fuga, necessitando de filtragem adicional para emissões eletromagnéticas.

4. Inversor H5 (SMA)

Essa topologia, mostrada na Figura 24, é uma ponte H clássica com um quinto interruptor extra no barramento positivo do *link* CC, que fornece duas funções:

- Impedir a troca de potência reativa entre $L_{1(2)}$ e C_{PV} durante o estado de tensão zero, aumentando assim a eficiência.
- Isola o módulo PV da rede durante o estado de tensão zero, eliminando assim o conteúdo de alta frequência de V_{PE} .

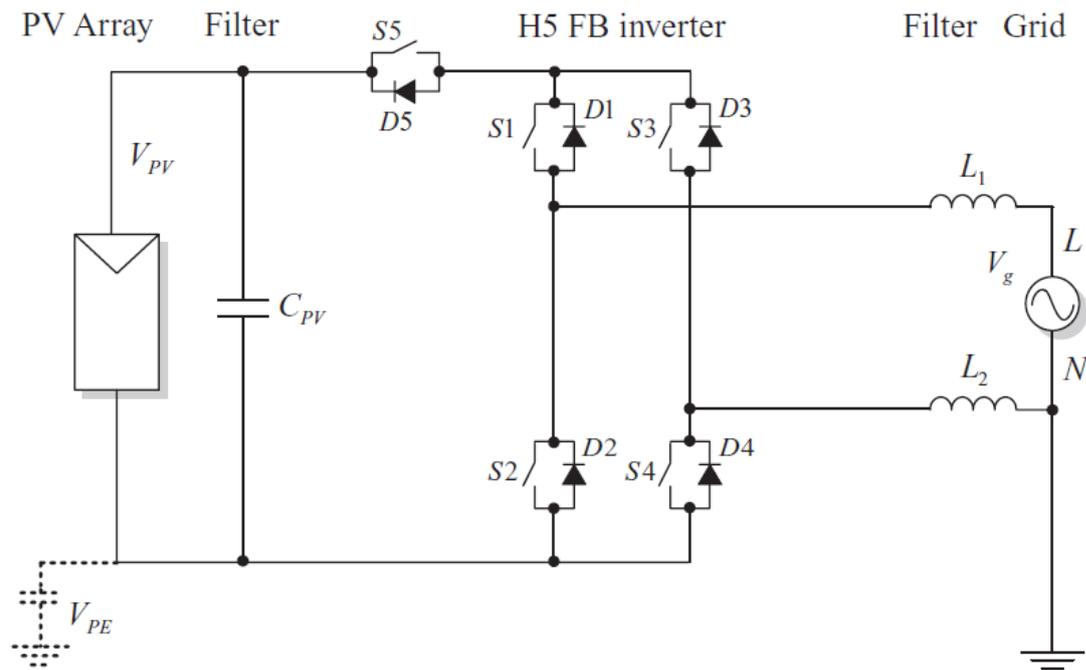


Figura 24: Inversor com topologia H5 (SMA).
Fonte: [16]

Este conversor apresenta as seguintes características: S5, S4 e S2 são comutados em alta frequência, enquanto S1 e S3 operam na frequência da rede, permitindo dois estados de tensão de saída zero, onde S5 está desligado e S1 (ou S3) está ligado. Entre as vantagens, a tensão unipolar através do filtro resulta em perdas menores no núcleo, e a eficiência pode chegar a 98%, graças à ausência de troca de potência reativa entre L1(2) e CPV durante a tensão zero e à comutação em frequência mais baixa em uma das pernas. Além disso, a tensão no ponto de medição (VPE) contém apenas um componente de frequência de rede, sem componentes de frequência de comutação, o que reduz significativamente a corrente de fuga e as emissões eletromagnéticas (EMI). Contudo, o conversor requer um interruptor extra, e três interruptores estão conduzindo durante o vetor ativo, o que aumenta as perdas de condução, mas sem comprometer a alta eficiência geral do sistema.

Na figura 25 são mostrados os estados de comutação:

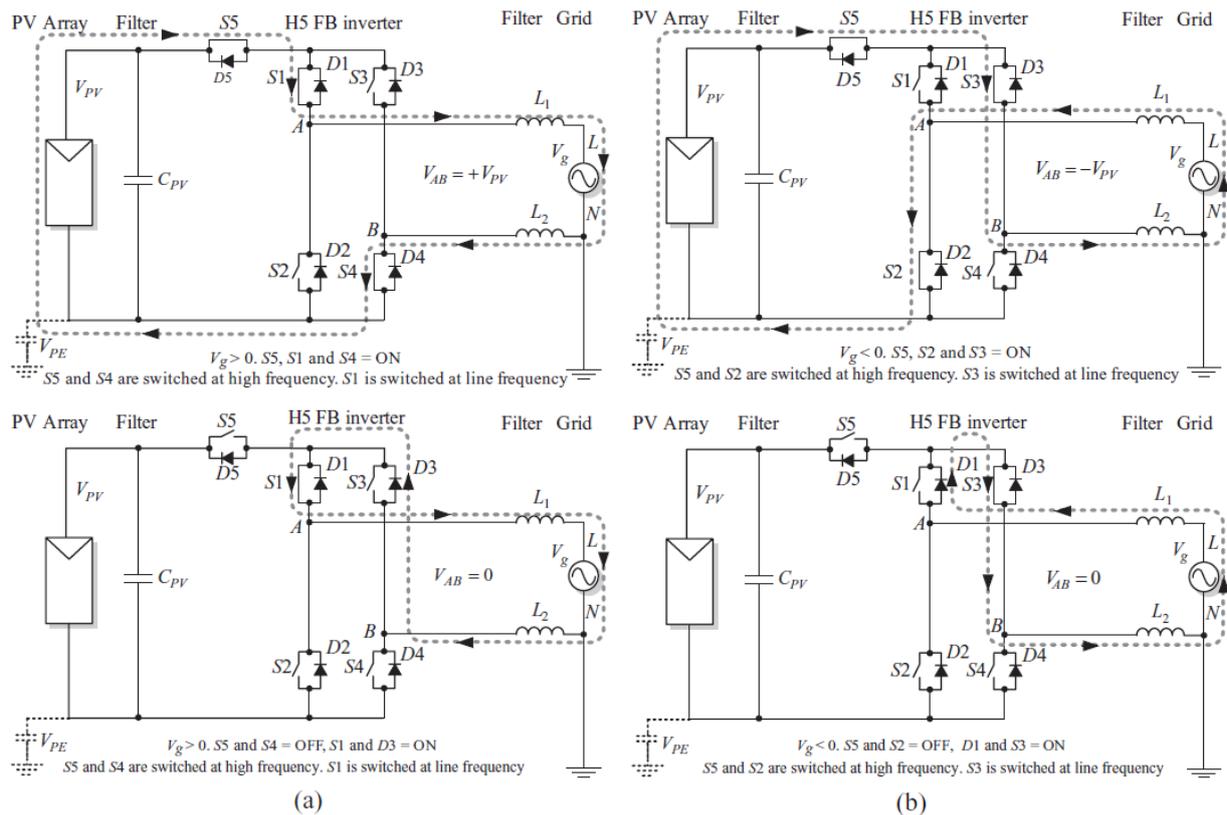


Figura 25: Estados de comutação do inversor H5 no caso de geração: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa. Fonte:[16]

5. Inversor HERIC (Sunways)

Esta topologia também é derivada da ponte H clássica, adicionando uma perna de bypass no lado CA usando dois IGBTs em configuração *back-to-back*, como mostrado na Figura 26. Este *bypass* CA fornece as mesmas funções que o quinto interruptor no caso da topologia H5.

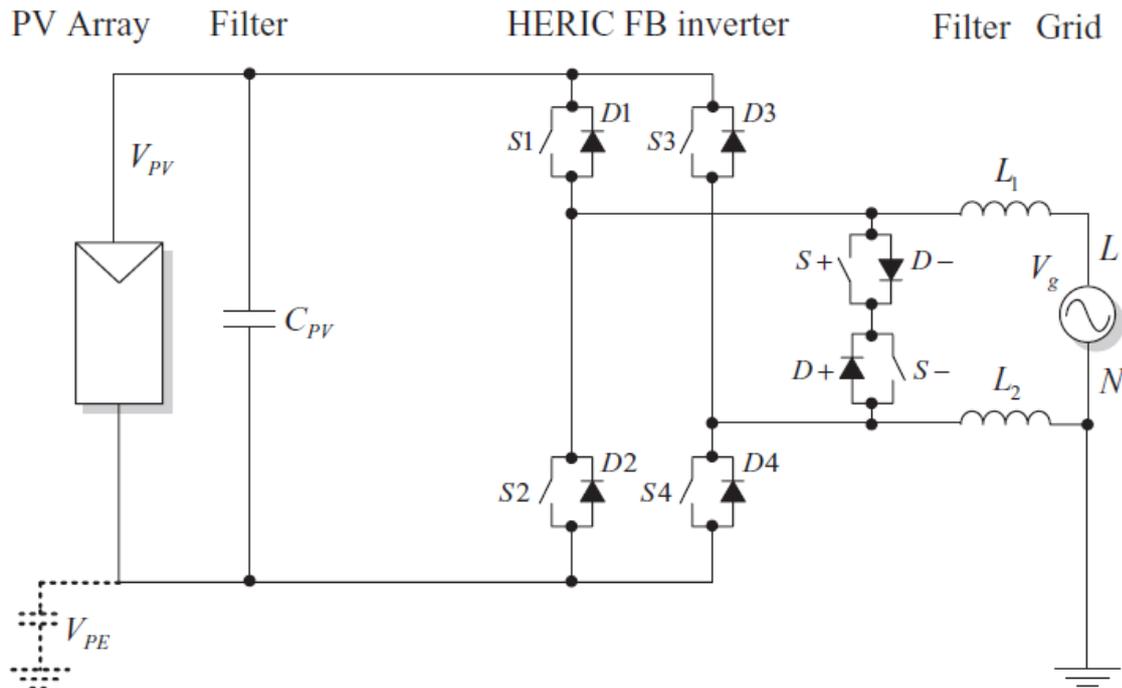


Figura 26: Topologia HERIC.

Fonte: [16]

Os estados de comutação para correntes alternadas geradas positivas e negativas são mostrados na Figura 27.

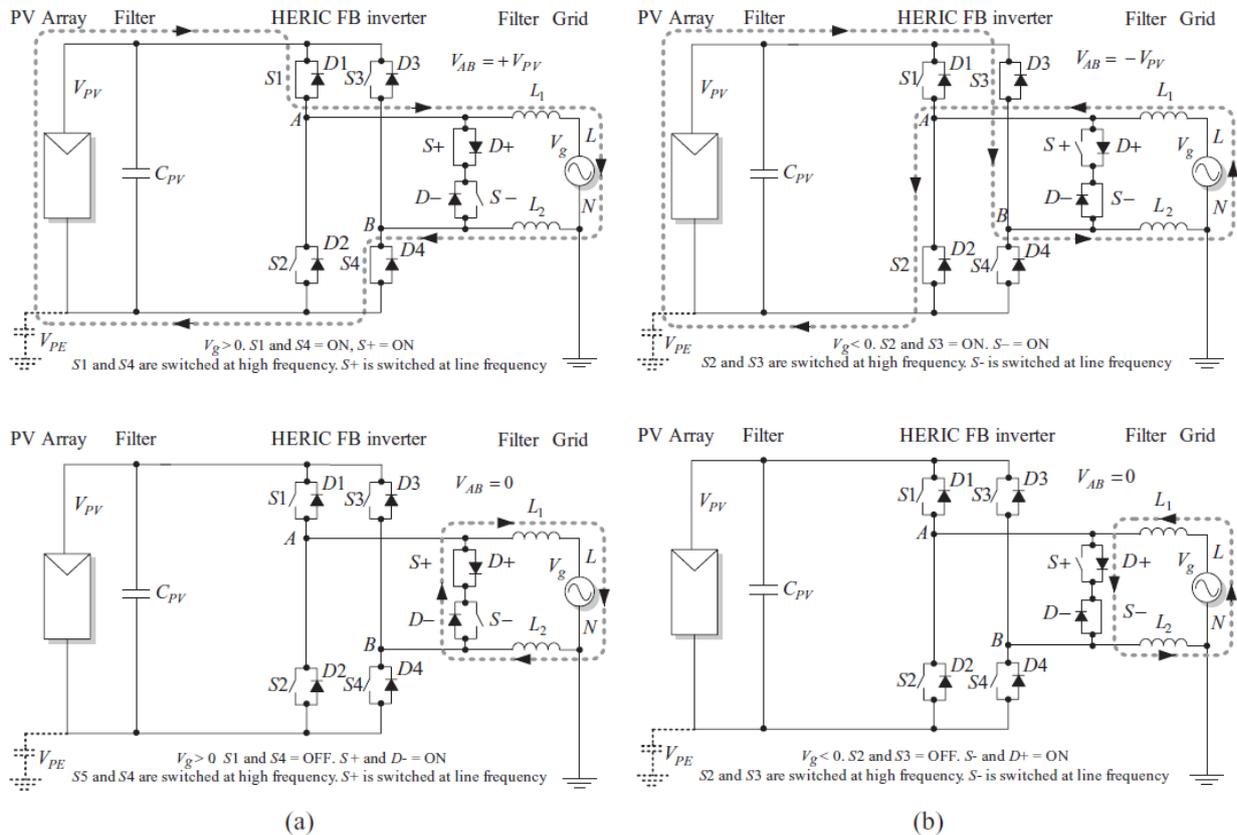


Figura 27: Estados de comutação do inversor HERIC: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.

Fonte: [16]

Este conversor apresenta uma configuração onde os interruptores S1–S4 e S2–S3 são operados em alta frequência, enquanto S+ e S- são comutados na frequência da rede elétrica, permitindo dois estados distintos de tensão de saída zero, nos quais S+ e S- estão ligados, desde que a ponte principal esteja desativada. Uma das principais vantagens desta topologia é que a tensão através do filtro permanece unipolar, o que contribui para uma redução significativa nas perdas de núcleo. Além disso, a eficiência do sistema pode atingir até 97%, uma vez que não há troca de potência reativa entre L1(2) e o capacitor de PV durante os períodos de tensão zero, e a comutação de uma das pernas em frequência mais baixa minimiza as perdas adicionais. A tensão no ponto de medição (VPE) é composta apenas por um componente de frequência de rede, sem a presença de componentes de frequência de comutação, o que resulta em níveis extremamente baixos de corrente de fuga e interferência eletromagnética (EMI). Contudo, é importante destacar que essa configuração exige a utilização de dois interruptores adicionais, o que pode aumentar a complexidade do sistema, embora essa adição não comprometa a elevada eficiência global alcançada.

6. Inversor REFU

Essa topologia utiliza uma meia-ponte dentro do *bypass* do lado AC e um conversor DC-DC, como mostrado na Figura 28.

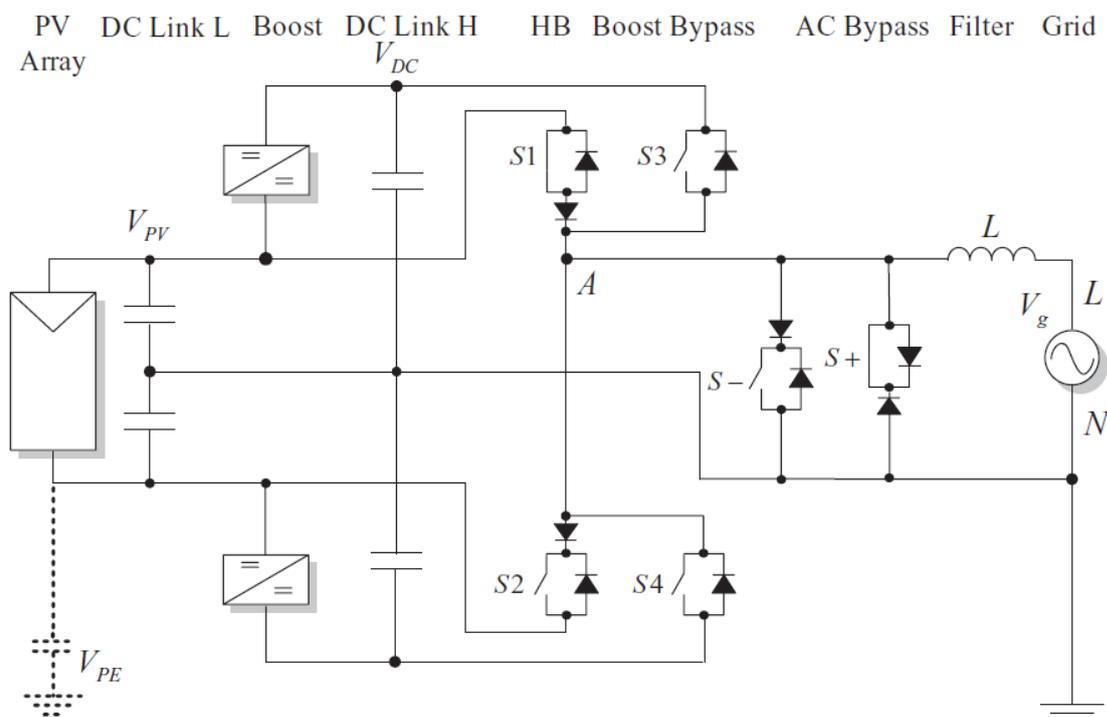


Figura 28: Topologia REFU.
Fonte:[16]

O *bypass* CA fornece as mesmas duas funções do HERIC, mas é implementado de forma diferente em comparação com o HERIC, ou seja, utilizando interruptores unidirecionais compostos por módulos IGBT padrão com um diodo em série para cancelar o caminho de roda livre. Outra característica específica desta topologia é o uso de um conversor elevador, que é ativado apenas quando a tensão CC de entrada é menor do que a tensão da rede [16].

Os estados de comutação para correntes alternadas geradas positivas e negativas são mostrados na Figura 29;

Este conversor se distingue por uma operação adaptativa, onde os interruptores S1 (ou S2) são comutados em alta frequência quando a tensão do painel fotovoltaico (VPV) é superior à tensão da rede (V_g), eliminando a necessidade de reforço. Por outro lado, quando o reforço é necessário, ou seja, quando VPV é inferior a V_g , os interruptores S3 (ou S4) entram em comutação em alta frequência. Os interruptores S+ (ou S-) operam na frequência da rede, dependendo da polaridade da tensão. Uma das vantagens cruciais deste projeto é que a tensão através do filtro permanece unipolar, o que reduz significativamente as perdas no núcleo. Além disso, o sistema pode alcançar uma eficiência de até 98%, graças à ausência de troca de potência reativa entre o indutor (L) e o capacitor do painel fotovoltaico (CPV) durante os períodos de tensão zero, ao acionamento do reforço apenas quando necessário, e à comutação em frequência mais baixa em uma das pernas. A tensão no ponto de medição (VPE) contém apenas um componente de frequência de rede, sem a presença de componentes de frequência de comutação, resultando em uma corrente de fuga e interferência eletromagnética (EMI) extremamente baixas. Contudo, é importante observar que essa topologia requer uma fonte de tensão CC dupla e a utilização de dois interruptores adicionais, embora estes sejam comutados em baixa frequência, minimizando o impacto sobre a eficiência geral do sistema.

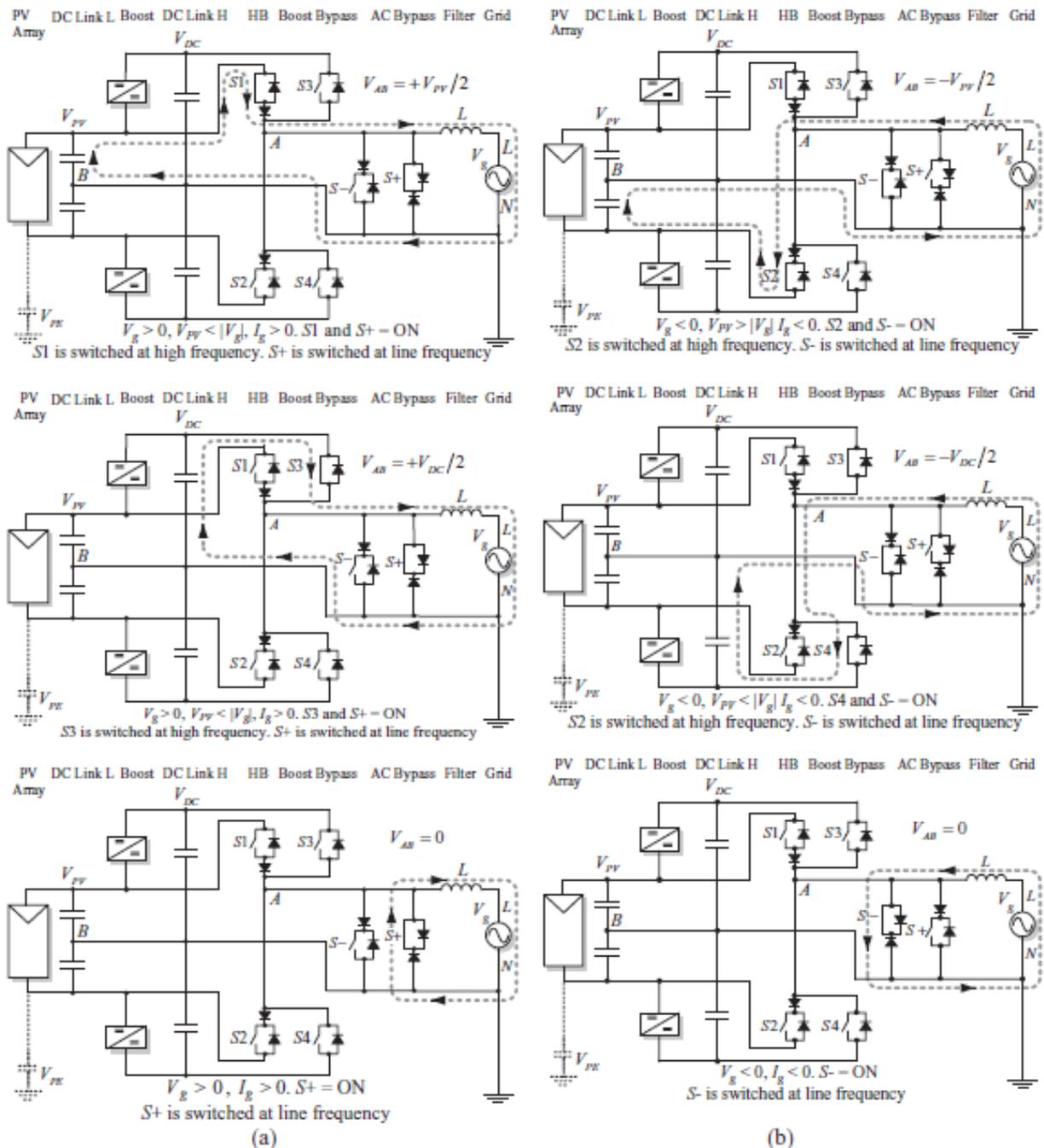


Figura 29: Estados de comutação do inversor REFU: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa. Fonte: [16]

7. Inversor Full-Bridge com Bypass CC – FB-DCBP (Ingeteam)

Outra topologia derivada da ponte completa é a ponte completa com *bypass* CC. Esta topologia é mostrada na Figura 30 e é uma ponte H clássica com dois interruptores extras no link CC e também dois diodos extras que fixam a saída ao ponto médio do barramento CC aterrado.

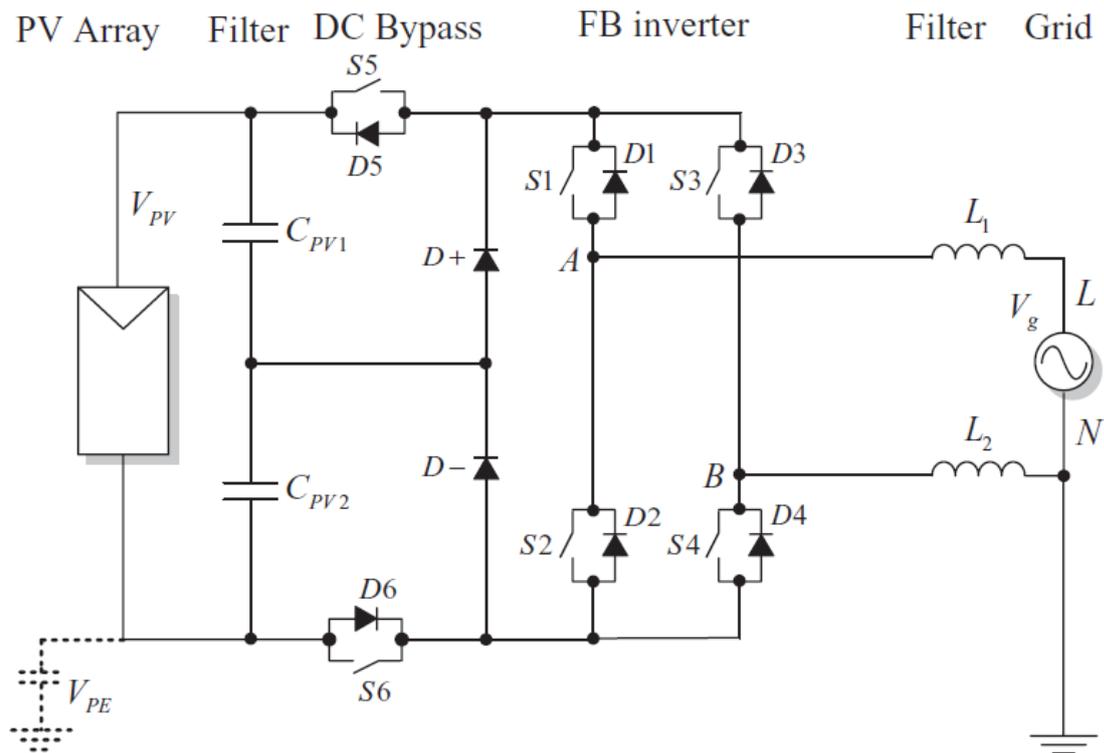


Figura 30: Topologia de inversor de ponte completa com bypass DC (FB-DCBP) (Ingeteam).
Fonte: [16]

Os interruptores CC fornecem a separação dos painéis PV da rede durante os estados de tensão zero e os diodos de fixação garantem que a tensão zero seja aterrada, em oposição ao HERIC ou H5, onde a tensão zero é flutuante. Ambas as soluções garantem VPE 'sem saltos', levando à baixa corrente de fuga e alta eficiência devido à prevenção da troca de potência reativa entre $L_{1(2)}$ e $C_{PV1(2)}$ durante a tensão zero.

Os estados de comutação para correntes alternadas geradas positivas e negativas são mostrados na Figura 31.

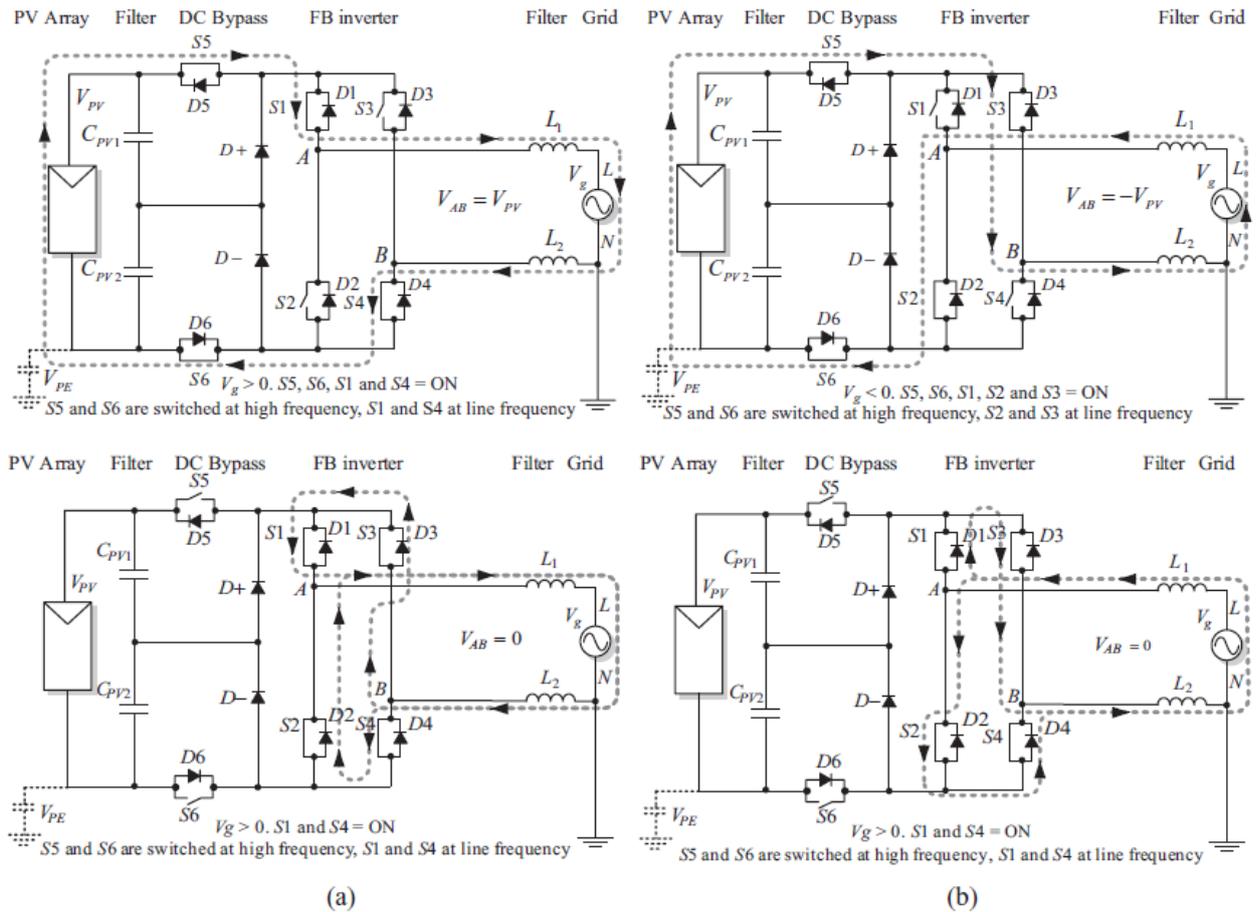


Figura 31: Estados de comutação do inversor FB-DCBP: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa. Fonte: [16]

Este conversor é caracterizado pela comutação de $S5$ e $S6$ em alta frequência, enquanto os interruptores $S1$ (ou $S2$) e $S4$ (ou $S3$) operam na frequência da rede elétrica. A tensão de saída zero é alcançada ao desligar os interruptores de bypass CC $S5$ e $S6$, permitindo que, quando $S5$ e $S6$ estão desativados e $S2$ e $S3$ estão ativados, a corrente se divida em dois caminhos distintos: através de $S1$ e do diodo de roda livre de $S3$ ($D3$), ou através de $S4$ e do diodo de roda livre de $S2$ ($D2$). Dessa forma, $S2$ e $S3$ são ativados sem corrente, resultando em ausência de perdas de comutação. Durante o estado de tensão zero, a corrente de rede positiva flui através de $S4$ - $D2$ ou $S1$ - $D3$, enquanto a corrente de rede negativa passa por $S2$ - $D4$ ou $S3$ - $D1$. Os diodos $D+$ e $D-$ são utilizados para manter os interruptores de bypass em metade da tensão do link CC.

Entre as vantagens, destacam-se a tensão unipolar através do filtro, que reduz as perdas, e a classificação dos interruptores de bypass CC, que é metade da tensão CC, resultando em maior eficiência. A eficiência é aprimorada devido à ausência de troca de potência reativa entre $L1(2)$ e $CPV1(2)$ durante a tensão zero e ao uso de uma frequência de comutação mais baixa nos interruptores de bypass e sua classificação de baixa tensão. A tensão no ponto de medição (V_{PE}) apresenta apenas um componente de frequência de rede, sem componentes de frequência de comutação, o que resulta em uma corrente de fuga e emissões eletromagnéticas (EMI) muito

baixas. No entanto, o sistema requer dois interruptores e dois diodos adicionais, e durante o vetor ativo, quatro interruptores estão conduzindo, o que aumenta as perdas de condução, embora isso não afete a alta eficiência geral do conversor.

8. Full-Bridge Zero Voltage Rectifier – FB-ZVR

Topologia é derivada do HERIC, onde o interruptor bidirecional de curto-circuito da rede é implementado usando uma ponte de diodos, um interruptor (S_5) e um grampo de diodo para o ponto médio do CC. A tensão zero é alcançada desligando a FB e ligando S_5 . Esta topologia é apresentada na figura 32.

Os estados de comutação para correntes positivas, negativas e de tensão de saída zero são mostrados na Figura 33.

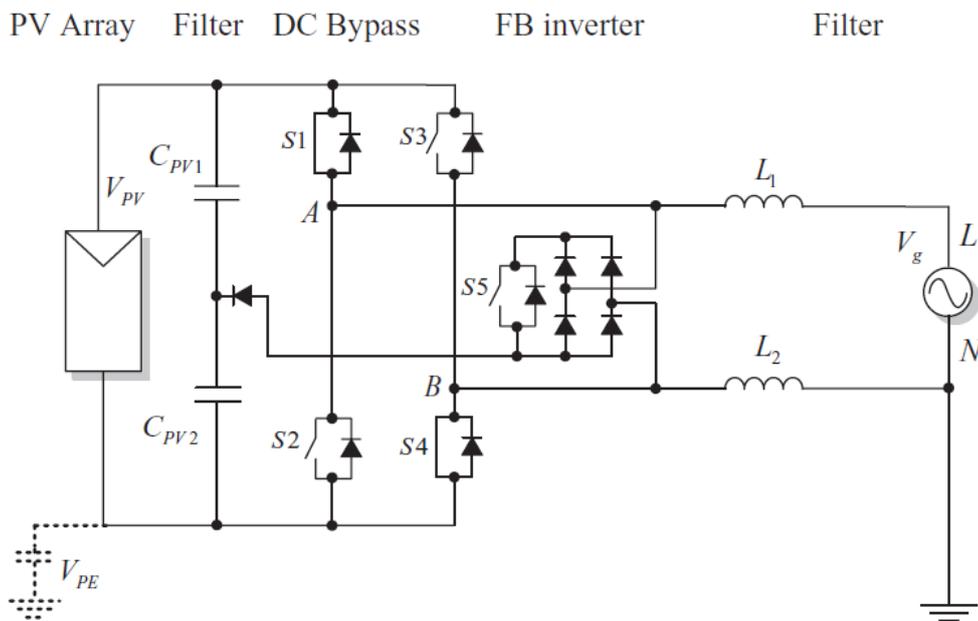


Figura 32: Topologia Full-Bridge Zero Voltage Rectifier – FB-ZVR.

Fonte: [16]

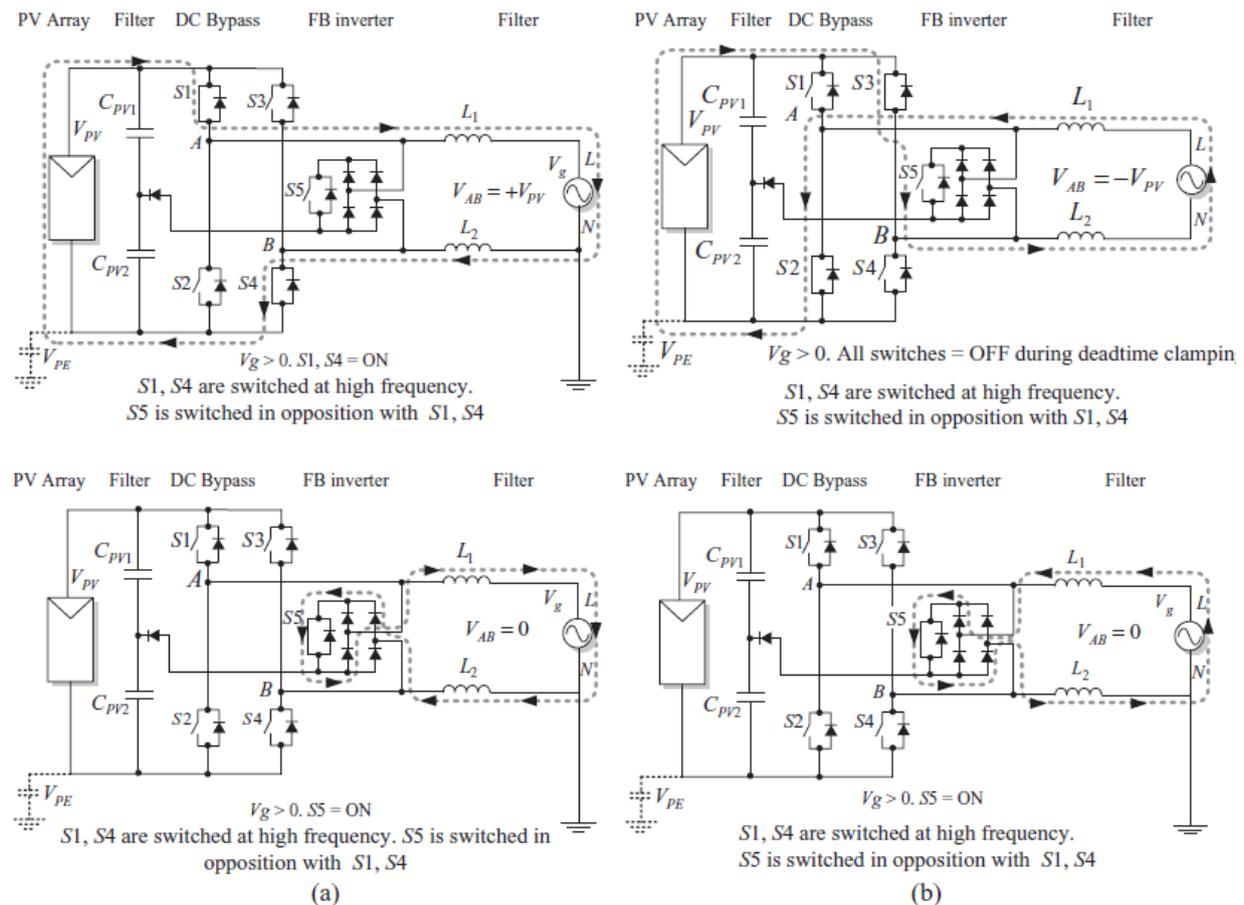


Figura 33: Estados de comutação do inversor FB-ZVR: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa.
Fonte: [16]

Este conversor é caracterizado pelo fato de que os interruptores dentro da ponte de comutação (FB) são operados diagonalmente, de maneira semelhante à modulação bipolar. O estado de tensão zero é introduzido após cada comutação ao desativar todos os interruptores da ponte e ativar o interruptor $S5$. Entre as vantagens dessa configuração, destaca-se a tensão unipolar através do filtro, que reduz as perdas no núcleo, e a eficiência que pode alcançar até 96%, atribuída à ausência de troca de potência reativa entre $L1(2)$ e o capacitor fotovoltaico (CPV) durante a tensão zero, além da comutação em frequência mais baixa em uma das pernas do conversor. A tensão no ponto de medição (V_{PE}) contém apenas um componente da frequência da rede, sem componentes de frequência de comutação, resultando em correntes de fuga e emissões eletromagnéticas (EMI) extremamente baixas. No entanto, a desvantagem dessa configuração inclui a necessidade de um interruptor extra e quatro diodos adicionais, e durante a fase de fixação do tempo morto, a tensão de saída bipolar resultante pode aumentar as perdas através do filtro.

9. Estruturas do Inversor Derivado da Topologia NPC (*Neutral Point Clamped* - Ponto Neutro Grampeado)

A topologia NPC apresenta grandes melhorias em termos de menor dV/dt e estresse nos interruptores em comparação com o inversor clássico de ponte completa de dois níveis. A topologia NPC também é muito versátil e pode ser usada tanto em inversores monofásicos (ponte completa ou meia-ponte) quanto trifásicos.

10. Inversor meia ponte com fixação de ponto neutro (NPC)

O conceito principal é que a tensão zero pode ser alcançada "fixando" a saída ao "ponto médio" aterrado do barramento CC usando D+ ou D-, dependendo do sinal da corrente (Figura 34).

Os estados de comutação para a geração de corrente positiva e negativa são mostrados na Figura 35.

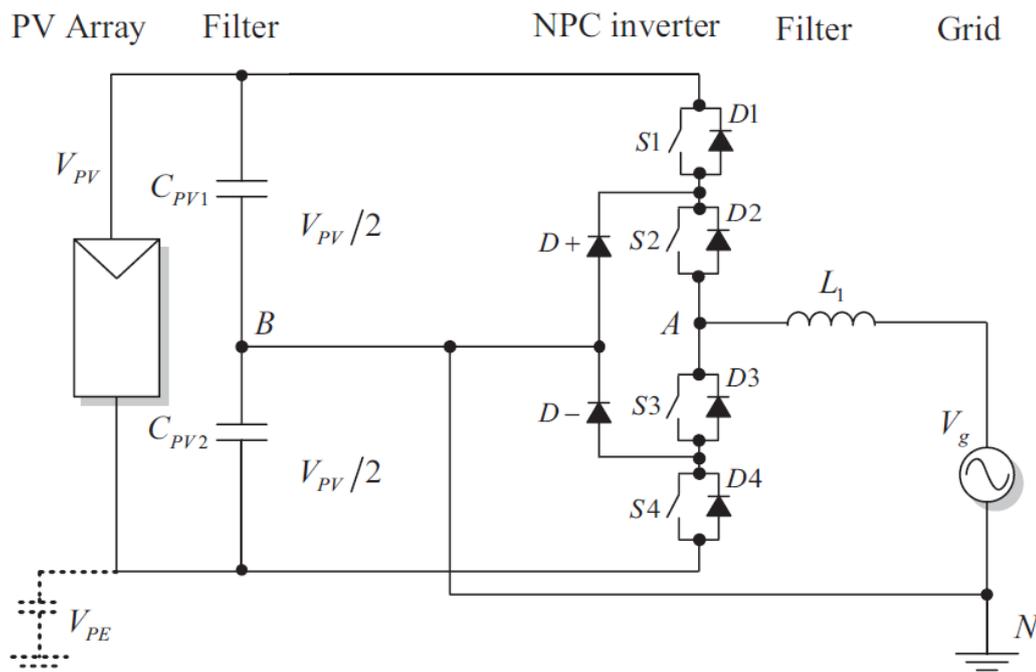


Figura 34: Conversor meia ponte com neutro grampeado.
Fonte: [16]

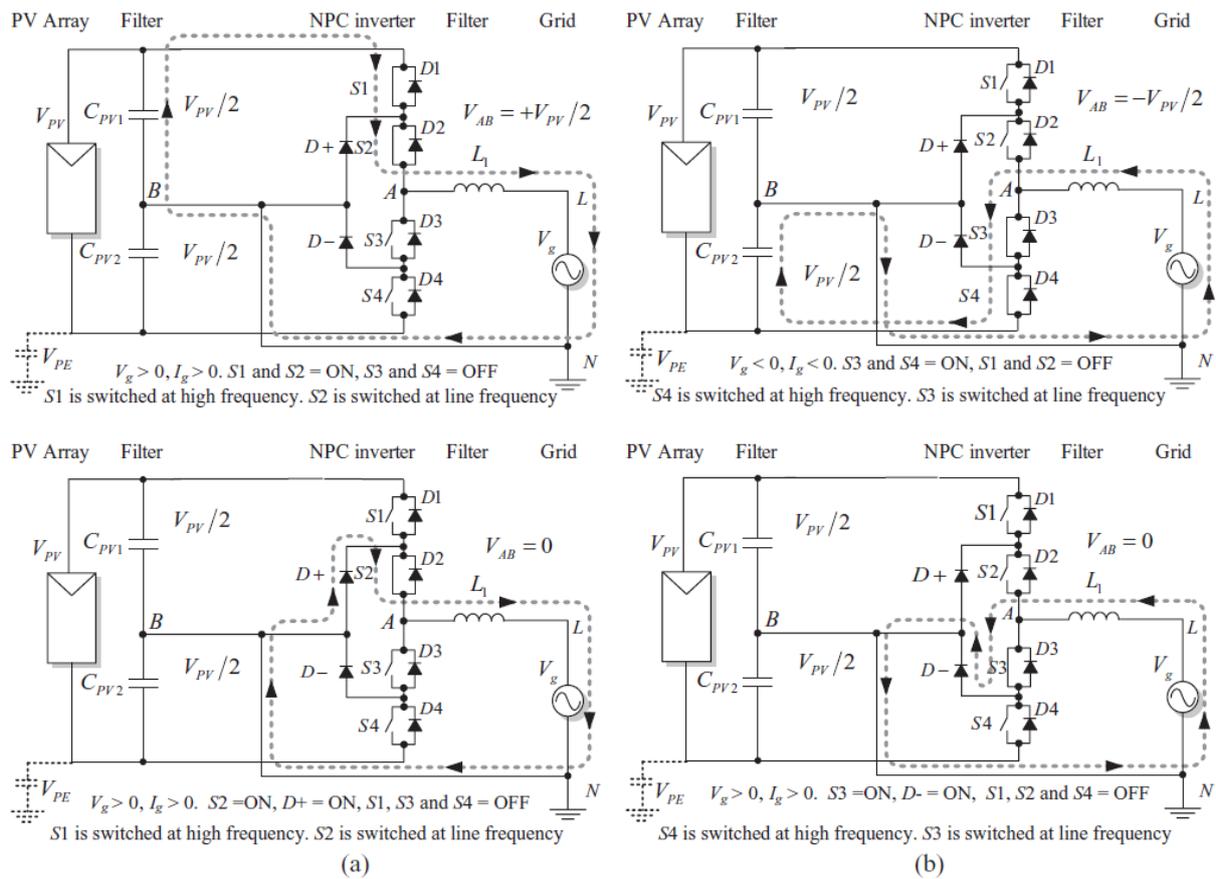


Figura 35: Estados de comutação do inversor NPC-HB: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa. Fonte: [16]

Este conversor é caracterizado por comutar os interruptores S1 e S4 em alta frequência, enquanto S2 e S3 operam na frequência da rede. A configuração permite dois estados de tensão zero: S2 e D+ estão ligados, ou S3 e D- estão ligados. Para operações fora dos fatores de potência unitários, os interruptores S1 e S3 alternam em oposição quando $V_g > 0$ e $I_g < 0$, e S2 e S4 alternam quando $V_g < 0$ e $I_g > 0$. Entre as vantagens deste conversor, destaca-se a tensão unipolar através do filtro, que reduz as perdas nos núcleos, e uma eficiência de até 98%, resultante da ausência de troca de potência reativa entre $L_1(2)$ e o capacitor fotovoltaico (CPV) durante a tensão zero, além da comutação em frequência mais baixa em uma das pernas. A classificação de tensão dos interruptores externos pode ser reduzida para $V_{PV}/4$, o que diminui as perdas de comutação. A tensão no ponto de medição (V_{PE}) permanece constante em $-V_{PV}/2$ e não contém componentes de frequência de comutação, resultando em baixas correntes de fuga e emissões eletromagnéticas (EMI). No entanto, o sistema requer dois diodos adicionais e uma entrada de tensão dupla em comparação com a ponte de comutação (FB), e apresenta perdas de comutação desbalanceadas, sendo mais elevadas nos interruptores externos e mais baixas nos interruptores centrais. Além

disso, qualquer indutância introduzida na conexão neutra, como filtros EMI, pode gerar uma tensão de modo comum de alta frequência, contribuindo para correntes de fuga.

11. Inversor Conergy NPC ou T-type

Este conversor é uma variante do NPC clássico, é uma meia- ponte com a saída presa ao neutro usando um interruptor bidirecional realizado com dois IGBTs em série em oposição, mostrado na figura 36.

O conceito principal do inversor NPC da Conergy é que a tensão zero pode ser alcançada "fixando" a saída ao "ponto médio" aterrado do barramento CC usando S^+ ou S^- , dependendo do sinal da corrente [16].

Os estados de comutação para a geração de correntes positivas e negativas são mostrados na Figura 37.

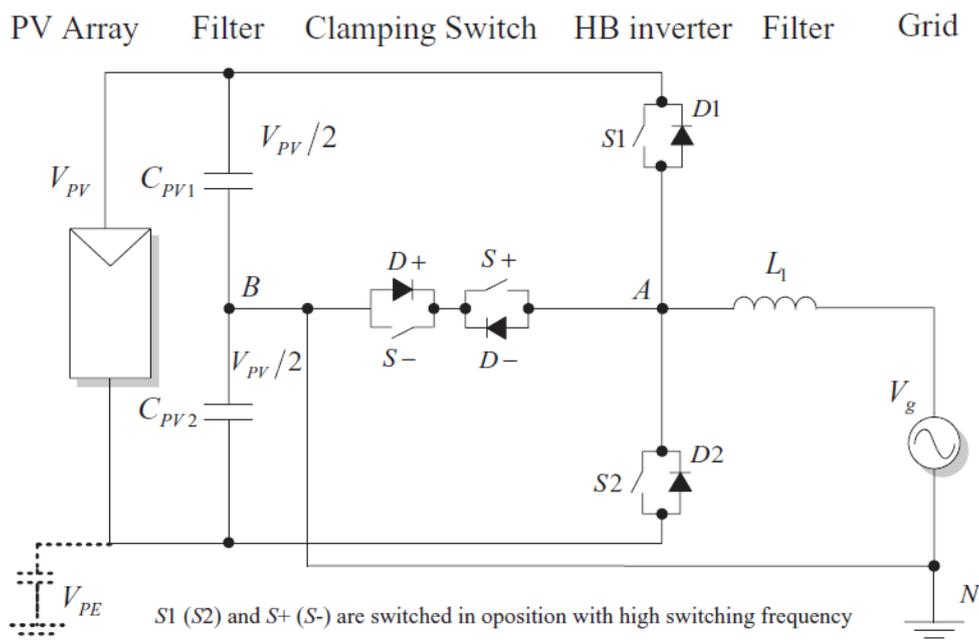


Figura 36: Conversor NPC Conergy
Fonte: [16]

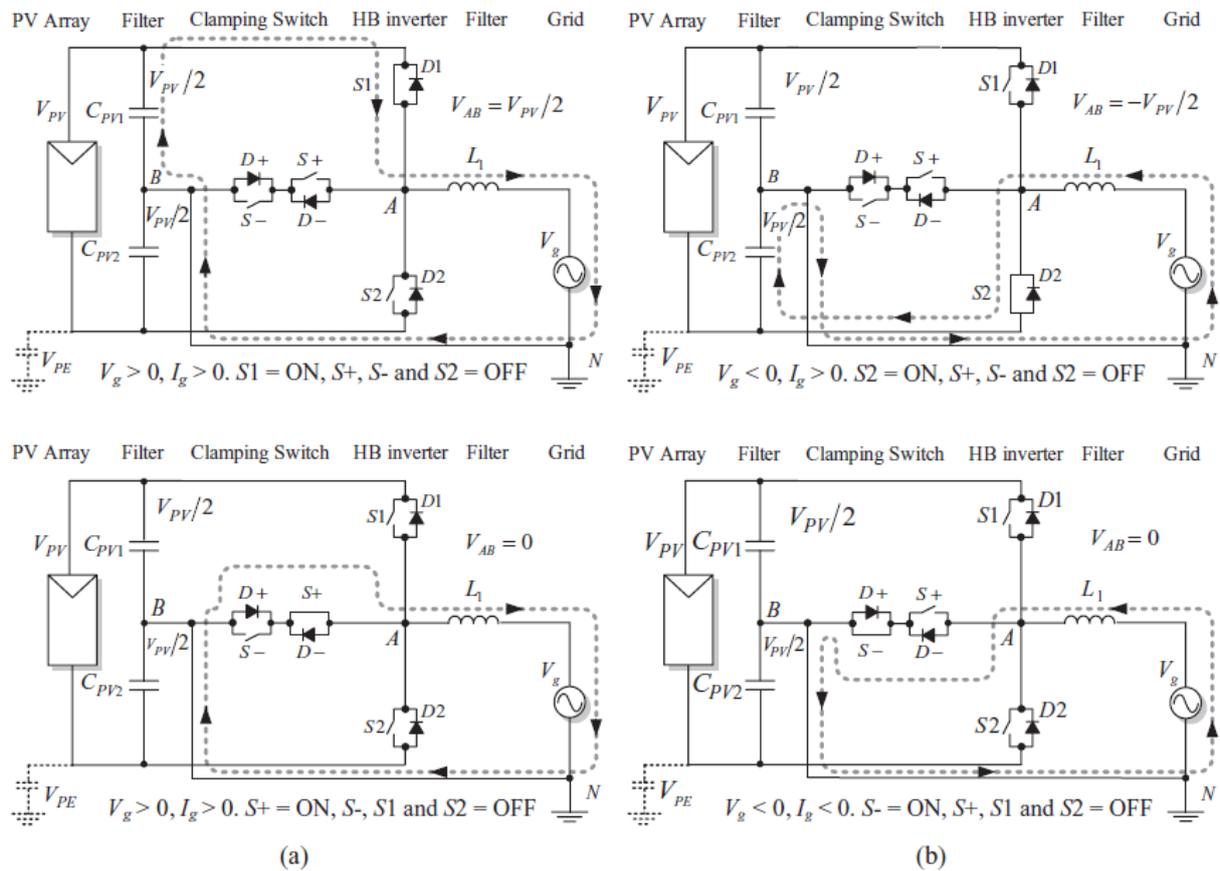


Figura 37: Estados de comutação do inversor NPC da Conergy: (a) corrente positiva e (b) corrente negativa. Fonte: [16]

Este conversor apresenta as seguintes características principais: os interruptores $S1$ e $S2$, juntamente com $S+$ e $S-$, são comutados em alta frequência. Ele permite dois estados de tensão zero: quando $S+$ e $D+$ estão ligados e $S-$ e $D-$ também estão ligados. Entre as vantagens, destaca-se a tensão unipolar através do filtro, que varia entre $0, +V_{PV}, 0, -V_{PV}$ e novamente 0 , resultando em menores perdas no núcleo. A eficiência elevada, que pode chegar a 98%, é atribuída à ausência de troca de potência reativa entre $L1(2)$ e o capacitor fotovoltaico (CPV) durante a tensão zero e à redução das quedas de tensão, uma vez que apenas um interruptor está conduzindo durante os estados ativos do inversor NPC da Conergy. A tensão no ponto de medição (V_{PE}) é constante e igual a $-V_{PV}/2$, sem componentes de frequência de comutação, o que contribui para correntes de fuga e emissões eletromagnéticas (EMI) muito baixas. Além disso, as perdas de comutação são balanceadas, contrastando com o inversor NPC clássico. No entanto, as desvantagens incluem a necessidade de uma classificação de tensão para $S1$ e $S2$ que é o dobro da dos interruptores externos no NPC, a exigência de uma entrada de tensão dupla em comparação com a ponte de comutação (FB), e a introdução de indutância na conexão neutra, que pode gerar uma tensão de modo comum de alta frequência e aumentar a corrente de fuga, especialmente em presença de filtros EMI.

12. Considerações finais

Os inversores fotovoltaicos estão passando por avanços significativos, com o surgimento de novas topologias, sem transformador, baseadas em pontes H ou NPC, alcançando eficiência de até 98% [16].

Há uma tendência para o aumento do uso de silício visando a redução de perdas, devido ao aumento no número de interruptores. O mercado de inversores fotovoltaicos é impulsionado pela busca da eficiência, mais do que pelo custo, especialmente devido ao alto preço da energia fotovoltaica.

Outra tendência no projeto de inversores fotovoltaicos está relacionada aos requisitos da rede. A necessidade de detectar rapidamente o isolamento e desconectar o inversor da rede para evitar problemas de segurança está se tornando mais comum, especialmente em sistemas residenciais. A expectativa é que, à medida que a participação da energia fotovoltaica na integração à rede aumente, os requisitos da rede também mudem, exigindo capacidade de resistência a falhas para estabilizar o sistema de energia.

Assim como ocorreu com os sistemas de energia eólica, é esperado que esse requisito seja introduzido após um período em que a participação da energia fotovoltaica na geração de energia se torne significativa, especialmente em grandes usinas fotovoltaicas conectadas a sistemas de distribuição.

A integração de componentes de potência é outro aspecto relevante, pois reduzirá os custos a longo prazo. No entanto, a variedade de topologias de inversores fotovoltaicos torna difícil encontrar módulos padrão para implementação. Empresas como SMA, Semikron, Vincotech e Mitsubishi estão desenvolvendo soluções personalizadas para atender às demandas do mercado em rápido crescimento de inversores fotovoltaicos [16].

Sistemas de Controle aplicados aos inversores de frequência

1. Sistemas de controle

A eficiência e o bom funcionamento de um sistema fotovoltaico são fortemente influenciados pela qualidade do seu sistema de controle. Este sistema de controle é fundamental para a gestão otimizada da produção de energia, assegurando a operação plena e segura do sistema. Portanto, a implementação de um controle robusto é crucial para maximizar a produtividade e a longevidade de qualquer instalação fotovoltaica, garantindo um retorno sobre o investimento mais significativo e uma operação confiável a longo prazo.

Conforme apresentado no capítulo 4, o sistema MPPT, extrai a máxima potência dos painéis fotovoltaicos, aplicando esta, ao *link* CC, proveniente do conversor Boost.

Os inversores on-grid possuem necessidade de sincronismo com a rede elétrica e isso faz com que o sistema de controle empregado, seja mais robusto e confiável, pois em casos de variação de nível de tensão, frequência ou fase, podem ocorrer danos ao inversor e até mesmo à rede elétrica, empregando técnicas de detecção de fase e frequência, sistemas de controle de tensão e de corrente para que seja possível injetar a energia na rede, de forma segura.

2. PLL – Phase-Locked Loop

O PLL é um sistema de controle de malha fechada, que rastreia a frequência e a fase de um sinal senoidal usando um oscilador de frequência interno. O sistema de controle ajusta a frequência do oscilador interno para manter a diferença de fases em 0 grau.

As técnicas de PLL são amplamente utilizadas em áreas como comunicações, computação e eletrônica moderna. Elas podem gerar frequências estáveis sincronizadas com eventos periódicos externos, recuperar sinais relevantes de fontes distorcidas ou distribuir pulsos de temporização [16].

Um conversor de potência conectado à rede elétrica se ajusta perfeitamente ao conceito do PLL, já que deve funcionar em sincronismo com a rede. Ele deve travar seu sinal interno com o sinal de potência da rede para gerar um sinal interno compatível em amplitude e fase.

O método de detecção de passagem por zero usa comparadores para detectar mudanças na polaridade da tensão da rede. Essa técnica de detecção apresenta algumas desvantagens, como imprecisão e detecção de múltiplas passagens por zero no caso de tensão da rede distorcida. Tais desvantagens são ainda mais importantes no caso de redes com alta impedância, já que sua tensão é propensa a ser notavelmente distorcida por harmônicos, *notches* de comutação e ruído. Por essa razão, métodos modificados baseados em circuitos comparadores com histerese dinâmica [17],

ajuste de curva [18] ou algoritmos preditivos de filtragem digital [19] foram propostos na literatura para cancelar atrasos na detecção de passagem por zero e atenuar os efeitos adversos resultantes do ruído e *notches* de comutação da tensão da rede. Algumas dessas técnicas são relativamente complexas e seu desempenho não é completamente satisfatório quando a tensão da rede é afetada por harmônicos de baixa frequência ou variações notáveis de frequência [16].

Se um sistema de controle estiver operando de forma síncrona, ou seja, girando na frequência fundamental da rede e for observado a partir de uma referência estacionária, não se espera que exista uma diferença relativa entre a frequência de ambas as variáveis internas do controlador e as variáveis fundamentais da rede, portanto, as variáveis da rede CA parecem variáveis CC para um controlador síncrono adequadamente sintonizado. Como resultado, controladores CC bem conhecidos podem ser usados para regular as magnitudes CA que oscilam na frequência fundamental da rede, o que facilita o processo de sintonia. Além disso, atrasos introduzidos por elementos que atuam como moduladores do conversor de potência e sensores podem ser compensados apenas avançando o ângulo de fase detectado pelo PLL. Além disso, o PLL fornece informações contínuas sobre o ângulo de fase e amplitude da magnitude de interesse, geralmente a tensão fundamental da rede, o que permite a implementação de controladores e moduladores baseados em vetores espaciais, mesmo quando se trabalha com sinais monofásicos.

A estrutura básica de um PLL é apresentada na figura 38, onde podemos ver seus blocos fundamentais.

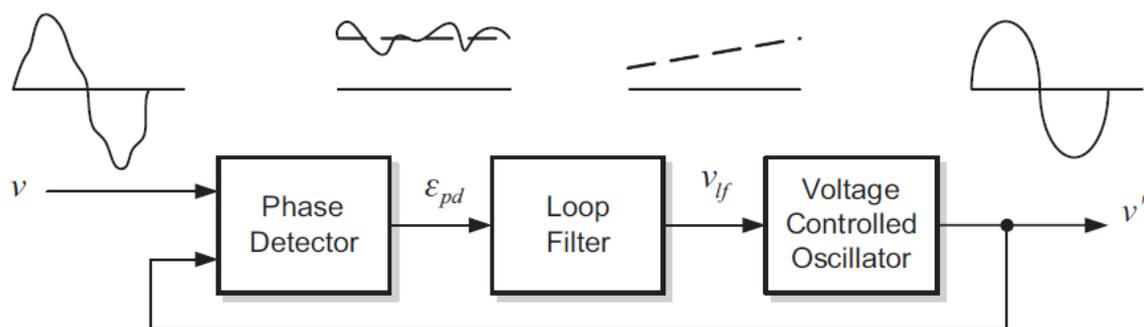


Figura 38: Estrutura básica de um PLL.
Fonte: [16]

Na figura 39 é apresentado este sistema de forma mais detalhada de como é composto cada bloco do PLL.

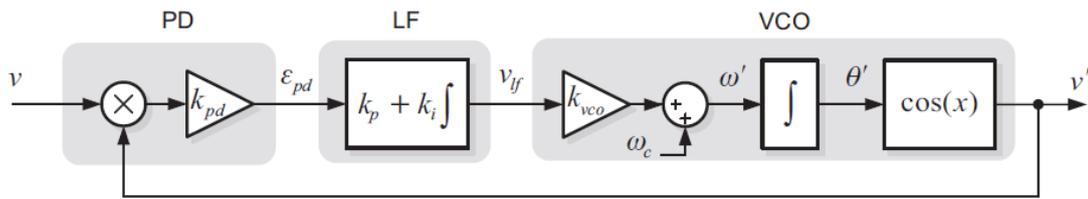


Figura 39: Diagrama de blocos de um PLL elementar.
Fonte: [16]

Detalhando melhor cada bloco:

- **Detector de fase (PD – Phase Detector):** Este bloco gera um sinal de saída proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada, v , e o sinal gerado pelo oscilador interno do PLL, v' . Dependendo do tipo de PD, os componentes CA de alta frequência aparecem junto com o sinal de diferença de ângulo de fase CC;
- **O filtro de loop (LF – Loop Filter):** Este bloco apresenta uma característica de filtragem passa-baixa para atenuar os componentes CA de alta frequência da saída PD. Normalmente, este bloco é constituído por um filtro passa-baixa de primeira ordem ou um controlador PI;
- **O oscilador controlado por tensão (VCO – Voltage Control Oscillator):** Este bloco gera na sua saída um sinal AC cuja frequência é deslocada em relação a uma determinada frequência central, ω_c , em função da tensão de entrada fornecida pelo LF.

Diferentes técnicas podem ser utilizadas para implementar cada um dos blocos que constituem um PLL. Neste trabalho foi utilizado o PLL em sua estrutura conforme mostrado na figura 40.

O sinal de entrada é combinado com um sinal do oscilador interno. A componente CC deste sinal (proporcional à diferença de fase entre eles) é extraída com um valor médio de frequência variável. Um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) com um controle automático de ganho (AGC) mantém a diferença de fase em zero, atuando em um oscilador controlado. A saída do PID, correspondente à velocidade angular, é filtrada e convertida para a frequência, em hertz, que é utilizada como valor médio.

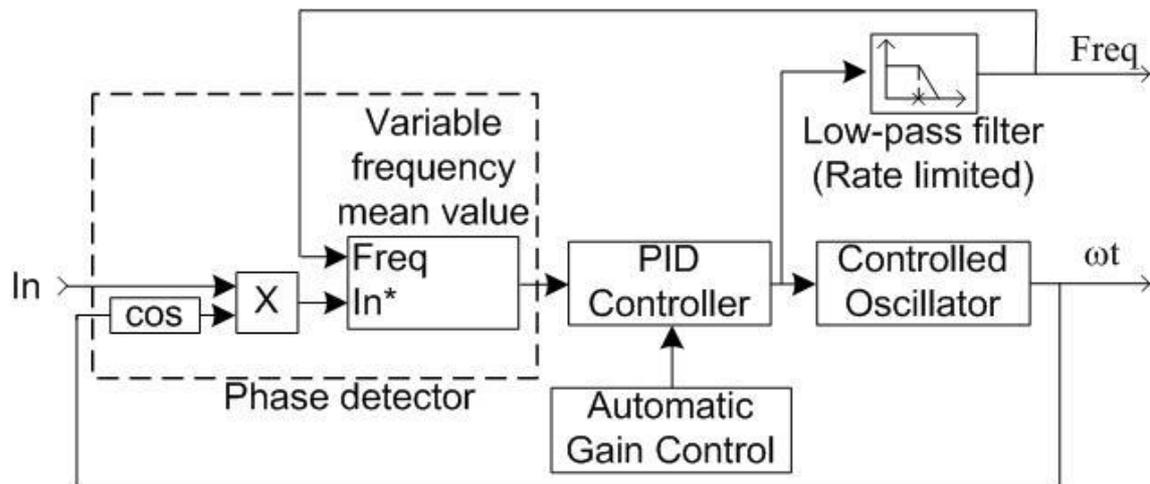


Figura 40: Estrutura do PLL utilizado no Matlab®.
Fonte: Help Matlab.

A entrada do PLL é o sinal da rede elétrica, e como sinal de saída, temos o valor da frequência da rede e o ângulo que varia entre 0 e 2π rad. Conforme observado na figura 41, o sinal ωt é aplicado em um calculador de seno e cosseno, onde a saída serão respectivamente, uma senoide e uma cossenoide com a frequência da rede, sendo a senoide em fase e a cossenoide adiantada de 90° .

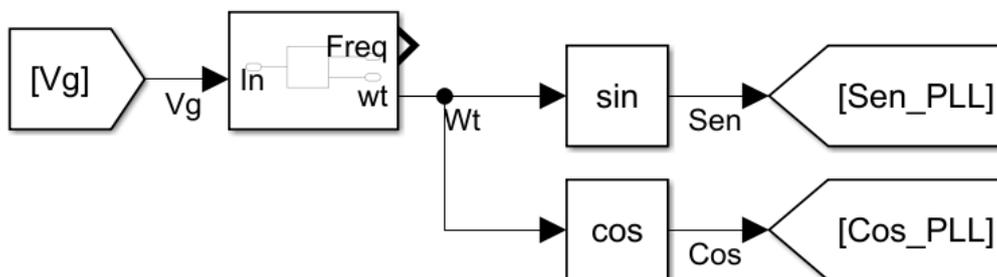


Figura 41: Geração de senoide e cossenoide.
Fonte: Autor.

3. Transformada de Park

Como na saída do PLL são calculados senos e cossenos, é comum a aplicação da Transformada de Park para simplificar o sistema de controle, isso porque a transformada de Park, transforma as duas ondas em coordenadas rotativas (D e Q).

A Transformada de Park é uma técnica de transformação de coordenadas que é amplamente utilizada no campo dos sistemas elétricos e eletrônicos, especialmente no controle de motores e inversores, convertendo sinais de corrente e tensão alternada (CA) que variam com o tempo em

sinais de corrente contínua (CC), simplificando o controle desses sinais, pois os controladores de corrente contínua são mais simples [20].

Esta técnica é amplamente aplicada em sistemas de controle, como no controle de motores elétricos, onde o controle vetorial de motores de indução e motores síncronos permite o gerenciamento independente das correntes de magnetização e torque, otimizando a performance e eficiência. Em inversores, ela possibilita o controle da potência ativa e reativa, garantindo sincronia com a rede elétrica e minimizando perdas e distorções harmônicas. Além disso, é essencial na redução da distorção harmônica total (THD) em sistemas de energia, transformando componentes de corrente e tensão para referenciais mais adequados para a eliminação de harmônicos indesejados. A técnica também melhora a qualidade da energia ao detectar desequilíbrios de tensão e corrente, fornecendo uma base sólida para correções necessárias [21].

Neste trabalho a transformada de Park está sendo utilizada para controlar o inversor conectado à rede, garantindo que a energia fornecida esteja em fase e com a frequência correta da rede.

Como as grandezas são transformadas em sinais contínuos, a aplicação de controladores, como o PID (proporcional integral derivativo), se torna mais simples e eficiente, possibilitando um melhor controle da energia injetada na rede.

4. Sistema de controle

Após aplicada a transformada de Park nos sinais de tensão e corrente, estes passam a ser grandezas contínuas e são aplicadas no sistema de controle mostrado na figura 42. O sinal de saída é responsável por definir os níveis de corrente eficaz e reativa e gerar uma tensão de referência para ser aplicada no PWM para realizar o acionamento das chaves do inversor.

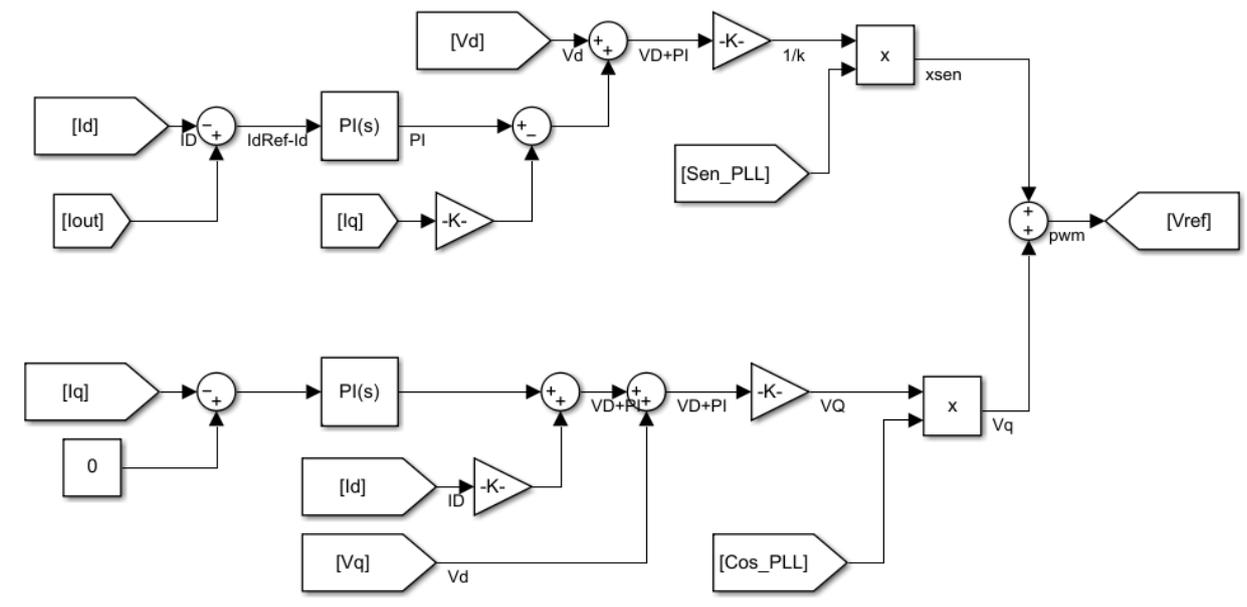


Figura 42: Sistema de controle.
 Fonte: Adaptado de [16] e [22].

Os sinais provenientes da transformada de Park (I_d e I_q) são aplicados neste sistema de controle. São utilizadas duas malhas de controle, sendo uma para a potência ativa, com a entrada I_d , e outra com a potência reativa, com a entrada I_q .

O valor de referência para a corrente de saída (I_{out}) é comparado com o valor de I_d , sendo o sinal de erro aplicado no controlador PI. Da saída do PI é subtraída a corrente I_q , multiplicada por um ganho de valor igual a impedância indutiva do filtro de saída do inversor. Este valor é somado com o valor de V_d , gerada conforme mostrado na figura 43, com o seno e cosseno provenientes do PLL. A este valor é aplicado um ganho para normalizar o PWM de 0 à 1. O mesmo procedimento é aplicado para a corrente I_q .

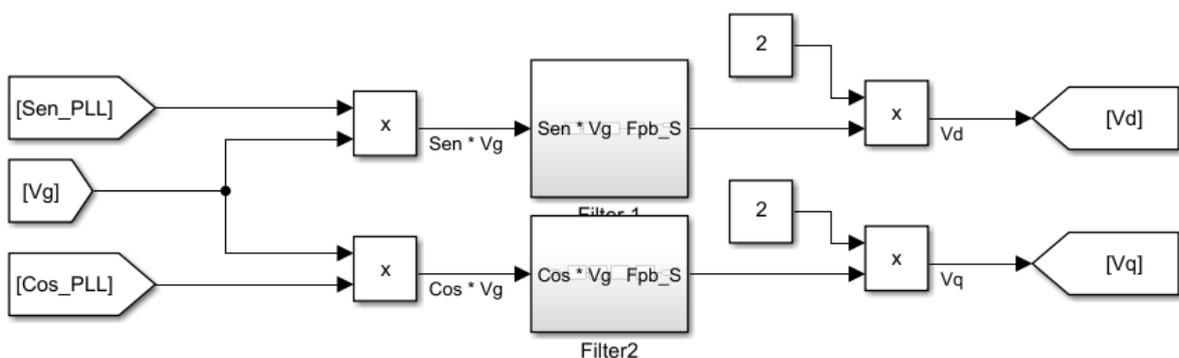


Figura 43: Geração das tensões V_d e V_q .
 Fonte: Autor, adaptado de [16].

1. Estrutura proposta

Para ser possível a implementação de um sistema híbrido, precisamos utilizar circuitos presentes em sistemas com bancos de baterias e sistemas conectados à rede. Na figura 44, temos o diagrama em blocos do sistema a ser implementado, o circuito completo está presente no APÊNDICE A.

- **Circuito Boost:** Eleva a tensão fornecida pelo arranjo de painéis para o nível de tensão do link CC (ponto onde os conversores são interconectados)
- **Buck-Boost Bidirecional:** Quando a energia gerada pelos painéis é superior ao estabelecido, realiza a carga do banco de baterias, quando o nível de energia gerado pelos painéis é inferior, o conversor drena energia das baterias, suprindo a energia do sistema.
- **Inversor:** Realiza a transformação da tensão contínua presente no link CC em alternada, para alimentação das cargas e injeção na rede elétrica.

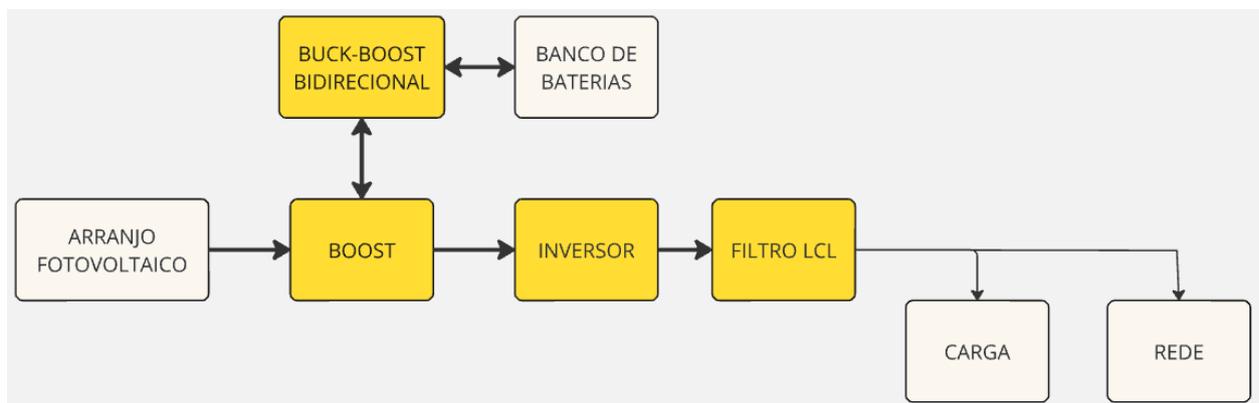


Figura 44: Estrutura proposta.

Fonte: Autor.

2. Operação proposta do sistema

Após análise dos sistemas existentes, foi possível verificar a necessidade de aproveitar os benefícios de sistemas on-grid e off-grid e aplicar em um sistema híbrido envolvendo painéis solares e bancos de baterias.

Como já visto anteriormente, a geração solar fotovoltaica é variável ao longo do dia e depende de parâmetros como temperatura e irradiância, apresentando momentos de geração baixa e momentos de picos de geração. Como ocorrem picos de geração, os inversores precisam ser dimensionados para suportar este nível de energia, sendo que nos demais instantes, opera de forma superdimensionada.

O sistema proposto é composto por um conjunto de painéis fotovoltaicos, bancos de baterias e um sistema de controle que possibilita que, quando houver picos de energia sendo gerada, este valor será ceifado em um nível estabelecido, sendo direcionada a energia excedente para o banco de baterias. Quando houver instantes com geração inferior à estabelecida para o sistema, o banco de baterias irá suprir à quantidade de energia faltante.

Desta forma, será possível aumentar o tempo de energia disponível, injetando energia na rede em momentos de maior necessidade e reduzir o tamanho dos inversores.

3. Lógica de operação

O sistema proposto deve manter a energia injetada na rede constante, com uma oscilação máxima de 5 %, sendo assim, como o sistema proposto deverá injetar 10 kVA de potência, esta deverá ficar entre 9,5 kVA e 10,5 kVA. Quando as baterias estiverem descarregadas, e a energia gerada for inferior à 9,5 kVA, toda a energia deverá ser direcionada para a carga das baterias. Quando a energia for superior à 10,5 kVA, a energia restante deverá ser direcionada para a carga das baterias. Por fim, quando a energia gerada for inferior à 9,5 kVA e as baterias estiverem carregadas, estas deverão suprir a energia faltante.

O banco de baterias é dimensionado para evitar casos onde a energia é superior à 10,5 kVA e as baterias estejam carregadas, sobrecarregando o inversor. O fluxograma de funcionamento é mostrado na figura 45.

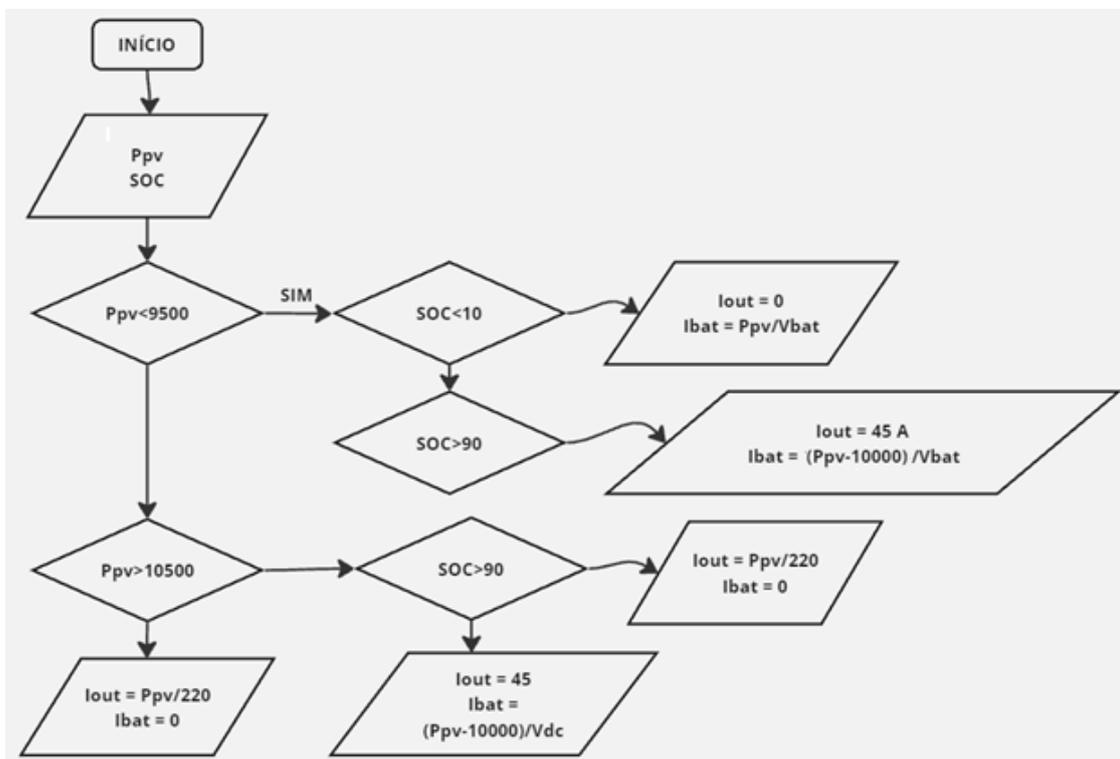


Figura 45: Operação do sistema.

Fonte: Autor.

As grandezas envolvidas no fluxograma são mostradas na tabela 8.

Tabela 2: Descrição das grandezas do fluxograma

Grandeza	Descrição
Ppv	Potência instantânea gerada pelo arranjo fotovoltaico
SOC	Porcentagem de carga do banco de baterias
Iout	Corrente eficaz de saída do Inversor
Ibat	Corrente eficaz do banco de baterias
Vbat	Tensão das baterias
Vdc	Tensão do <i>link</i> DC

É feita a leitura de dois sinais para a definição da operação:

- Ppv
- SOC

Se a potência gerada estiver entre 9,5 kVA e 10,5 kVA, toda a potência gerada será injetada na rede, fazendo a corrente de saída eficaz (Iout) e corrente do banco de baterias (Ibat) serem.

$$I_{out} = \frac{P_{pv}}{220}$$

$$I_{bat} = 0$$

Se a potência gerada for inferior à 9,5 kVA e o banco de baterias estiver descarregado (SOC<10), toda a potência gerada será enviada para as baterias e a corrente de saída será 0.

$$I_{out} = 0$$

$$I_{bat} = \frac{P_{pv}}{V_{bat}}$$

Na mesma condição de potência, se o banco de baterias estiver carregado, este deve suprir a energia do sistema, sendo a corrente eficaz de saída e a corrente do banco de baterias, conforme segue.

$$I_{out} = 45 \text{ A}$$

$$I_{bat} = \frac{P_{pv} - 10000}{V_{bat}}$$

Quando a potência é superior à 10,5 kVA, estando as baterias descarregadas, a energia restante serve para a carga das baterias, caso as baterias estejam carregadas, a energia total é injetada à rede elétrica.

$$I_{out} = 45 \text{ A}$$

$$I_{bat} = \frac{P_{pv} - 10000}{V_{bat}}$$

Para o mesmo caso de potência, quando as baterias estiverem carregadas, foi considerado que toda a energia gerada será enviada para a rede, portanto, este caso não deverá ocorrer, devido o dimensionamento do sistema de baterias, sua presença no fluxograma e no algoritmo é devido a necessidade de todos os requisitos sejam cumpridos.

4. Dimensionamento

O sistema a ser implementado deverá entregar uma potência de até 10 kVA.

A especificação dos painéis fotovoltaicos escolhidos, estão a seguir:

- Potência máxima = 219,876 W.
- Tensão em circuito aberto = 36,06 V.
- Corrente de Curto-circuito = 7,95 A.
- Tensão no ponto de máxima potência = 30,12 V.
- Corrente no ponto de máxima potência = 7,3 A.

Para que seja possível atingir as especificações do sistema a ser implementado o arranjo dos painéis é composto por 5 *strings* ligados em paralelo, sendo que cada *string* contém 12 painéis ligados em série.

Considerando uma irradiância de até 750 W/m², conforme apresentado na figura 5, este sistema é suficiente para a geração de energia nos níveis estabelecidos.

1. Dimensionamento do conversor Boost.

Conforme apresentado na figura 46, o arranjo fotovoltaico proposto deverá gerar uma tensão máxima de 356,89 V quando a irradiância for de 500 W/m². Este valor será a tensão de entrada do conversor boost.

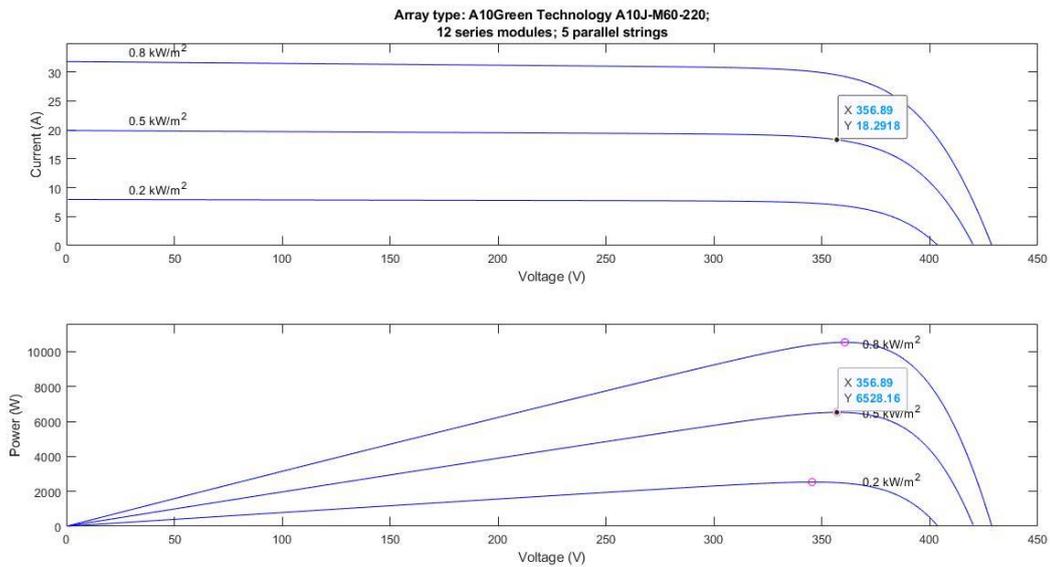


Figura 46: níveis de tensão e corrente do arranjo.
Fonte: Matlab®.

Na tabela 3 temos as especificações do conversor boost conectado aos painéis fotovoltaicos, figura 47:

Tabela 3: Dimensionamento do Circuito Boost.

Grandeza	Valor
Vin	356,89 V
Vout	400 V
Iout	25 A
Iin	28,02 A
Fs	5 kHz
ΔI	25% (7 A)
ΔV_{out}	1% (4 V)

Para o dimensionamento, serão aplicadas as equações demonstradas na seção 3 deste documento. Com a equação 3.35 é calculado o Duty-cycle para o caso de maior geração de tensão.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \left(\frac{356,89}{400} \right) = 1 - 0,892 = 0,108$$

Com o valor do Duty-cycle, é possível aplicar a equação 3.38 e calcular o indutor necessário, este indutor pode ser reduzido adotando frequências de chaveamento superiores, devido a

quantidade de circuitos de chaveamento e sistemas de controle, foi adotada como frequência de chaveamento 5 kHz.

$$L = \frac{V_i * D * T_s}{\Delta i} = \frac{356,89 * 0,108 * \frac{1}{5000}}{7} = 10,1 \text{ mH}$$

Com a equação 3.42 é calculado o capacitor de saída do circuito.

$$C = \frac{I_o * D * T_s}{\Delta v_o} = \frac{25 * 0,108 * \frac{1}{5000}}{4} = 135 \mu\text{F}$$

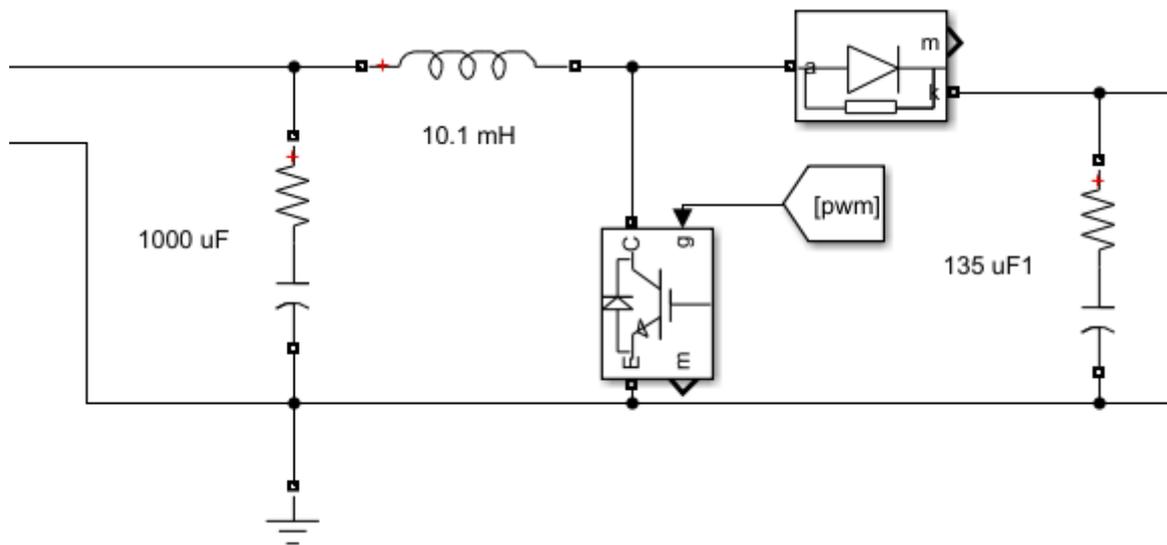


Figura 47: Conversor Boost

Fonte: Autor.

2. Sistema de Controle do conversor Boost

O sistema de controle do conversor Boost segue o sistema apresentado na figura 48

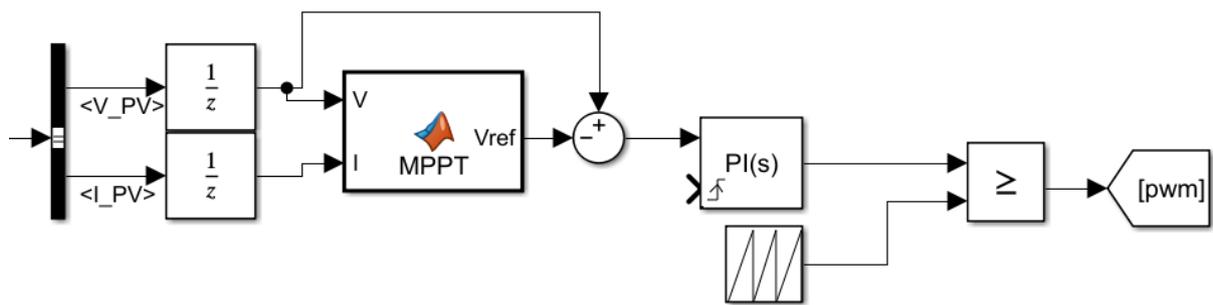


Figura 48: Sistema de Controle Boost

Fonte: Autor

As entradas do sistema de controle são os níveis de tensão e correntes vindas do arranjo fotovoltaico, estes sinais não aplicados no bloco de controle do MPPT, que opera conforme apresentado no capítulo 5. A saída do MPPT é subtraída do sinal de tensão de entrada e o sinal de erro aplicado a um controlador PI com ganho $P = 0,05$ e $I = 0,1$. Estes valores foram obtidos com ajustes manuais. O sinal de saída com controlador é comparado com um sinal de dente de serra que gera o sinal PWM para controle das chaves.

3. Dimensionamento do conversor Buck-Boost.

Considerando o sistema proposto, e a irradiância solar durante o dia, conforme mostrado na figura 5, podemos adotar a irradiância e conseqüente potência gerada, durante os períodos do dia conforme mostrado na tabela 4.

Tabela 4: Irradiância solar e potência gerada pelo arranjo durante o dia

Hora	Irradiância w/m2	Potência (VA)
06:00	0	0
07:00	150	1875
08:00	400	5190
09:00	550	6528
10:00	750	7196
11:00	900	11863
12:00	900	11863
13:00	900	11863
14:00	750	9871
15:00	650	8535
16:00	500	6528
17:00	250	3192
18:00	0	0

Como o objetivo do sistema é somente injetar energia na rede quando atingirmos um nível próximo da potência definida para o sistema, pode-se determinar que somente a partir das 11 h. Sendo assim, a energia gerada antes das 11 h, deverá ser armazenada no banco de baterias. No instante de pico de geração, a energia injetada será limitada em 10 kVA, assim no período entre 11 h e 14 h, haverá excesso de energia gerada, sendo esta armazenada no banco de baterias. Entre as 14 h e 15 h, a energia gerada estará dentro dos valores estabelecidos para a injeção na rede (9,5 kVA e 10,5 kVA). A partir das 15 h, o sistema de armazenamento começa a descarregar e suprir a energia faltante para atingir a potência do sistema conforme mostrado na tabela 7.3.

Tabela 5: Fluxo de potência do sistema

Hora	Energia Gerada (kVAh)	Energia enviada para banco de baterias (kVAh)	Energia Armazenada (kVAh)	Energia injetada na rede (kVAh)
06:00	0	0	0	0
07:00	1,875	1,875	1,875	0
08:00	5,190	5,190	7,065	0
09:00	6,528	6,528	13,593	0
10:00	7,196	7,296	20,789	0
11:00	11,863	1,863	22,652	10
12:00	11,863	1,863	24,515	10
13:00	11,863	1,863	26,378	10
14:00	9,871	9,871	26,378	9,871
15:00	8,535	-1,465	24,913	10
16:00	6,528	-3,472	21,441	10
17:00	3192	-6,808	14,633	10
18:00	0	-10	4,633	10
19:00*	0	-4,633	0	-4,633

A energia injetada após as 19:00 manterá o nível de potência injetada de 10 kVA, até a descarga do banco de baterias.

Conforme a tabela acima e baterias presentes no mercado, serão usadas 5 Baterias de 12 V e 500 Ah, ligadas em série.

Com os dados apresentados é possível estabelecer as características, tabela 6, do conversor Buck-boost apresentado na figura 49:

Tabela 6: Dimensionamento do Circuito Buck-boost

Grandeza	Valor
V _{in}	400 V
V _{out}	60 V
I _{out}	166,67 A
I _{in}	25 A
F _s	5 kHz
ΔI _l	25% (7 A)
ΔV _{out}	1% (4 V)

O duty-cycle é feito com a equação 3.10.

$$D = \frac{60}{400} = 0,15$$

Para garantir o circuito operando em modo de condução contínua, é aplicada a equação 3.13.

$$L = (V_i - V_o) * \frac{Dts}{\Delta i_l} = (400 - 60) * \frac{0,15 * \frac{1}{5000}}{7} = 1,63 \text{ mH}$$

Para manter a oscilação da tensão de saída dentro dos valores estabelecidos, é utilizada a equação 3.22, e calculamos o capacitor de saída.

$$C = \frac{(V_i - V_o)D * T_s^2}{8 * L * \Delta v_c} = \frac{(400 - 60) * 0,15 * \frac{1}{5000}^2}{8 * 1,63 * 10^{-3} * 4} = 260,4 \mu F$$

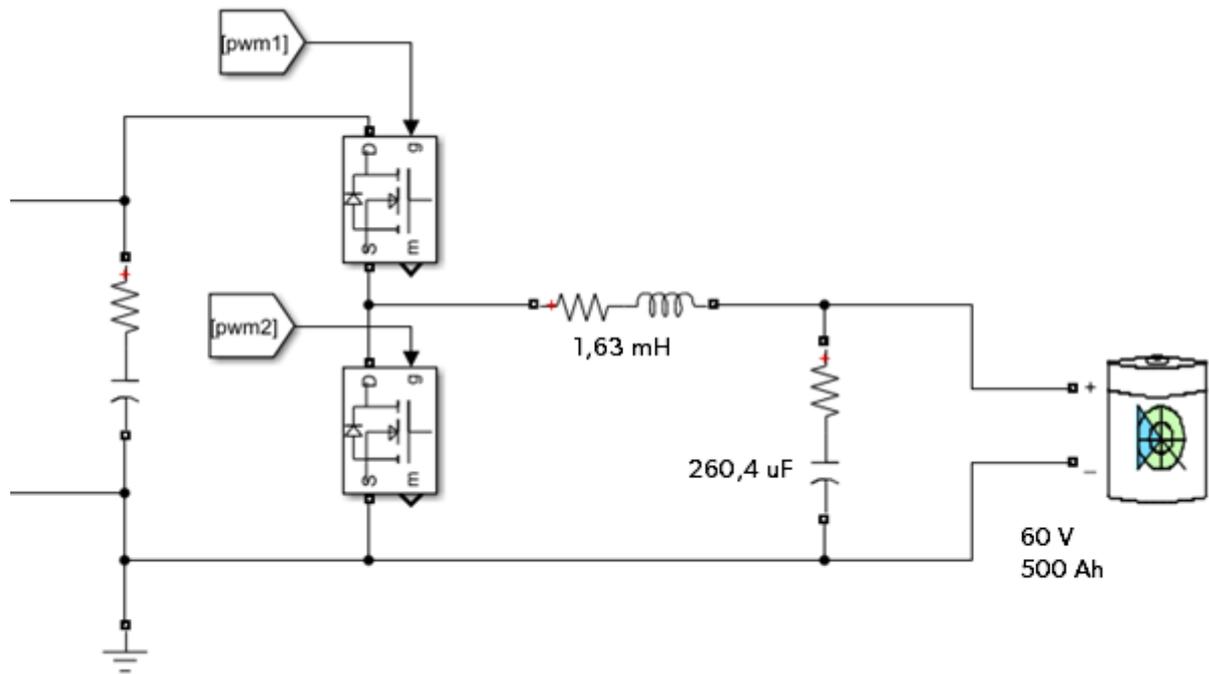


Figura 49: Conversor Buck-boost bidirecional.

Fonte: Autor.

4. Sistema do Controle do conversor Buck-boost

O controle do circuito inversor é feito pela malha apresentada na figura 50.

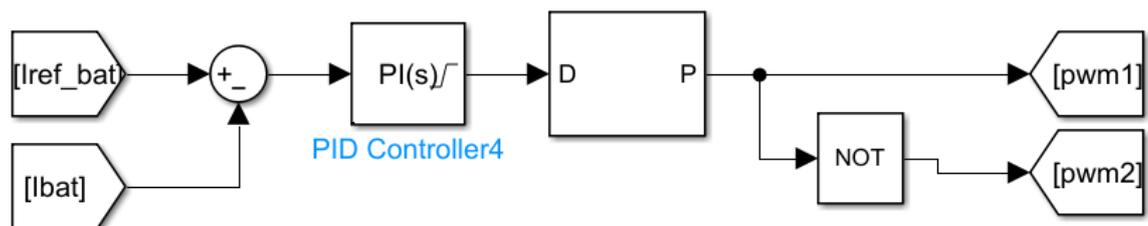


Figura 50: Controle PWM

Fonte: Autor

O sinal de corrente de referência para a bateria (I_{ref_bat}) é enviado pela lógica de operação do sistema, definido de acordo com os demais parâmetros e pode ser visto na seção 3 deste capítulo, ao ser comparado com a corrente real da bateria (I_{bat}) é gerado um sinal de erro, sendo este aplicado em um controlador PI ajustado manualmente para operar conforme o esperado, com $P = 0,15$ e $I = 25$, este sinal será responsável por gerar uma grandeza entre 0 e 1 para a criação do sinal de PWM que acionará as chaves.

O circuito inversor, apresentado na figura 51, opera com uma frequência de chaveamento de 5 kHz, e foi escolhido uma ponte completa, devido sua simplicidade.

5. Dimensionamento do inversor.

O circuito inversor, apresentado na figura 51, opera com uma frequência de chaveamento de 5 kHz, e foi escolhido uma ponte completa, devido sua simplicidade.

Para a filtragem é utilizado um filtro LCL dimensionado conforme apresentado em [23].

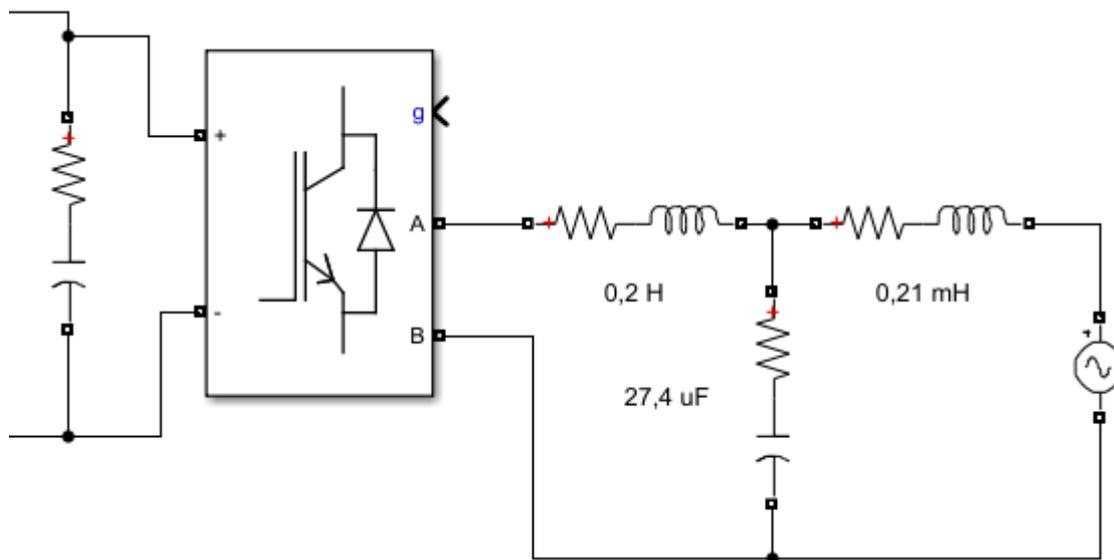


Figura 51: Inversor.

Fonte: Autor.

O capacitor C_f deve ser dimensionado de maneira a não exceder 5% da potência reativa máxima no circuito. Quanto aos indutores, a soma de suas impedâncias deve ser tal que a queda de tensão total não ultrapasse 10%. A frequência de ressonância do sistema deve ser cuidadosamente ajustada para estar dentro do intervalo $10f \leq f_{res} \leq \frac{1}{2}$, onde f representa a frequência da rede e f_s é a frequência de chaveamento do conversor estático, com o objetivo de evitar problemas relacionados ao espectro bilateral das harmônicas. Além disso, é crucial que o amortecimento passivo seja adequadamente projetado para prevenir oscilações indesejadas no sistema. O projeto do filtro LCL depende dos seguintes parâmetros do sistema: tensão no barramento CC (V_{DC}), tensão na rede elétrica (V_g), frequência da rede elétrica (f) frequência de chaveamento (f_s) e potência nominal do inversor (P_n).

Para o sistema em operação o filtro deverá ser dimensionado com as especificações apresentadas na tabela 7:

Tabela 7: Dimensionamento do Circuito Inversor

Grandeza	Valor
P	10 kVA
Vdc	400 V
Vac	220 V
Fs	5 kHz
Fg	60 Hz

Por meio dos dados apresentados na Tabela 7, o projeto do filtro LCL passa pelas seguintes de cálculo apresentadas a seguir.

$$Z_b = \frac{Vac^2}{P} = \quad (7.1)$$

Substituindo os valores fornecidos, resulta em:

$$Z_b = \frac{220^2}{10000} = 4,84\Omega$$

Para determinar o valor do capacitor de base (C_b), utiliza-se a expressão

$$C_b = \frac{1}{2\pi f Z_b} \quad (7.2)$$

Com a qual é possível obter o valor de projeto de:

$$C_b = \frac{1}{2\pi * 60 * 4,84} = 584,5\mu F$$

Já o cálculo do ripple máximo de corrente ($\Delta I_{L_{max}}$).

$$\Delta I_{L_{max}} = 0,1x \frac{Pn * \sqrt{2}}{Vac} = 0,1x \frac{10000 * \sqrt{2}}{220} = 6,43A \quad (7.3)$$

Substituindo os valores já calculados:

$$\Delta I_{L_{max}} = 0,1x \frac{10000 * \sqrt{2}}{220} = 6,43A$$

Como há dois indutores, será dimensionado inicialmente o indutor lado do inversor (L1), com a equação a seguir.

$$L1 = \frac{Vac}{2\sqrt{2}fs\Delta IL_{max}} = \frac{220}{2\sqrt{2} * 60 * 6,43} = 0,2H \quad (7.4)$$

Aplicando os valores existentes:

$$L1 = \frac{220}{2\sqrt{2} * 60 * 6,43} = 0,2H$$

O capacitor de filtro deve considerar 5% de potência reativa absorvida (Cf).

$$Cf = 0,05 * C_b = 0,05 * 584,5\mu F = 27,4\mu F \quad (7.5)$$

Já o indutor conectado à rede (L2) é calculado conforme segue.

$$\frac{1}{|1 + r * (1 - C_b * L1 * (2\pi fs)^2 * 0,05)|} = 0,2 \quad (7.6)$$

Substituindo os valores e realizando as manipulações necessárias:

$$\frac{1}{|1 + r * (1 - 584,5 * 10^{-6} * 0,2 * (2\pi * 5 * 10^3)^2 * 0,05)|} = 0,2$$

$$r = 0,00104$$

$$l2 = r * l1 = 0,00104 * 0,2 = 0,21 \text{ mH} \quad (7.7)$$

Para determinas a Frequência de ressonância (fres), é utilizada a equação 7.8 .

$$fres = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L1 + L2}{L1 * L2 * Cf}} \quad (7.8)$$

$$fres = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{0,2 + 0,21 * 10^{-3}}{0,2 * 0,21 * 10^{-3} * 27,4 * 10^{-6}}} = 2,1 \text{ kHz}$$

A frequência de ressonância se mostra adequada, pois, está de acordo com $10 \cdot f \leq f_{res} \leq 1/2 f_s$.

5. Entradas apresentadas para simulação

Pra a simulação do sistema, será adotado um fluxo de simulações que represente um dia com geração comum, devido às limitações do sistema de simulação, não é possível a simulação completa de um dia.

Na tabela 8.1, são apresentados os dados utilizados em cada instante simulado.

Tabela 8: indicadores de simulação.

Horário	Irradiância W/M ²	Condição da bateria	Previsão de corrente de saída (A)	Previsão de corrente das baterias
07:00	150	Descarregada	0	Carregando
08:00	400	Descarregada	0	Carregando
09:00	550	Descarregada	0	Carregando
10:00	750	Descarregada	0	Carregando
11:00	900	Descarregada	45	Carregando
12:00	900	Descarregada	45	Carregando
13:00	900	Descarregada	45	Carregando
14:00	750	Carregada	45	Descarregando
15:00	650	Carregada	45	Descarregando
16:00	500	Carregada	45	Descarregando
17:00	250	Carregada	45	Descarregando
18:00	0	Carregada	45	Descarregando
19:00	0	Carregada	45	Descarregando

Nas figuras 52, 53 e 54, é representado o início do dia, momento em que as baterias estão descarregadas e a geração de energia ainda é insuficiente para ser injetada na rede. Toda a energia gerada nesse período é direcionada exclusivamente para a carga do banco de baterias. Nessas condições, observa-se que a corrente injetada ao banco de baterias aumenta conforme a potência gerada pelo sistema se eleva. Para simular o funcionamento de forma mais próxima da realidade, a porcentagem de carga das baterias foi ajustada a cada simulação. Isso indica que, em cada intervalo de tempo, houve um aumento progressivo na carga das baterias.

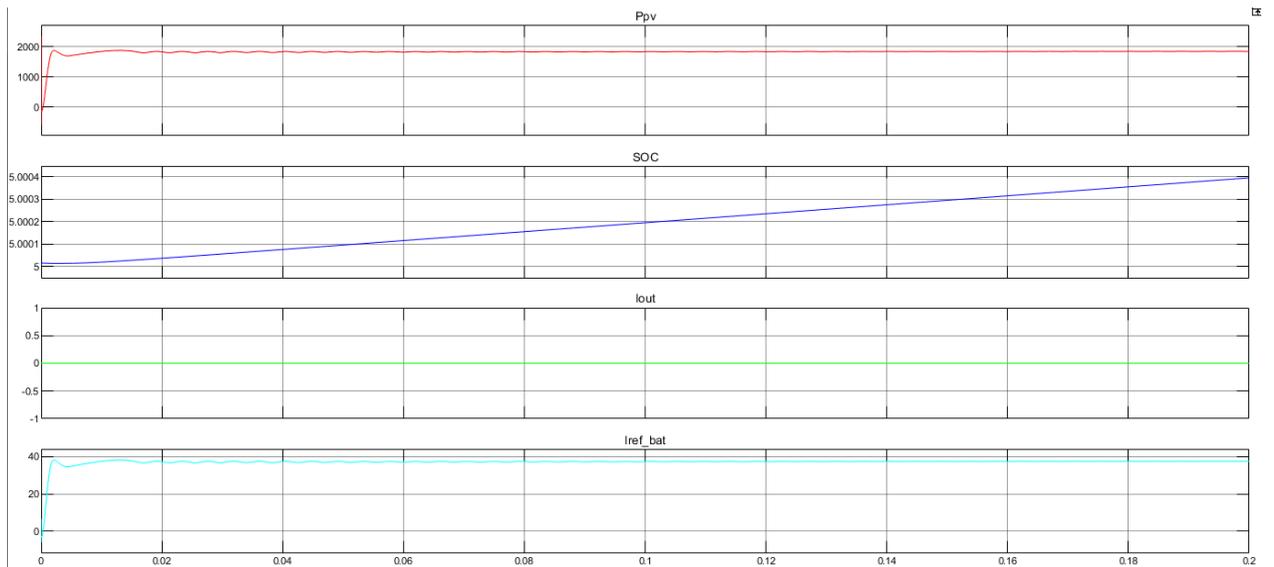


Figura 52: Resultado da simulação com irradiância em 150 W/m² e bateria descarregada.

Fonte: Autor.

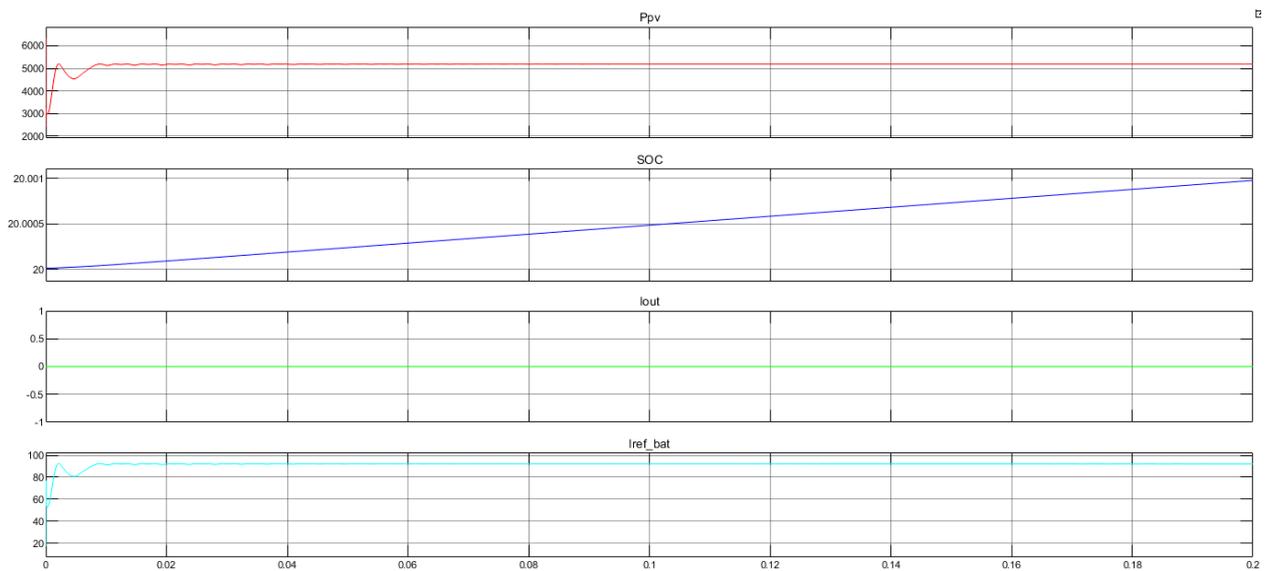


Figura 53: Resultado da simulação com irradiância em 400 W/m² e bateria descarregada.

Fonte: Autor.

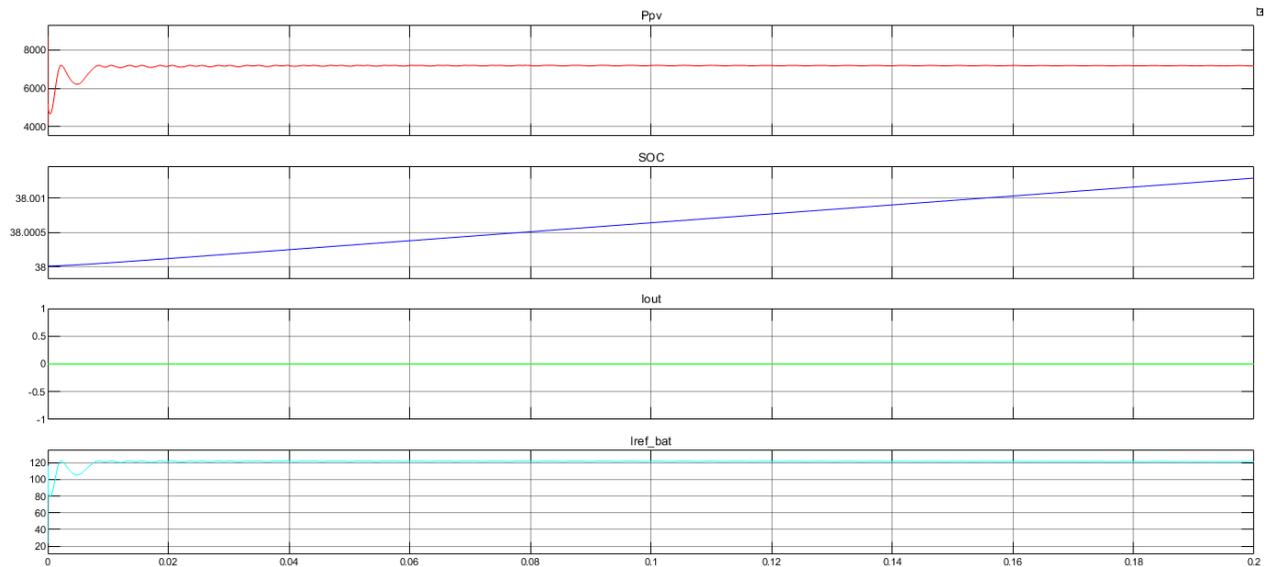


Figura 54: Resultado da simulação com irradiância em 550 W/m² e bateria Descarregada.

Fonte: Autor.

Na figura 55, após o sistema entrar em regime permanente, vemos que a energia gerada já é suficiente para ser injetada na rede, neste instante, não há energia carregando o banco de baterias.

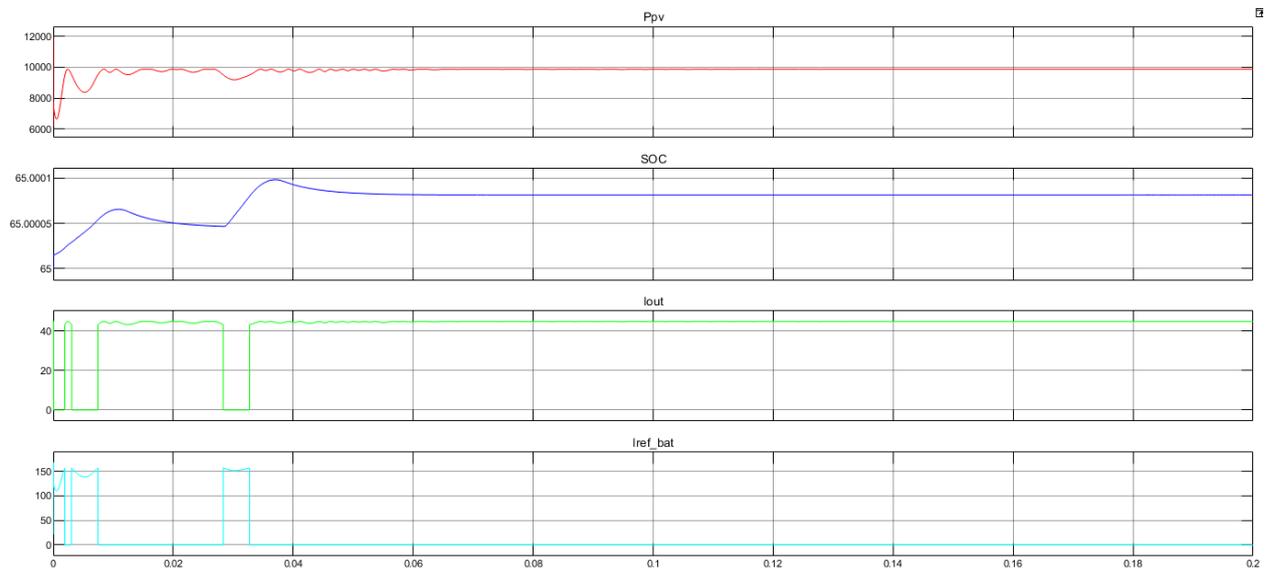


Figura 55: Resultado da simulação com irradiância em 750 W/m² e bateria carregada.

Fonte: Autor.

Na figura 56, é apresentado o pico de geração durante o dia, onde são injetados 45 A na rede elétrica, equivalentes aos 10 kVA de potência, e o restante utilizado para a carga das baterias, evitando assim, picos de geração de energia.

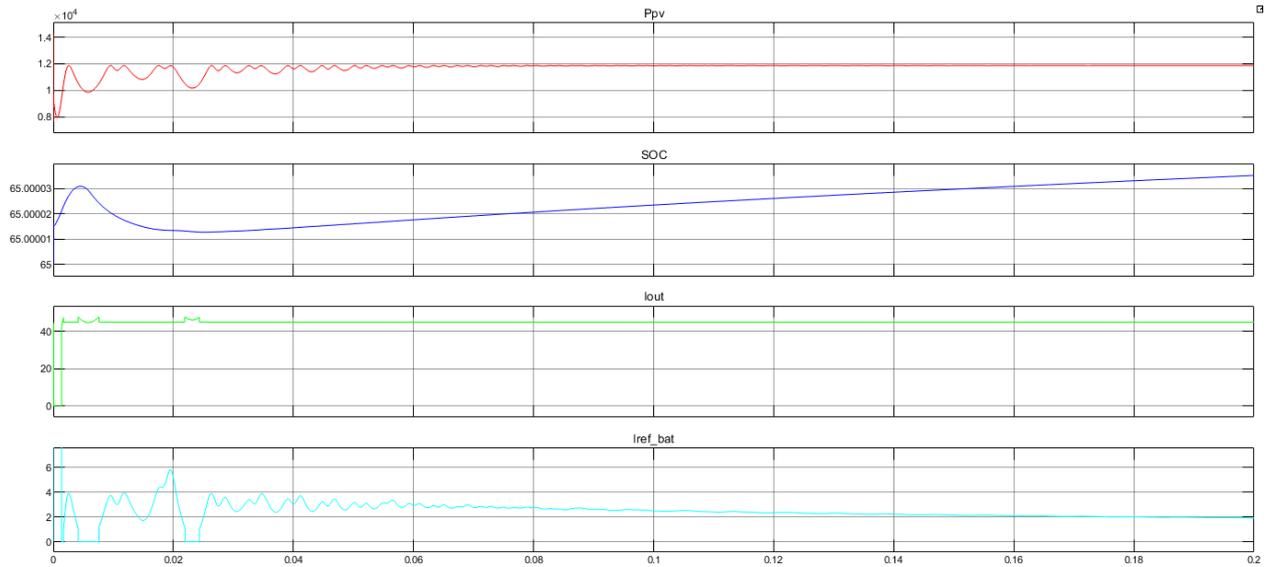


Figura 56: Resultado da simulação com irradiância em 900 W/m² e bateria carregada

Fonte: Autor.

Nas figuras 57, 58 e 59, podemos observar a diminuição da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, evidenciando a necessidade de o banco de baterias suprir a energia restante para atingirmos a potência proposta do sistema. Para cada simulação, foi ajustada a porcentagem de carga da bateria para simular o funcionamento mais próximo do real.

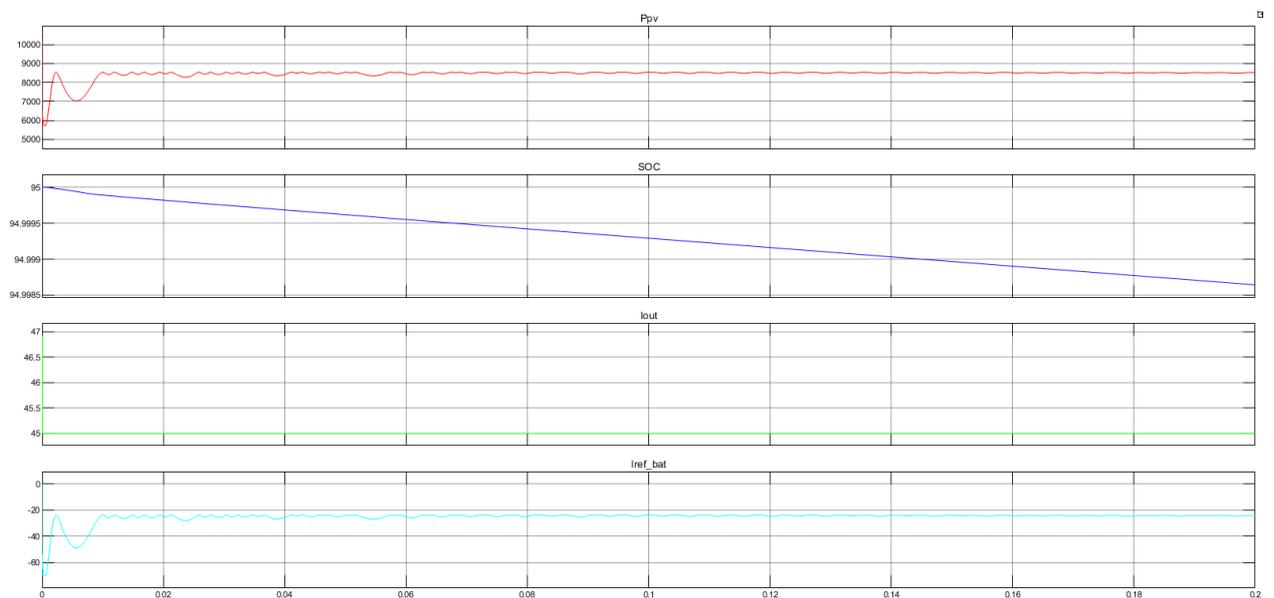


Figura 57: Resultado da simulação com irradiância em 650 W/m² e bateria carregada.

Fonte: Autor.

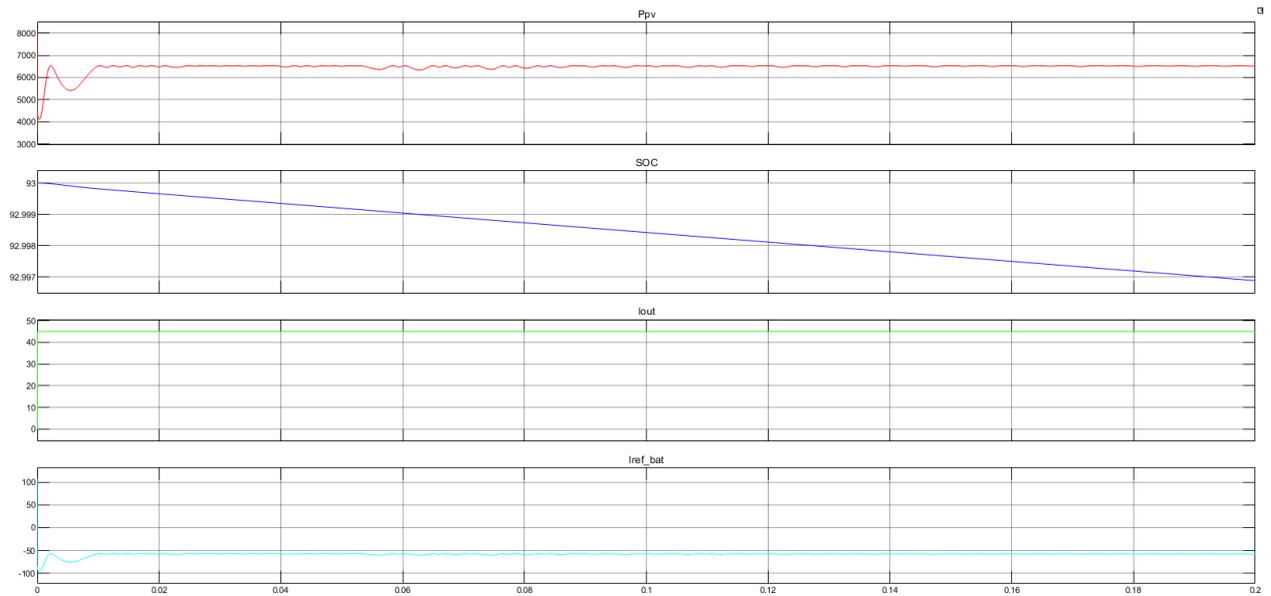


Figura 58: Resultado da simulação com irradiância em 500 W/m² e bateria carregada.

Fonte: Autor.

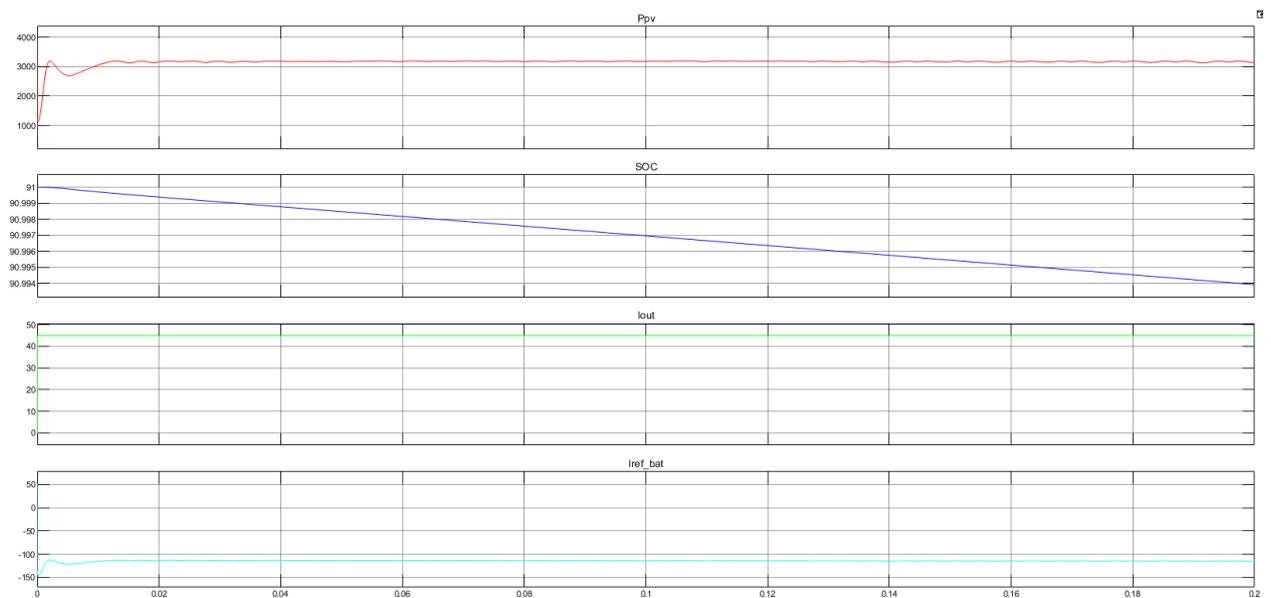


Figura 59: Resultado da simulação com irradiância em 250 W/m² e bateria carregada.

Fonte: Autor.

Por fim, na figura 60, temos a representação do final do dia, indicando o instante onde o arranjo fotovoltaico deixa de gerar energia, pois não há mais irradiância e o banco de baterias é responsável por fornecer toda a energia para o sistema, esta condição permanece até que a carga das baterias se esgote. Este ponto de operação, pode ser considerado o mais vantajoso, pois injeta energia na rede no instante de maior consumo (horário de ponta).

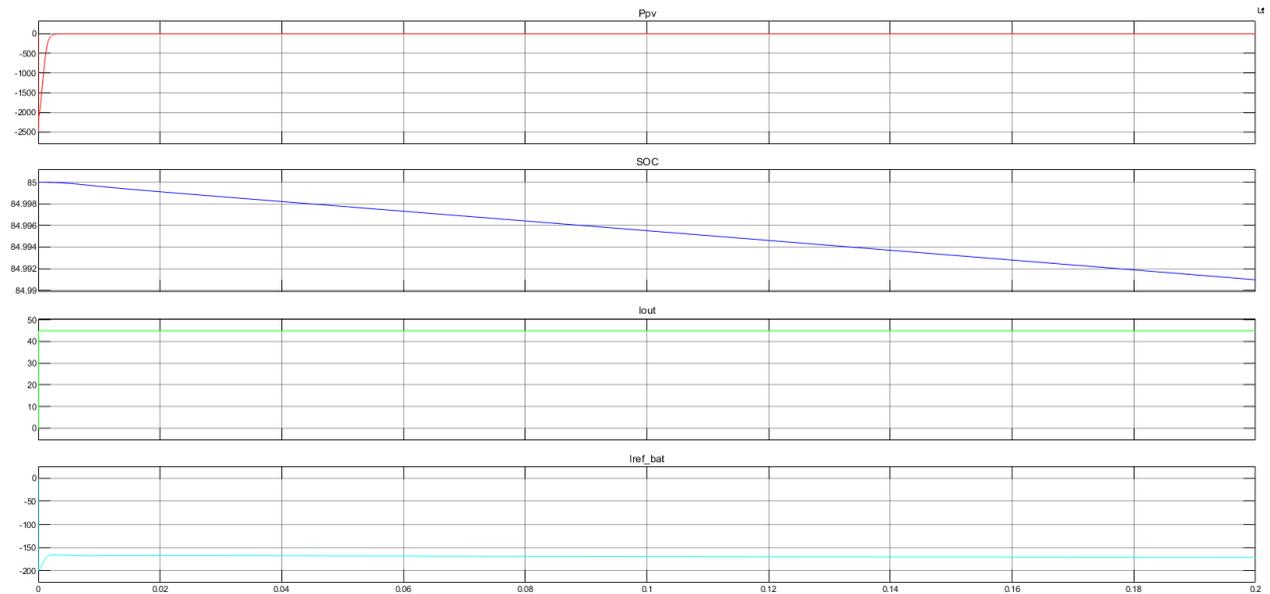


Figura 60: Resultado da simulação com irradiância em 0 W/m² e bateria carregada.

Fonte: Autor.

6. Operação dos circuitos

Para uma melhor demonstração do funcionamento dos circuitos, a seguir serão apresentados 3 instantes de simulação:

- Baterias sendo carregadas e injeção de corrente na rede nula, figura 61;
- Injeção de corrente na rede no valor estabelecido, e corrente das baterias nula, figura 62;
- Sistema injetando corrente na rede e carregando as baterias com a energia residual, figura 63;
- Baterias suprindo a corrente restante do sistema, figura 64;

Na figura 61, a potência gerada está próxima de 4,5 kVA, sendo toda a potência injetada no banco de baterias, a pequena corrente que aparece na saída (I_g), é a alimentação do filtro de saída que consome uma pequena quantidade de energia.

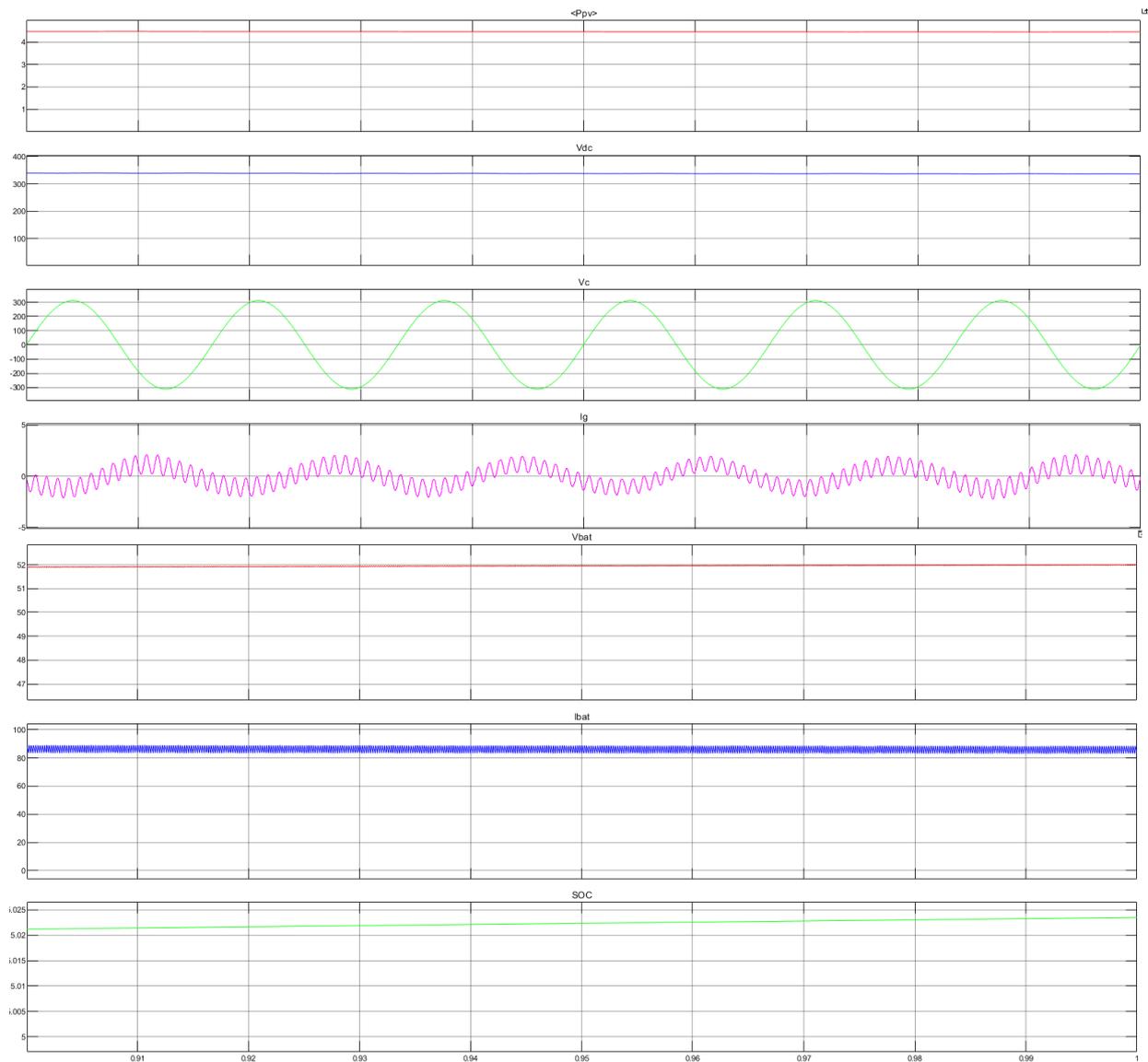


Figura 61: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias.

Fonte: Autor.

Na figura 62, a potência gerada está próxima de 10 kVA, sendo toda a potência injetada na rede elétrica, o banco de baterias permanece isolado do sistema, sem ser carregado ou descarregado.

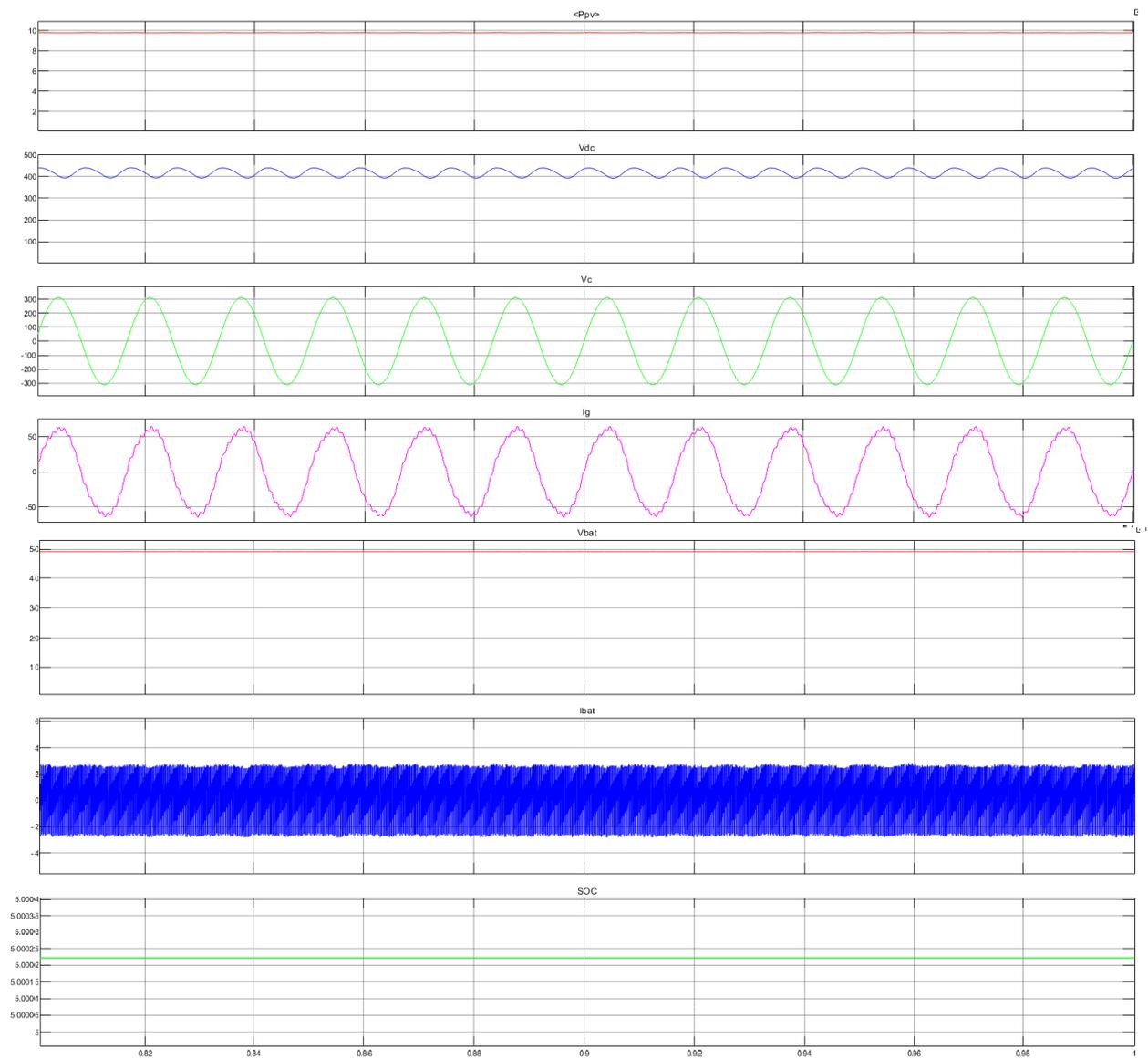


Figura 62: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias.

Fonte: Autor.

Na figura 63, a potência gerada está próxima de 12 kVA, sendo injetado 45 A na rede e o restante utilizado para carregar as baterias.

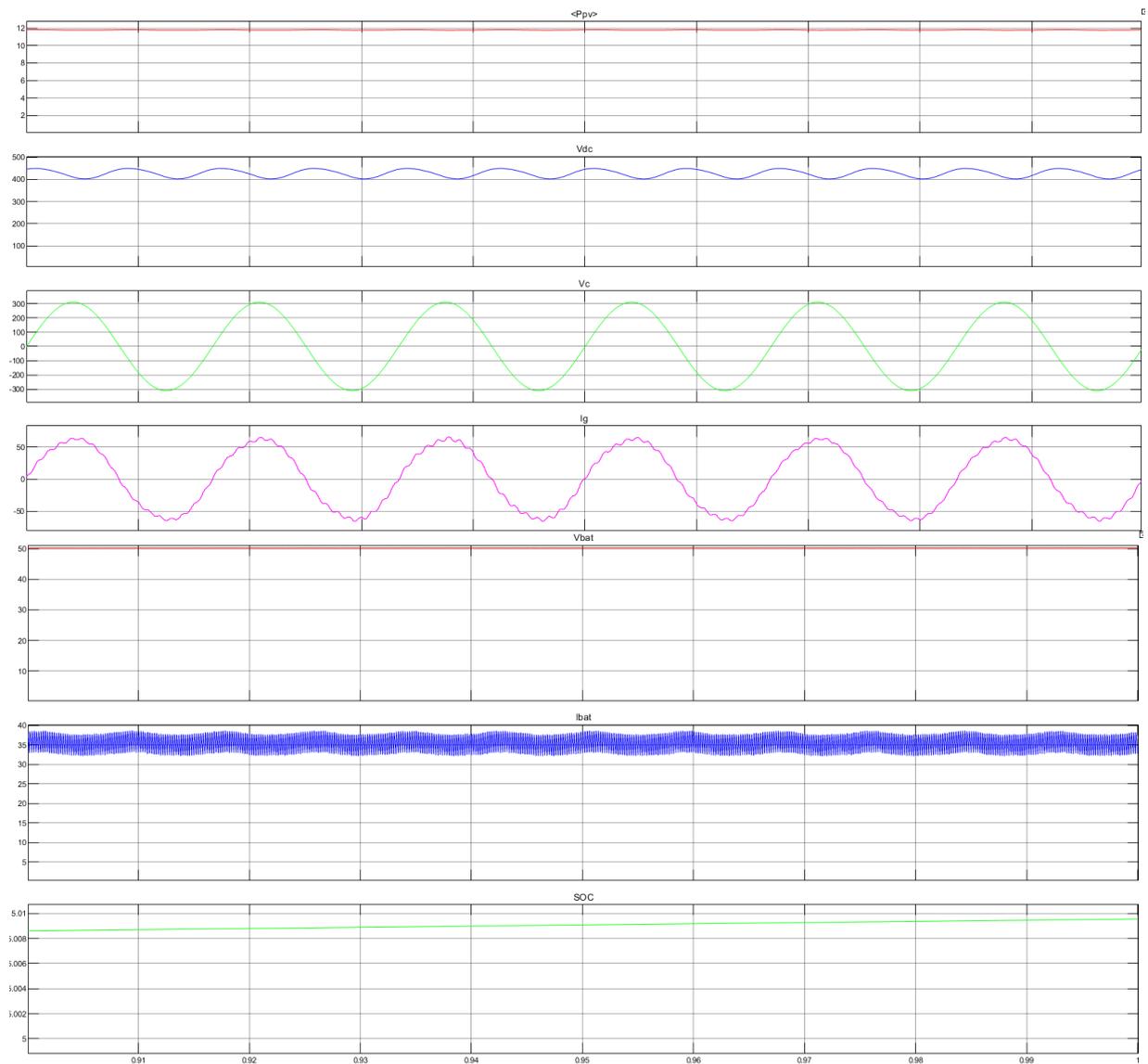


Figura 63: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias.

Fonte: Autor.

Na figura 64, a potência gerada está próxima de 4 kVA, sendo este valor insuficiente para a injeção na rede, desta forma o restante da energia é fornecido pelo banco de baterias.

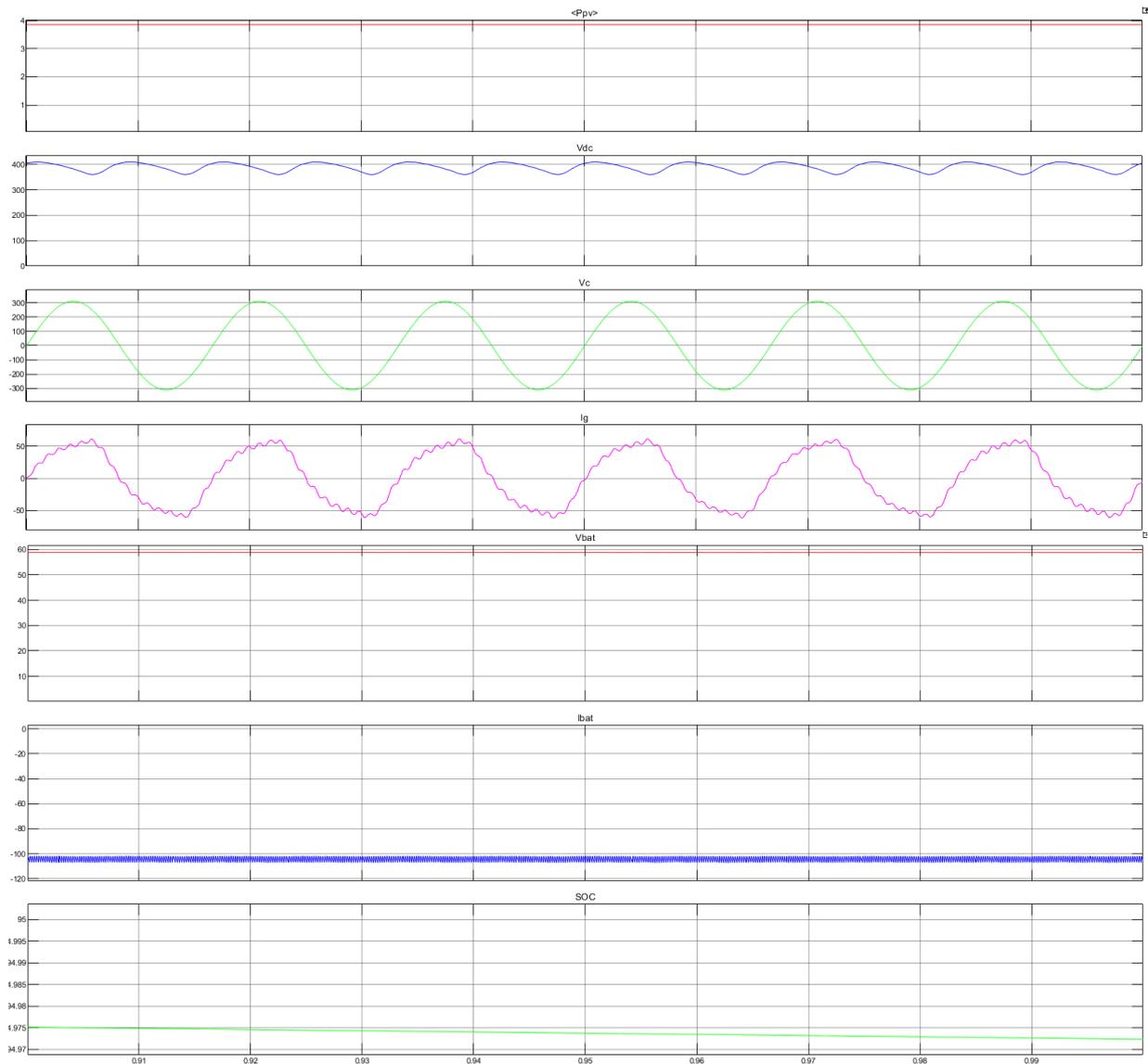


Figura 64: Forma de onda: Potência gerada (1), tensão no link CC (2), tensão injetada na rede (3), corrente injetada na rede (4), tensão do banco de baterias (5), corrente injetada nas baterias (6), porcentagem de carga das baterias.

Fonte: Autor.

7. Discussão dos resultados

Em um sistema on-grid convencional, com a potência injetada na rede poderia chegar aos 12 kVA, nos momentos de maior geração de energia. Demandando um inversor com potência mínima de 12 kVA, o qual, em momentos de pico, deveria suportar até 13,2 kVA, conforme os conversores comerciais.

No sistema proposto, a potência injetada na rede não ultrapassa os 10,5 kVA nos momentos de pico, sendo assim, um inversor de 10 kVA, é capaz de realizar a operação do sistema de forma satisfatória. Para isso, será necessária a instalação de um banco de baterias de 500 Ah.

Os custos de implementação dos sistemas são próximos, pois o valor economizado com o inversor, será utilizado no banco de baterias.

A vantagem mais significativa é a injeção de energia em horário de ponta, pois a energia residual armazenada nas baterias, será utilizada após o pôr do Sol, horário de maior consumo de energia, evitando assim a injeção de energia na rede durante o dia.

Conclusão

Este trabalho foi desenvolvido com o objetivo de simular um inversor híbrido, com sistema de painéis fotovoltaicos e baterias, possibilitando a redução de picos de energia injetados à rede elétrica. A proposta central baseia-se no armazenamento do excesso de energia gerada, ou ainda, em instantes onde a geração ainda é pouca, para utilização em momentos de baixa produção solar, fornecendo uma maior estabilidade de potência fornecida à rede elétrica.

As simulações realizadas demonstram que o sistema proposto é eficaz e opera conforme preestabelecido, reduzido os picos de energia. O sistema mostrou-se capaz de fornecer energia durante períodos prologados, como apresentado no final do dia, onde a geração solar deixa de ocorrer e o banco de baterias passa a suprir o fornecimento de energia até sua descarga.

Os resultados destacam vantagens significativas, como a possibilidade de reduzir a potência dos inversores, estabilizar a potência injetada na rede e prolongar a utilização da energia solar armazenada, para utilização em momentos sem a presença de irradiação solar.

De acordo com os resultados das simulações apresentadas no capítulo 8, é possível verificar o bom funcionamento do sistema. Como são analisados os parâmetros de porcentagem de carga da bateria e potência instantânea gerada, o sistema responde de forma imediata às variações das condições climáticas.

As principais contribuições deste trabalho podem ser observadas em três aspectos fundamentais. Primeiramente, houve uma redução na capacidade dos inversores, pois o uso de bancos de baterias permitiu diminuir a necessidade de inversores de maior capacidade, otimizando os componentes do sistema. Em segundo lugar, a estratégia de armazenagem de energia proporcionou uma maior estabilidade na potência injetada na rede, o que minimizou as flutuações comuns em sistemas fotovoltaicos e aprimorou a previsibilidade da geração de energia. Por fim, o sistema demonstrou a capacidade de fornecer energia por períodos mais longos, superando a limitação aos momentos de alta irradiância solar, o que aumentou a autonomia e a eficiência energética do sistema.

Outro ponto importante observado é referente a dinâmica das variáveis do sistema, pois nas simulações, o sistema agiu de forma rápida, mesmo as variáveis climáticas de um sistema fotovoltaico, operarem de forma lenta, simplificando a dinâmica dos sistemas de controle.

A utilização de circuitos e sistemas de controle tradicionais, contribuíram para a simplicidade de implementação do sistema.

Embora os resultados tenham sido favoráveis, algumas limitações foram observadas. As simulações foram realizadas em ambientes controlados, o que pode não refletir todos os desafios encontrados em aplicações reais, como questões relacionadas à durabilidade e eficiência do

sistema ao longo do tempo, além da necessidade de manutenção preventiva, como a limpeza das placas solares. Além disso, a implementação de sistemas híbridos com armazenagem de energia envolve custos iniciais significativos, mesmo quando se utiliza inversores menores e bancos de baterias de pequena dimensão. Isso destaca a necessidade de realizar estudos de viabilidade econômica para cada aplicação, como já é feito em sistemas convencionais.

Com base nas limitações, nos resultados obtidos e nas possibilidades de melhoria observadas durante a realização deste trabalho, é possível propor algumas linhas futuras de pesquisa. Primeiramente, sugere-se a implementação do sistema em escalas distintas para aplicação residencial, comercial e industrial, com testes em ambientes reais. Esses testes permitiriam validar os resultados obtidos nas simulações e identificar possíveis ajustes necessários para a otimização do sistema.

Outra linha de pesquisa envolve a otimização dos algoritmos de controle e o desenvolvimento de circuitos com maior eficiência. O foco seria desenvolver e testar algoritmos de controle mais avançados, capazes de aumentar a eficiência do sistema híbrido e melhorar sua resposta às variações de geração e demanda de energia. A mesma abordagem pode ser aplicada na criação de circuitos mais eficientes, com a possível redução da quantidade de circuitos distintos e sistemas de controle.

Além disso, estudos de viabilidade econômica são fundamentais para analisar a viabilidade da implementação do sistema em larga escala. Esses estudos devem considerar todos os custos envolvidos, bem como os benefícios em termos de eficiência energética e sustentabilidade.

Outra proposta de pesquisa é a exploração da integração do sistema híbrido com outras fontes de energia renovável. Dado o sucesso da integração entre dois sistemas, essa abordagem pode ser estendida para incluir energia eólica, aumentando a resiliência e a capacidade de geração de energia.

Por fim, este projeto pode ser aplicado para a transferência da janela de injeção de energia na rede para momentos de consumo em ponta, como entre 18:00 e 21:00 horas. Essa estratégia possibilitaria o aumento da disponibilidade de energia em momentos de alto consumo, contribuindo para a estabilidade da rede elétrica.

Esta dissertação contribui de forma significativa para a área de sistemas fotovoltaicos híbridos, demonstrando que é possível aumentar a estabilidade da geração de energia solar através da utilização de bancos de baterias. Os resultados obtidos não apenas confirmam a viabilidade técnica do sistema proposto, mas também abrem caminho para novas pesquisas e desenvolvimentos futuros, com potencial de aplicação em diversos contextos de geração distribuída de energia.

A integração de bancos de baterias com sistemas fotovoltaicos representa uma abordagem promissora para enfrentar os desafios de flutuações na geração de energia solar e promover o uso de cursos energéticos, oferecendo uma base sólida para futuras investigações e aprimoramentos, contribuindo para o avanço das tecnologias de energia renovável e para a construção de um sistema elétrico mais robusto e sustentável.

Com o desenvolvimento de baterias para o setor automotivo, com maior eficiência e maior velocidade de carga, surgirão alternativas que tornarão este projeto mais viável.

Apêndice A - Circuito

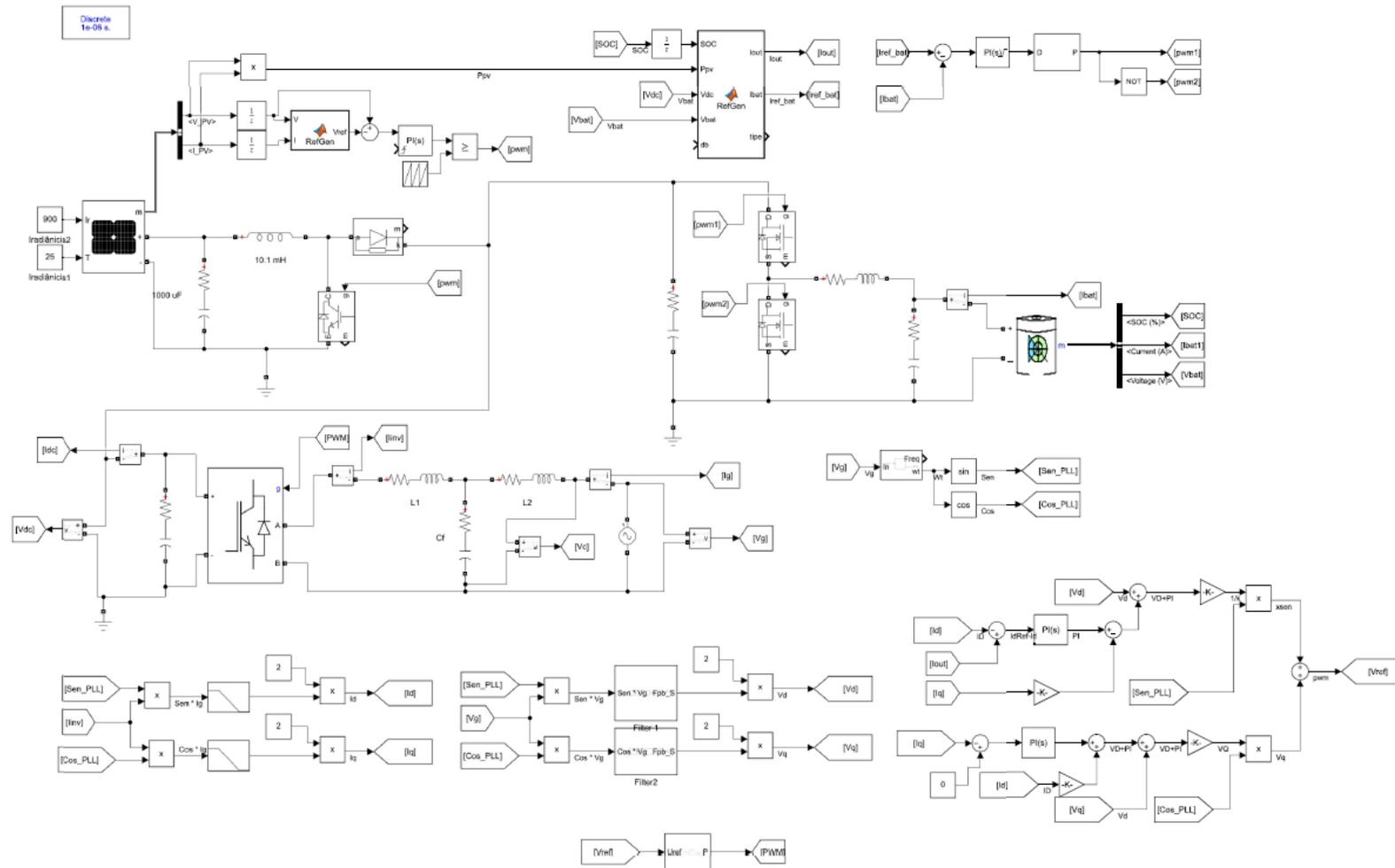


Figura 65: Circuito completo.

Fonte: Autor.

Referências Bibliográficas

- [1] Empresa de Pesquisa Energética – EPE, Relatório Síntese 2022 ano base 2021.
- [2] Y. Zhehan, D. Wanxin, J. D. Guggenberger, “A Unified Control and Power Management Scheme for PV-Battery-Based Hybrid Microgrids for Both Grid-Connected and Islanded Modes,” *IEEE Trans. On Smart grid*, vol. 9, no. 6, pp. 5975–5985, Nov. 2018.
- [3] B. S. Borowy and Z. M. Salameh, “Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 2, pp. 367–375, Jun. 1996.
- [4] N. Lucas R., V. H. Pedro, M.P. Anelise, R. Riardo, “Geração Solar Fotovoltaica Com Sistema de Rastreamento de Dois Eixos no Município de Jaguari-RS”, VII Congresso Brasileiro de Energia Solar, abril 2018.
- [5] Resolução normativa aneel nº 1.059, de 7 de fevereiro de 2023
- [6] Alves, Marliana de Oliveira Lage. Energia solar [manuscrito]: estudo da geração de energia elétrica através dos sistemas fotovoltaicos on-grid e off-grid / Marliana de Oliveira Lage Alves -2019.
- [7] Ana Camponês, Claudia Garcia, Matia Anabela Silva, Miguel Sampaio, Produzir Eletricidade a partir do Sol por apenas 800 euros? É possível, *Jornal de Leiria*, 29 de junho de 2017, disponível em: <https://www.macolis.pt/publicfiles/mnsna3huuguf1gtoja9rjt4ivr7qkbvszndapzu4.pdf>
- [8] Portal solar, disponível em, <https://www.portalsolar.com.br/sistema-energia-solar-off-grid>
- [9] A Hybrid PV-Battery System for ON-Grid and OFF-Grid Applications—Controller-In-Loop Simulation Validation
- [10] Chen, L.; Chen, H.; Li, Y.; Li, G.; Yang, J.; Liu, X.; Xu, Y.; Ren, L.; Tang, Y. SMES-Battery Energy Storage System for the Stabilization of a Photovoltaic-Based Microgrid. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* 2018, 28, 1–7.
- [11] Rallabandi, V.; Akeyo, O.M.; Jewell, N.; Ionel, D.M. Incorporating Battery Energy Storage Systems Into Multi-MW Grid Connected PV Systems. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2018, 55, 638–647.
- [12] BARBI, Ivo & MARTINS, Denizar Cruz. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Edição dos Autores, Florianópolis, SC – Brasil, 2000.
- [13] Mohan, N., Undeland, T. M. e Robbins, W. P., “Power Electronics – Converters, Applications and Design”, Wiley, 2013.

Referências Bibliográficas

- [14] Rocha, A. Estratégias de Controlo MPPT para Painéis Fotovoltaicos. Dissertação (Mestrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Ramo de Automação e Robótica) – Instituto Superior de Engenharia do Porto. Porto - Portugal.
- [15] Luis A. Soriano, Pedro Ponce, Arturo Molina Analysis of DC-DC Converters for Photovoltaic Applications based on conventional MPPT Algorithms, 2017 14th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), Mexico City, Mexico. September 20-22, 2017
- [16] Teodorescu, R; Liserre, M; Rodríguez, P. Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems, First Edition. IEEE Wiley, 2011.
- [17] Wall, R.W., ‘Simple Methods for Detecting Zero Crossing’. In Industrial Electronics Society, IECON ’03. The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol. 3, 2–6 November 2003, pp. 2477–2481.
- [18] Begovic, M. M., Djuric, P. M., Dunlop, S. and Phadke, A. G., ‘Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics’, IEEE Transactions on Power Delivery, 8(2), April 1993, 480–486.
- [19] McGrath, B. P., Holmes, D. G. and Galloway, J., ‘Improved Power Converter Line Synchronisation Using an Adaptive Discrete Fourier Transform (DFT)’. In Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc. 02. 2002 IEEE 33rd Annual, Vol. 2, 2002, pp. 821–826.
- [20] M. Gonzalez, V. Cardenas and F. Pazos, "DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power," 9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004, Celaya, Mexico, 2004, pp. 177-182, doi: 10.1109/CIEP.2004.1437575.
- [21] N. Lucas R., V. H. Pedro, M.P. Anelise, R. Riardo, “Geração Solar Fotovoltaica Com Sistema de Rastreamento de Dois Eixos no Município de Jaguari-RS”, VII Congresso Brasileiro de Energia Solar, abril 2018.
- [22] BLAABJERG et al.: OVERVIEW OF CONTROL AND GRID SYNCHRONIZATION FOR DPGSs. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 53, NO. 5, OCTOBER 2006.
- [23] Liserre, M., F. Blaabjerg, and S. Hansen (2005). Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier". IEEE Transactions on Industry Applications O’Shaughnessy, E.; Cutler, D.; Ardani, K.; Margolis, R. Solar plus: Optimization of distributed solar PV through battery storage and dispatchable load in residential buildings. Appl. Energy 2018, 213, 11–21.

Referências Bibliográficas

- [24] Zhang, C.; Wei, Y.-L.; Cao, P.-F.; Lin, M.-C. Energy storage system: Current studies on batteries and power condition system. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2018, 82, 3091–3106
- [25] Gonzalez, R., Lopez, J., Sanchis, P. and Marroyo, L., ‘Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems’. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [26] MPPT methods for solar PV systems: a critical review based on tracking nature, Amit Kumer Podder¹, Naruttam Kumar Roy², Hemanshu Roy Pota², Department of Electrical and Electronic Engineering, Khulna University of Engineering & Technology, Khulna 9203, Bangladesh ²School of Engineering and Information Technology, The University of New South Wales, PO Box 7916, Canberra BC, ACT 2610, Australia E-mail: n.roy@unsw.edu.au
- [27] A COMPREHENSIVE REVIEW ON MAXIMUM POWER POINT TRACKING ALGORITHMS FOR PHOTOVOLTAIC CELLS T Jayakumaran, G. Gurunathan, C.V. Srikanth, M.K. Shashank, R. Venkatesh, B. Ramkiran, P. Neelamegam School of Electrical and Electronic engineering, SASTRA University, Thanjavur, India
- [28] Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodríguez “Grid converters for photovoltaic and wind power systems” 2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-05751-3
- [29] Arti Gaddekar, V. B. Virulkar, “Effective dspace Inverter Controller for PV Application”, IEEE Students’ Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, Amravati, India, 2014. [10] Michael E. Ropp, Member IEEE, and Sigifredo Gonzalez, “Development of a MATLAB/Simulink Model of a Single-Phase GridConnected Photovoltaic System”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 24 no. 1, pp 195 - 202 · April 2009; DOI: 10.1109/TEC.2008.2003206
- [30] A.A. Hassan, F.H. Fahmy, A.A. Nafeh, M.A. El-Sayed, “Modeling and simulation of a single phase grid connected photovoltaic system”, *WSEAS Transactions on Systems and Control*, Vol. 5, pp. 16-25, 2010.
- [31] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodríguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.27, no.11, pp.4734,4749, Nov. 2012.
- [32] R. I. Bojoi, L. R. Limongi, D. Ruiu and A. Tenconi, "Enhanced Power Quality Control Strategy for Single-Phase Inverters in Distributed Generation Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 798-806, 1.5, pp. 1281-1291

[36] Student Member, IEEE Bus,