

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

RHUAN GUSTAVO BELING

**PROJETO E CONTROLE DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.**

**Alegrete
2023**

RHUAN GUSTAVO BELING

**PROJETO E CONTROLE DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

B431p Beling, Rhuan Gustavo

Projeto e controle de sistemas fotovoltaicos com armazenamento de energia. / Rhuan Gustavo Beling.

69 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) -- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2023.

"Orientação: Guilherme Sebastião da Silva".

1. sistemas fotovoltaicos. 2. controle de conversores. 3. método MPPT. 4. sistemas fotovoltaicos híbridos. I. Título.

RHUAN GUSTAVO BELING**PROJETO E CONTROLE DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Dissertação defendida e aprovada em: 07 de julho de 2023.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Dr. Jumar Luis Russi

UNIPAMPA

Eng. Philipe Rangel de Souza



Assinado eletronicamente por **JUMAR LUIS RUSSI, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/07/2023, às 14:38, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 11/07/2023, às 14:53, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Philipe Rangel de Souza, Usuário Externo**, em 11/07/2023, às 14:57, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.

Dedico este trabalho a minha família,
pois o apoio deles foi primordial durante essa
caminhada.

AGRADECIMENTO

Aos meus pais, Enio e Diva e minha irmã Alana, por todo apoio, não somente durante a graduação, mas por todo apoio durante a trajetória da minha vida, principalmente durante os momentos em que estive distante da minha família.

Ao meu orientador Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva, por toda dedicação e conhecimentos passados a mim durante a trajetória acadêmica e a realização dessa dissertação, além de toda paciência e conselhos como orientador.

Aos meus colegas e amigos da UNIPAMPA João P. M. Fernandes, Larissa T. Neuenschwander, Vinicius R. Vieira, Greyce M. Minhos, Cristhian H. Kirinus e Diego A. Kirinus, por todo apoio e companheirismo durante esses anos de graduação.

Por fim, a todo corpo docente, colegas de curso e funcionários da UNIPAMPA, que de alguma forma, ajudaram ou participaram dessa jornada.

RESUMO

Com o aumento das tarifas de energia ocasionado por diversos fatores, mas no Brasil, principalmente pela escassez hídrica, muitas pessoas estão optando por gerar sua própria energia, com isso, o mercado fotovoltaico vem crescendo nos últimos anos. O presente trabalho, explora as possibilidades de fluxo de potência entre módulos fotovoltaicos, banco de baterias e rede elétrica em um sistema híbrido de minigeração, com potência nominal de 2500 W. Através da análise de diferentes cenários, foi possível compreender as vantagens e desafios de se implementar um sistema fotovoltaico conectado à rede.

Palavras-chave: sistemas fotovoltaicos, controle de conversores, método MPPT, sistemas híbridos.

ABSTRACT

With the increase in energy tariffs caused by several factors, but not Brazil, mainly due to water shortages, many people are choosing to generate their own energy, with that, or the photovoltaic market has been growing in recent years. This work explores the possibilities of power flow between photovoltaic modules, battery bank and electrical network in a hybrid mini-generation system, with nominal power of 2500 W. Through the analysis of different scenarios, it was possible to understand the advantages and challenges of implementing a photovoltaic system connected to the grid.

Keywords: photovoltaic systems, converter control, MPPT method, hybrid systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – A) Célula Fotovoltaica, B) Módulo Fotovoltaico.....	20
Figura 2 – Inversor Central.	21
Figura 3 – Inversor <i>String</i>	22
Figura 4 – Inversor <i>multistring</i>	22
Figura 5 – Célula de uma Bateria.....	23
Figura 6 – Curvas IxV e PxV do módulo Kyocera KD250GX-LFB2... ..	24
Figura 7 – Fluxograma MPPT.....	25
Figura 8 – Conversor Boost.....	28
Figura 9 – Conversor Full-Bridge.	29
Figura 10 – Conversor Bidirecional.	30
Figura 11 – Sistema fotovoltaico proposto.....	31
Figura 12 – Esquemático do MPPT.	34
Figura 13 – Malha de Corrente conversor bidirecional.....	34
Figura 14 – Conversor Bidirecional utilizado.	35
Figura 15 – Modelo do conversor Bidirecional, para obtenção da FT.	35
Figura 16 – Resposta em frequência da malha de corrente do bidirecional compensado.	39
Figura 17 – Localização dos Polos e Zeros da malha de corrente do bidirecional compensado.	40
Figura 18 – Topologia do inversor conectado à rede.	40
Figura 19 – Malha de controle de corrente interna do conversor Full-Bridge.	42
Figura 20 – Modelo do conversor Full-Bridge, para obtenção da FT... ..	42
Figura 21 – Resposta em frequência da malha de corrente do full-bridge compensado.	48
Figura 22 Localização dos Polos e Zeros da malha de corrente do full-bridge compensado.	49
Figura 23 – Malha de tensão completa.....	49
Figura 24 – Modelo do conversor Full-Bridge, para obtenção da FT da malha de tensão.	50
Figura 25 – Resposta em frequência da malha de tensão do full-bridge compensado.	53
Figura 26 - Localização dos Polos e Zeros da malha de tensão do full-bridge	

compensado.	54
Figura 27 – Simulação conversor Boost com o MPPT.	55
Figura 28 – Resposta da potência dos módulos ao degrau.	56
Figura 29 – Resposta da tensão do barramento CC ao degrau.	56
Figura 30 – Resposta da corrente do barramento CC ao degrau.	57
Figura 31 – Simulação conversor bidirecional com a bateria.	57
Figura 32 – Resposta da corrente do indutor ao degrau.	58
Figura 33 – Simulação Full-Bridge.	59
Figura 34 – Resposta da tensão do barramento CC ao degrau.	60
Figura 35 – Resposta da tensão de saída do Full-Bridge ao degrau.	60
Figura 36 – Resposta da corrente de saída do Full-Bridge ao degrau.	61
Figura 37 – Simulação da topologia completa com carga resistiva.	61
Figura 38 – Variação da temperatura e da irradiância solar usadas na simulação.	62
Figura 39 – Potência dos módulos com carga resistiva.	63
Figura 40 – Tensão do barramento CC com carga resistiva.	63
Figura 41 – Tensão da saída com carga resistiva.	64
Figura 42 – Corrente de saída com carga resistiva.	64
Figura 43 – Simulação da topologia completa conectada com a rede.	65
Figura 44 – Potência dos módulos com sistema conectado na rede.	65
Figura 45 – Tensão do barramento CC com sistema conectado na rede. ...	66
Figura 46 – Corrente de saída com sistema conectado na rede.	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do módulo fotovoltaico Kyocera KD250GX-LFB2.	32
Tabela 2 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor boost.....	32
Tabela 3 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor bidirecional.	36
Tabela 4 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor full-bridge. 41	
Tabela 5 – Especificação dos parâmetros para projeto do filtro passa-baixa e do capacitor de barramento.	41

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

NBR – Norma Brasileira;

MPPT – *Maximum Power Point Tracking* – Rastreamento do ponto de máxima potência;

CC – Corrente Contínua;

CA – Corrente Alternada;

FV – Fotovoltaico;

$P \times V$ – Potência pela Tensão;

$I \times V$ – Corrente pela Tensão;

P&O – Método Perturba e Observa;

CV – Técnica Tensão Constante;

IncCond – Técnica Indutância Incremental;

Off-Grid – Sistema Fotovoltaico desconectado da rede;

On-Grid – Sistema Fotovoltaico conectado à rede;

PI – Proporcional-Integral;

PID - Proporcional-Integral-Derivativo;

PRD – Proporcional-Ressonante-Derivativo;

PWM – *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso;

G – Ganho Estático;

V_{tri} – Referência de Tensão Dente de Serra;

FT – Função de Transferência;

$FTMA_{NC}$ - Função de Transferência de Malha Aberta não Compensada;

$FTMF_{NC}$ - Função de Transferência de Malha Fechada não Compensada;

$FTMA_C$ - Função de Transferência de Malha Aberta Compensada;

$FTMF_C$ - Função de Transferência de Malha Fechada Compensada;

RMS – Valor Eficaz;

M – Ganho da Modulação em Amplitude;

V_{max} – Valor máximo de tensão da referência dente de serra;

LISTA DE SIMBULOS

ΔV – Variação de Tensão;

V_i – Tensão de Entrada;

S – Chave;

D_i – Diodo;

L – Indutor;

i_L – Corrente do Indutor;

C – Capacitor;

R – Resistencia;

V_o – Tensão de Saída;

V_{CC} – Tensão do Barramento CC;

V_{BAT} – Tensão do Banco de Baterias;

P_{mp} - Potência Máxima;

V_{mp} - Tensão de Máxima Potência;

I_{mp} - Corrente de Máxima Potência;

P_o - Potência de saída;

f_s - Frequência de Chaveamento;

ΔI_L - Variação de Corrente no Indutor;

ΔV_C - Variação de Tensão no Capacitor;

D – *Duty Cycle* – Ciclo de Trabalho;

$I_{L,méd}$ - Corrente Média no indutor;

$I_{E,méd}$ - Corrente Média de entrada;

T_S - Período de Chaveamento;

I_o - Corrente de Saída;

D_C - Razão Cíclica de Comutação;

i_L^* – Corrente do Indutor Perturbada;

C_{PI} - FT do compensador PI do conversor Bidirecional;

H_i - FT do Sensor de corrente do indutor do conversor Bidirecional;

G_i - FT do modelo do conversor Bidirecional;

V_C - Tensão Cíclica de V_{CC} ;

V_b - Tensão do banco de baterias no modelo do Bidirecional;

f_C - Frequência de Corte ou Cruzamento por Zero do Bidirecional;
 Z_{PI} - Frequência do Zero do compensador PI do conversor Bidirecional;
 K - Ganho do compensador PI do conversor Bidirecional;
 C_{bus} - Capacitor do barramento CC;
 V_{PWM} - Tensão resultante da modulação;
 L_{fb} - Indutor do filtro do conversor Full-Bridge;
 C_{fb} - Capacitor do filtro do conversor Full-Bridge;
 V_{REDE} - Tensão da rede da concessionária;
 f_{sfb} - Frequência de Chaveamento do conversor Full-Bridge;
 ΔV_{CC} - Variação de Tensão no Barramento CC;
 I_{FBL} - Corrente do Indutor do filtro do conversor Full-Bridge Perturbada;
 I_{FBL}^* - Corrente do Indutor do filtro do conversor Full-Bridge Perturbada;
 C_{PRD} - FT do compensador PRD do conversor Full-Bridge;
 H_{iFB} - FT do Sensor de corrente do indutor do conversor Full-Bridge;
 G_{iFB} - FT do modelo da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 f_{CFB} - Frequência de Corte ou Cruzamento por Zero da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 Z_R - Zeros Ressonantes da malha de corrente;
 ω_n - Frequência Natural da malha de corrente;
 p_R - Polo Ressonante da malha de corrente;
 ω_r - Frequência da Rede;
 C_R - FT da Parcela Ressonantes da malha de corrente;
 MFC_R - Margem de Fase da Parcela Ressonantes da malha de corrente;
 f_{zprd} - Frequência do Zero derivativo da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 f_{pprd} - Frequência do Polo derivativo da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 Z_D - Zeros Derivativo da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 P_D - Polo Derivativo da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 K_1 - Ganho do PRD da malha de corrente do conversor Full-Bridge;
 C_{piv} - FT do compensador PI da malha de tensão do conversor Full-Bridge;
 H_v - FT do Sensor de tensão do capacitor do barramento CC;
 G_v - FT do modelo da malha de tensão do conversor Full-Bridge;
 V^* - Tensão do Capacitor do barramento CC Perturbada;
 I_C - Corrente do Capacitor do barramento CC;

I_g – Corrente de saída do filtro do conversor Full-Bridge;

V_S – Tensão do Capacitor do barramento CC;

i_{gef} – Corrente de saída do filtro do conversor Full-Bridge eficaz;

m_{ef} – Ganho da Modulação em Amplitude eficaz;

f_{CMT} - Frequência de Corte ou Cruzamento por Zero da malha de tensão do conversor Full-Bridge;

f_{ZMT} - Frequência do Zero do compensador PI da malha de tensão do conversor Full-Bridge;

K_2 - Ganho do PI da malha de tensão do conversor Full-Bridge;

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivos.....	17
1.2	Estrutura do Trabalho:	18
2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	19
2.1	Módulos Fotovoltaicos	20
2.2	Inversores	20
2.3	Banco de Baterias	23
2.4	Método MPPT:	24
2.5	Controlador PI:	26
2.6	Controlador PID:	27
2.7	Controlador PRD:	27
2.8	Conversor Boost	28
2.9	Conversor Full-Bridge.....	28
2.10	Conversor Bidirecional.....	29
3	SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO E CONTROLE	31
3.1	Estágio 1 – CC-CC	31
3.1.1	Projeto Conversor Boost.....	32
3.1.2	Controle MPPT	33
3.2	Estágio 2 – CC-CC - Baterias.....	34
3.2.1	Controle e Projeto do Conversor Bidirecional.....	34
3.3	Estágio 3 – CC-CA	40
3.3.1	Projeto Conversor Full-Bridge.....	41
3.3.2	Controle do Conversor Full-Bridge – Malha de Corrente	42
3.3.3	Controle do Conversor Full-Bridge – Malha de Tensão.....	49
4	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	55
4.1	Simulação do Conversor Boost com MPPT – Estágio 1 CC-CC.....	55
4.2	Simulação do Conversor Bidirecional com o Banco de Baterias – Estágio 2 CC-Baterias	57
4.3	Simulação do Conversor Full-Bridge com a Rede – Estágio 3 CC-CA.....	58
4.4	Simulação da Topologia Completa com Carga Resistiva	61
4.5	Simulação da Topologia Completa Conectada com a Rede.....	64
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	67

1 INTRODUÇÃO

A estrutura da matriz elétrica brasileira atual é baseada na geração centralizada, onde a energia elétrica é provida de grandes centros de geração, normalmente distantes da maioria dos seus consumidores, gerando enormes custos para as distribuidoras de energia com linhas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Segundo EPE, (Empresa de Pesquisa Energética), em 2020, apenas 2,5% da energia elétrica produzida no mundo vem de fontes renováveis, enquanto 29,5% vem do petróleo e seus derivados.

Por esse motivo, nos últimos anos, estamos presenciando grandes problemas tarifários no Brasil, devido principalmente pela escassez hídrica, que consiste na falta de água nos reservatórios das usinas hidrelétricas nacionais, fazendo-se necessário o uso de combustíveis fósseis para o contínuo funcionamento da matriz energética brasileira.

Em contraponto à geração centralizada de energia, está em ascensão a geração distribuída de energia, na qual a população comum está gerando sua própria energia, principalmente fazendo uso da energia fotovoltaica.

Essas tarifas variam conforme os horários de pico e os de menor consumo, que são os momentos em que ocorrem os maiores consumos de energia. Analisando a maneira como a energia é utilizada, podemos relacionar melhor a relação custo-benefício entre gerar sua própria energia, usar a fornecida pela concessionária ou ainda utilizar a armazenada nos bancos de baterias, fazendo assim, o melhor uso para a energia elétrica em cada um dos seus cenários de uso.

Os sistemas híbridos, com armazenamento de energia, trazem diversas vantagens, ele aproveita a abundância de luz solar, reduzindo a dependência de outras fontes de energia, garantindo um fornecimento de energia quando a irradiância solar não é suficiente, podendo ser utilizado em situações como no horário de ponta, no qual o custo de energia elétrica é maior.

1.1 Objetivos

Esse trabalho, tem por objetivo geral realizar o projeto e controle de um sistema fotovoltaico, composto por módulos fotovoltaicos, conversor boost com MPPT, barramento

CC, conversor bidirecional, banco de baterias, conversor full-bridge, sendo esse sistema conectado à rede, com isso analisar a resposta da estrutura sob diferentes perturbações. Os objetivos específicos são:

- Apresentar a funcionamento dos diferentes estágios do sistema;
- Demonstrar o funcionamento dos conversores com suas respectivas formas de controle;
- Obter o resultado da topologia completa em diferentes situações de funcionamento;

1.2 Estrutura do Trabalho:

A apresentação do trabalho, seguirá na seguinte estrutura:

- Capítulo 1: no primeiro capítulo, está disposto uma introdução sobre o tema, as justificativas da escolha e os objetivos gerais e o específico;
- Capítulo 2: contém uma breve análise bibliográfica sobre os componentes usados no projeto e controle do sistema;
- Capítulo 3: refere-se aos projetos dos conversores e das malhas de controle do sistema, além disso, faz a explicação sobre os estágios de funcionamento;
- Capítulo 4: por fim, no último capítulo, está presente as respostas dos estágios a diferentes perturbações e após a resposta do sistema completo.

2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Desde o século XIX a humanidade tem conhecimento sobre o efeito fotovoltaico, que é a conversão direta da luz em eletricidade (VILLALVA, 2012). A partir disso, os estudos sobre esse efeito vêm se aperfeiçoando com o passar do tempo.

Atualmente, os sistemas de geração de energia elétrica por meio da luz solar já fazem uma parte considerável da matriz energética, com previsão de serem as maiores produtoras de energia elétrica até 2100, de acordo com a Bundesverband Solarwirtschaft (Associação Alemã da Indústria Solar).

Hoje em dia, os sistemas de geração fotovoltaicas residenciais são basicamente divididos em dois tipos, sistemas fotovoltaicos autônomos e conectados à rede.

Os sistemas autônomos, também chamados de sistemas isolados, são empregados em locais não atendidos por uma rede, são utilizados para alimentar residências ou qualquer outro tipo de carga em locais onde não há redes de concessionárias para abastecimento de energia. (VILLALVA, 2012).

No caso dos conectados à rede, esse sistema é empregado em locais já atendidos pela concessionária de energia elétrica, podendo reduzir ou eliminar o consumo da rede pública ou até gerar excedentes de energia. (VILLALVA, 2012).

Esses sistemas de geração fotovoltaica conectados com a rede, são constituídos basicamente dos seguintes componentes: Módulo Fotovoltaico, onde é gerada a energia elétrica a partir da luz solar, Inversor, onde a energia que sai do módulo é convertida de CC (corrente contínua) para CA (corrente alternada), banco de baterias (não é comumente usado, porém serve para armazenar a energia produzida) e por último a carga (no caso residencial, se trata de os utensílios que utilizam energia elétrica).

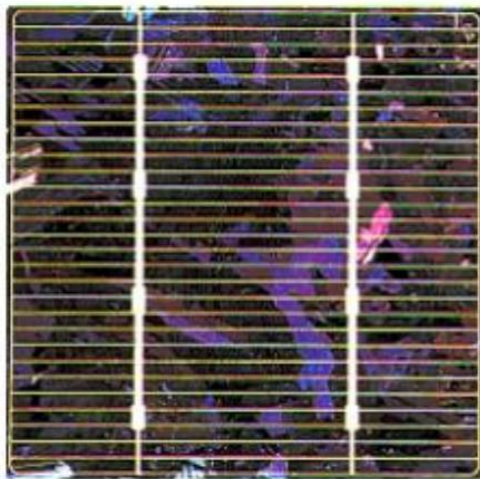
2.1 Módulos Fotovoltaicos

Os módulos fotovoltaicos são onde ocorre o efeito fotovoltaico citado anteriormente, que se baseia na criação de uma corrente elétrica em um material, após sua exposição a luz.

Esse efeito, ocorre, pois, dentro da célula de um módulo fotovoltaico são constituídas por materiais semicondutores diferentes, do tipo P e tipo N (ZIMMER, 2022).

O módulo fotovoltaico comercial, normalmente consiste em uma estrutura metálica, normalmente de alumínio, que é composto pelas células fotovoltaicas ligadas em paralelo e em série, coberto por uma camada de vidro para proteção (RIBEIRO, 2016).

Figura 1 – A) Célula Fotovoltaica, B) Módulo Fotovoltaico.



A)



B)

Fonte: (RIBEIRO, 2016)

2.2 Inversores

Como discutido no tópico anterior, os módulos fotovoltaicos transformam os fótons na energia elétrica em corrente contínua, para fazer a conversão dessa energia para a energia usada residencialmente, conversão CC/CA, com sinal senoidal, é utilizado um inversor.

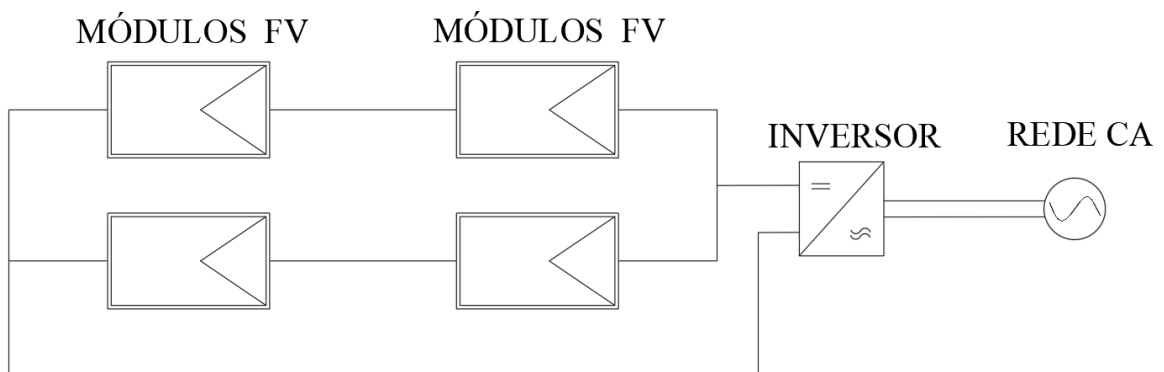
Os inversores, são classificados em três tipos, sendo eles o *grid-tie*, que precisam estar conectados à rede para seu funcionamento, os *off-grid*, que operam sem presença da uma rede

elétrica externa, fazendo uso de um banco de baterias, para alimentação do sistema quando a presença solar é escassa e os inversores híbridos, que podem operar tanto conectado como desconectados da rede. No caso dos inversores *grid-tie* a desconexão desses modelos de inversores da rede é obrigatória em caso de condições não nominais de tensão e frequência, ilhamento ou faltas, de acordo com a NBR 16149 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2013a) e NBR IEC 62116 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2012) (BELLINASSO, 2017).

Além da classificação quanto a conexão ou não com a rede elétrica, também podem ser classificados em quatro diferentes configurações: inversor central, inversor *string* e inversor *multistring*. (PAIVA, 2016)

No inversor central, os módulos são conectados em série, formando fileiras, essas fileiras são dispostas em paralelo, sendo ligadas a um único inversor conectado à rede (NOWACZYKI, 2020), conforme figura 2.

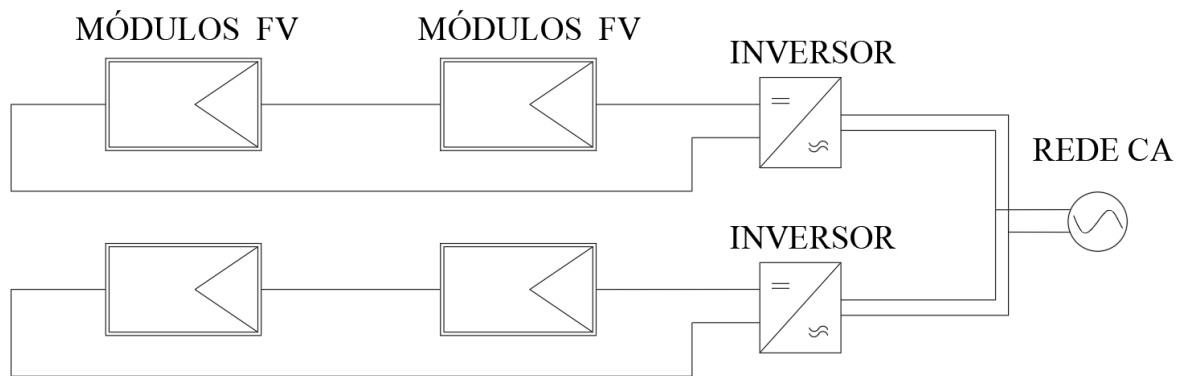
Figura 2 – Inversor Central.



Fonte: Adaptado de NOWACZYKI, 2020.

No inversor *String*, cada um dos conjuntos de módulos conectados em série é conectado diretamente a um inversor, com isso o MPPT é realizado individualmente a cada fileira, reduzindo as perdas por sombreamento (NOWACZYKI, 2020), como na figura 3.

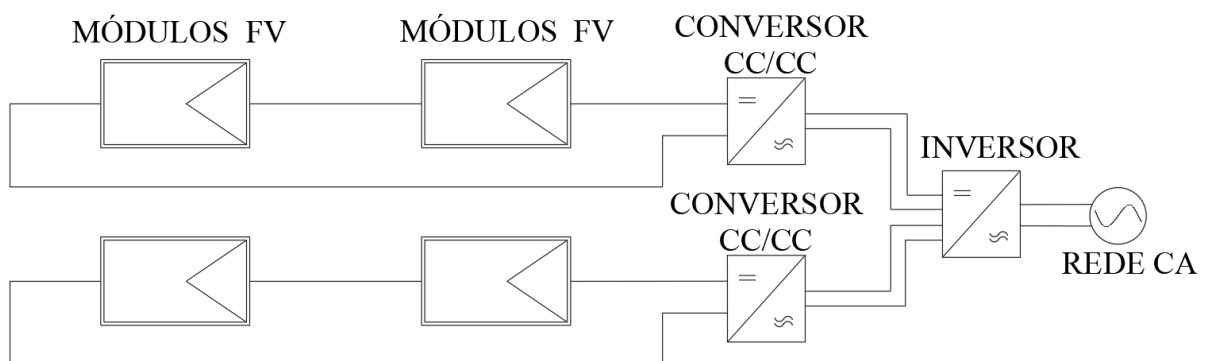
Figura 3 – Inversor *String*.



Fonte: Adaptado de NOWACZYKI, 2020.

Na configuração *multistring*, cada conjunto de módulos é conectado a um conversor CC/CC diferente e esses são conectados a um conversor CC/CA, com isso, o sistema garante maior eficiência em cada MPPT. Esse sistema é ideal para instalações em telhados, nas quais o sistema está submetido a diferentes orientações (NOWACZYKI, 2020), esse inversor, apresenta a estrutura mostrada na figura 4:

Figura 4 – Inversor *multistring*.



Fonte: Adaptado de NOWACZYKI, 2020.

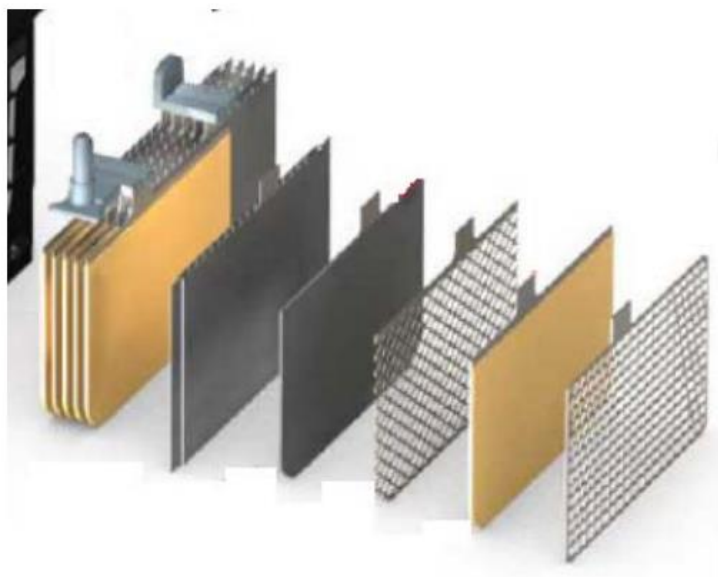
2.3 Banco de Baterias

Os bancos de baterias, são utilizados tanto em sistemas isolados da rede, quanto em alguns casos, conectados à rede. São responsáveis por armazenar o excedente de energia gerada pelo sistema para uso posterior, para manter as cargas ativas em caso de falta de energia da rede ou do sistema fotovoltaico.

A bateria, é uma fonte de corrente contínua, composta por uma combinação de células eletroquímicas, essas células têm por objetivo converter energia química armazenada em energia elétrica (SANTOS e MATSUMOTO, 2010).

A célula, normalmente é constituída por dois conjuntos de placas metálica, separados por um isolante elétrico e imerso em uma solução eletrolítica, uma das placas é conhecida como ânodo, para onde os ânions tendem a migrar e o cátodo, onde os cátions têm tendência a migrar. Segue na figura 5, a estrutura de uma célula (SANTOS e MATSUMOTO, 2010).

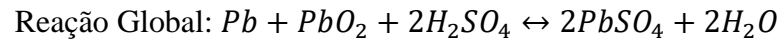
Figura 5 – Célula de uma Bateria.



Fonte: SANTOS e MATSUMOTO, 2010.

Para os sistemas fotovoltaicos, são utilizadas baterias estacionárias, normalmente de chumbo-ácido, Nessas baterias, o ânodo é composto por chumbo, o cátodo por dióxido de chumbo e a solução eletrolítica por ácido sulfúrico (OLIVEIRA, 2016). Nessa bateria, ocorrem

as seguintes reações químicas:

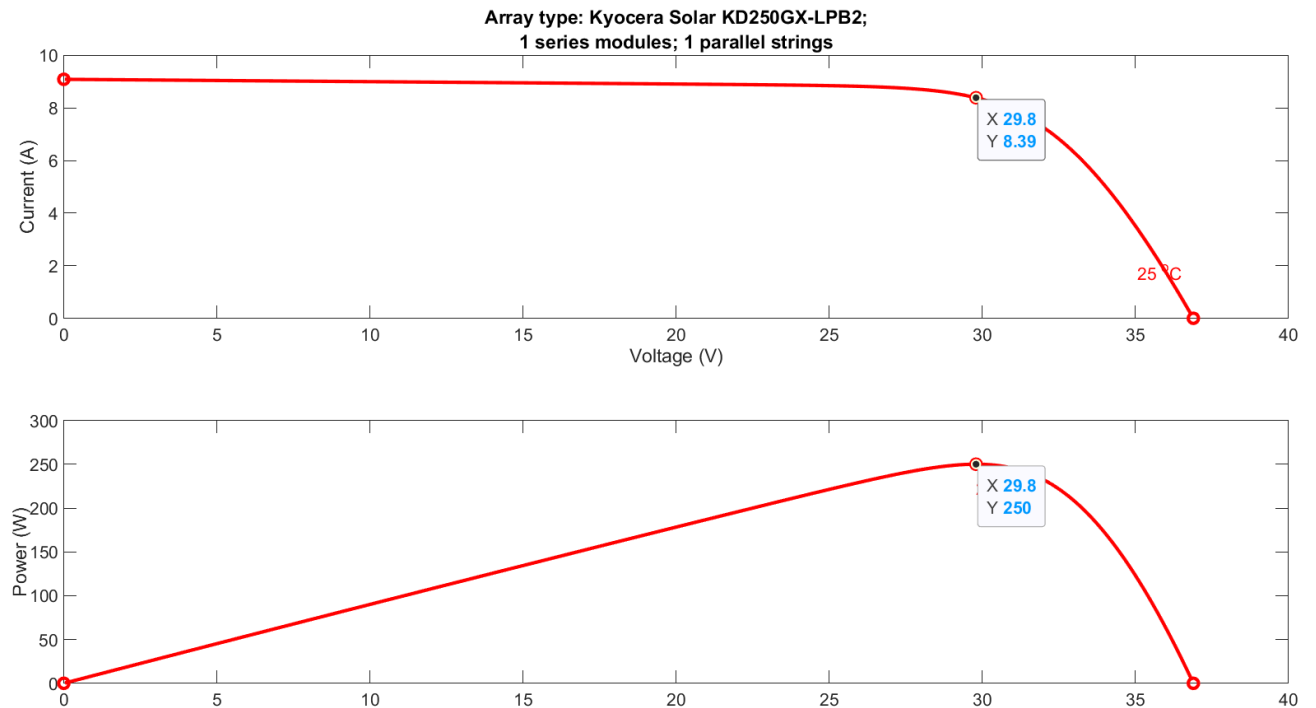


Fonte: (OLIVEIRA, 2016).

2.4 Método MPPT:

A técnica de MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), ou seja, rastreamento do ponto de máxima potência. Tem por objetivo extrair a máxima potência em um sistema fotovoltaico. Esse ponto de máxima potência pode ser observado diretamente nas curvas P_xV e I_xV do módulo, como por exemplo para o módulo fotovoltaico Kyocera KD250GX-LFB2, figura 6.

Figura 6 – Curvas I_xV e P_xV do módulo Kyocera KD250GX-LFB2.



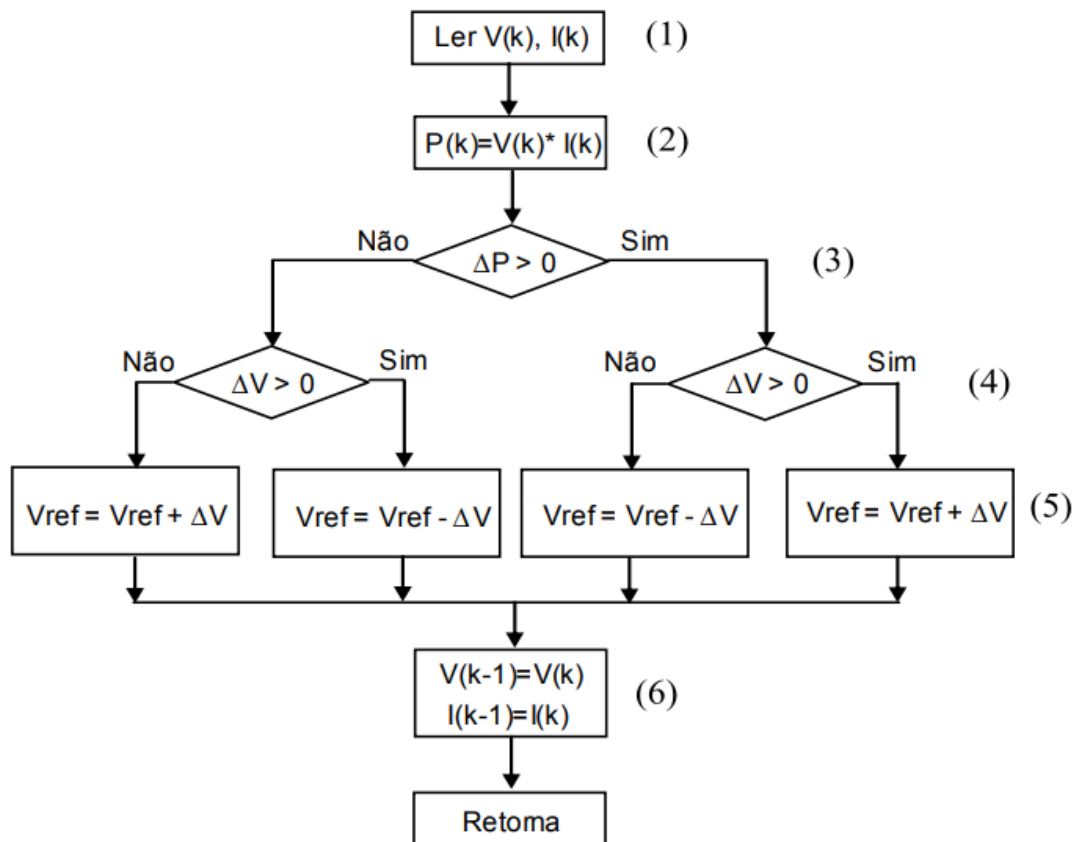
Fonte: Autor

Como podemos ver na imagem, o ponto de máxima potência desse módulo, para 25°C e irradiância de 1000 W/m², se dá com uma tensão de 29,8 V, nesse caso tendo 250 W de potência de saída e uma corrente de 8,39 A.

Para a implementação do MPPT é necessário o uso de diferentes técnicas para atingir esse objetivo do rastreamento do ponto de potência máxima, como por exemplo Técnica da tensão constante (CV), Técnica Perturba e Observa (P&O) e Técnica da condutância Incremental (IncCond).

Na maior parte dos sistemas, emprega-se a Técnica Perturba e Observa; para realização dessa técnica, é realizada uma perturbação na tensão do arranjo fotovoltaico e observa-se a potência de saída, caso ocorra um aumento da tensão de saída, essa perturbação permanece no mesmo sentido, caso contrário, a perturbação ocorre no outro sentido. Esse processo é repetido a cada intervalo de tempo, buscando se ajustar sempre a maior potência (SEGUEL, 2009). O objetivo do algoritmo é sempre tentar manter o topo da curva P_xV, como na fig. 6, independente da irradiância e da temperatura. O algoritmo do P&O segue o fluxograma na figura 7:

Figura 7 – Fluxograma MPPT.



Para funcionamento do algoritmo, seguem os seguintes passos, mostrados na figura 7:

1. É feita a leitura da tensão e da corrente de saída dos módulos;
2. Com os dados obtidos em (1), é calculada a potência CC.
3. É feita a análise se houve diferença no valor da potência comparando o tempo atual com o ciclo anterior
4. É feita a análise se teve alteração na tensão em comparação ao ciclo anterior, e se foi uma mudança maior ou menor que zero, ou seja, aumento ou diminuição da tensão
5. Com a análise da alteração da tensão, é feito o ajuste com o valor ΔV , para manter o valor de tensão sempre no ponto de máxima potência.
6. Os valores são atualizados e o ciclo reinicia para nova análise.

2.5 Controlador PI:

O controlador PI, ou seja, Proporcional-integral, é um dos controladores mais comumente usados em sistemas de controle de inversores de tensão (RODRIGUES, 2010). Esse controlador, tem a seguinte equação para resposta em frequência:

$$C_{PI}(s) = K \frac{(s + z_{PI})}{s} \quad (1)$$

Onde:

K = Ganho proporcional do PI;

1/s = Ganho integral do PI;

Z_{pi} = Zero do Controlador.

Para garantir uma correta operação em regime permanente, é utilizado o ganho integral do Controlador PI (1/s), com o objetivo de minimizar o erro de regime permanente (SOUZA, 2018). Já o ganho proporcional tem como objetivo fornecer uma resposta transitória adequada ao sistema (TAKIUTI, 2015). Além desses, o zero do controlador, tem por objetivo amenizar a desestabilidade causada pelo polo na origem.

2.6 Controlador PID:

Junto ao controlador citado anteriormente, onde o ganho proporcional visa melhorar a resposta para minimizar o efeito da instabilidade durante o regime transitório, a parcela derivativa do PID, busca resolver definitivamente essa instabilidade (SOUZA, 2018). Dessa forma, visando solucionar o erro de regime permanente e a resposta transitória é utilizado o PID, tendo a seguinte Função de Transferência:

$$C_{PID}(s) = K \frac{(s + z_I) \cdot (s + z_D)}{s \cdot (s + p_D)} \quad (2)$$

Onde:

K = Ganho proporcional;

$1/s$ = Ganho integral;

z_I = Zero do Integrador;

p_D = Polo derivativo;

z_D = Zero derivativo.

2.7 Controlador PRD:

Fazendo uso do controlador citado anteriormente, onde é feita a substituição da parte Integrativa para uma parte ressonante, obtemos a seguinte função de transferência (SOUZA, 2018):

$$C_{PRD}(s) = K \frac{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + z_D)}{(s^2 + p_R^2) \cdot (s + p_D)} \quad (3)$$

Onde:

ζ = Coeficiente de Amortecimento;

ω_n = Frequência dos zeros;

p_R = Polos Ressonantes;

p_D = Polo derivativo;

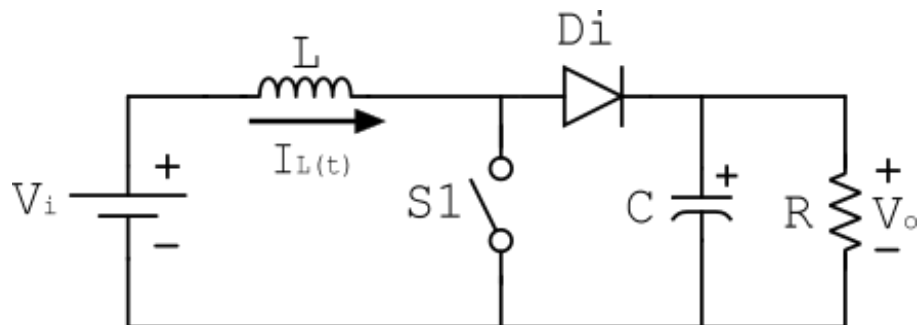
z_D = Zero derivativo.

Fazendo uso da parte ressonante, podemos obter um alto ganho para este controlador, próximo da frequência angular, conseguindo chegar a uma melhor estabilidade em regime permanente (MANO, 2010).

2.8 Conversor Boost

O conversor boost é um conversor chaveado elevador de tensão, onde significa que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada (HART, 2011). Esse conversor é comumente usado em sistemas fotovoltaicos para elevar a tensão dos módulos para compatibilizar com o barramento CC. Além disso, é durante a operação do chaveamento do conversor boost onde é implementado o PWM resultante do MPPT.

Figura 8 – Conversor Boost.



Fonte: Autor

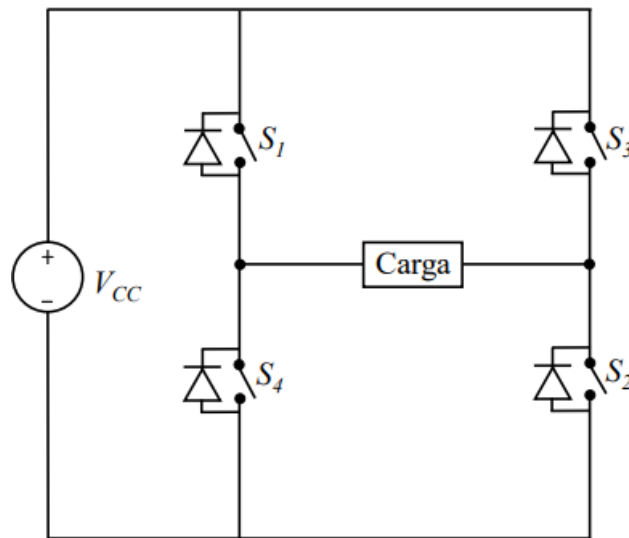
Para seu funcionamento, durante a operação com a chave, S_1 , fechada, pelo diodo estar polarizado reversamente, faz com que a corrente aumente linearmente, fazendo o indutor armazenar energia magnética, nesse momento, a carga é apenas alimentada pelo capacitor. Quando ocorre a abertura da chave, a fonte V_i , e a corrente do indutor passa pelo diodo, carregando o capacitor e para a carga (HART, 2011).

2.9 Conversor Full-Bridge

O Conversor full-bridge, também conhecido por ponte-completa, é um inversor CC-CA, onde, fazendo uso de um chaveamento periódico converte tensão em corrente contínua

para corrente alternada (COSTA, 2019). Em sistemas fotovoltaicos, é utilizada para converter a tensão do barramento CC em CA, para alimentar as cargas e permitir conexão com a rede.

Figura 9 – Conversor Full-Bridge.



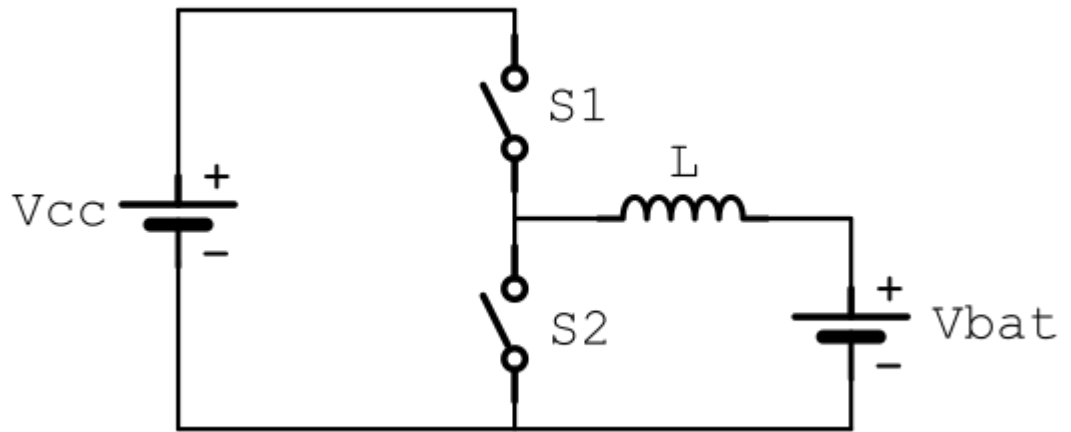
Fonte: Souza (2018).

Para o seu funcionamento, na primeira etapa S_1 e S_2 são fechadas e S_3 e S_4 são abertas, e a tensão V_{CC} é aplicada na carga. Na segunda parte, S_1 e S_2 são abertas enquanto S_3 e S_4 fechadas, assim fazendo com que a carga seja alimentada com fluxo negativo de corrente (RASHID, 2004).

2.10 Conversor Bidirecional

O conversor bidirecional é um conversor CC-CC chaveado que garante a bidirecionalidade do fluxo de potência. Em sistemas fotovoltaicos, esse sistema é utilizado para direcionar o fluxo de corrente entre o barramento CC e o banco de baterias, fazendo com que, em determinados momentos o banco de baterias opere como carga e em outros momentos como fonte (SILVA, 2013).

Figura 10 – Conversor Bidirecional.

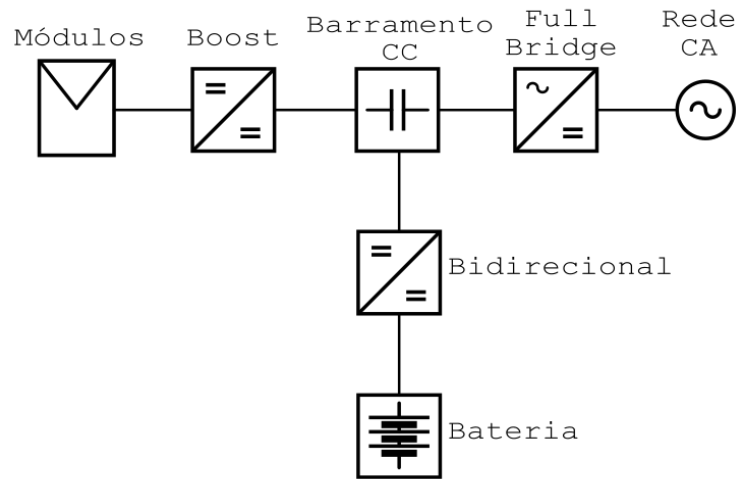


Fonte: Autor.

3 SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO E CONTROLE

O presente capítulo, apresenta a topologia do sistema utilizado, desde o projeto dos componentes, contando com o funcionamento dos conversores e controladores utilizados. Além da aplicação do MPPT junto aos módulos fotovoltaicos.

Figura 11 – Sistema fotovoltaico proposto.



Fonte: Autor.

O funcionamento da topologia apresentada na figura anterior, possui três estágios de funcionamento, sendo eles, o estágio um, composto pelos módulos fotovoltaicos e o conversor boost, o estágio dois, composto pelo banco de baterias e o conversor bidirecional e o estágio três, sendo composto pelo conversor full-bridge e a rede CA, sendo esses três interconectados pelo barramento CC.

3.1 Estágio 1 – CC-CC

O estágio um, é composto pelos módulos fotovoltaicos, pelo conversor boost e pelo MPPT. Os painéis utilizados são os Kyocera KD250GX-LFB2, composto por 10 ligados em série, cada um deles, tendo os parâmetros mostrados na tabela 1:

Tabela 1 – Parâmetros dos módulos fotovoltaicos Kyocera KD250GX-LFB2.

Parâmetros	Valores
Potência Máxima (P_{mp})	250 W
Tensão de Máxima Potência (V_{mp})	29,8 V
Corrente de Máxima Potência (I_{mp})	8,39 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{oc})	36,9 V

Fonte: Autor, dados coletados de (DATASHEET).

3.1.1 Projeto Conversor Boost

Para realizar a conexão dos módulos fotovoltaicos com o barramento CC, é necessário um conversor boost, o qual tem por objetivo, um aumento de tensão da saída com relação a entrada. Para a obtenção desse, é necessário realizar o projeto do mesmo, seguindo os parâmetros da tabela 2.

Tabela 2 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor boost.

Parâmetros	Valores
Potência de Saída (P)	2500 W
Tensão de Entrada (V_i)	298 V
Tensão de Saída (V_o)	400 V
Frequência de Chaveamento (f_s)	20 kHz
Variação da Corrente Indutor (ΔI_L)	5% Corrente Média Indutor
Variação Tensão Capacitor (ΔV_C)	1% Tensão de Saída

Fonte: Autor

Para calcular os componentes desse conversor, são usadas as seguintes equações (MOHAN, 2012):

O ganho estático (G) desse conversor é dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1,34 \quad (4)$$

Com isso, razão cíclica (D):

$$D = \frac{G - 1}{G} \cong 0,254 \quad (5)$$

Corrente Média no indutor:

$$I_{L_méd} = I_{E_méd} = \frac{P}{V_i} = 8,389 \text{ A} \quad (6)$$

$$\Delta I_L(5\%) = 0,4195 \text{ A} \quad (7)$$

Cálculo do Indutor (L):

$$L = \frac{V_i D T_s}{\Delta I_L} = 9,022 \text{ mH} \quad (8)$$

Cálculo da Carga (R):

$$R = \frac{V_o^2}{P} = 64 \Omega \quad (9)$$

Cálculo da Corrente de Saída (I_o):

$$I_o = \frac{V_o}{R} = 6,25 \text{ A} \quad (10)$$

Cálculo Capacitor (C):

$$\Delta V_C(1\%) = 4 \text{ V} \quad (11)$$

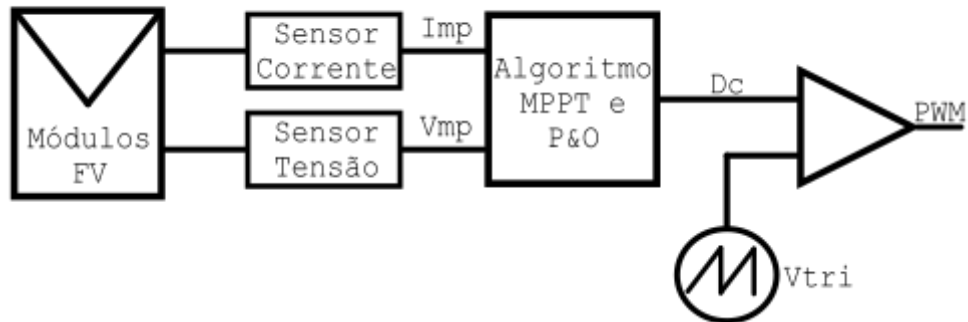
$$C = \frac{I_o D T_s}{\Delta V_C} = 19,844 \mu\text{F} \quad (12)$$

3.1.2 Controle MPPT

O controle do PWM de chaveamento do conversor boost, se dá pelo MPPT, que nesse caso, foi utilizado o método Perturba & Observa, para realizar o rastreamento de máxima potência.

Para tanto, são analisadas a corrente e a tensão dos módulos para cálculo da potência. A partir desse resultado, foi obtida uma variável de saída do algoritmo, sendo essa, uma razão cíclica de comutação D_c . Essa razão cíclica é comparada com uma forma de onda no formato de dente de serra, a qual gera o PWM usado no chaveamento do conversor boost, conforme esquemático mostrado na figura 12.

Figura 12 – Esquemático do MPPT.



Fonte: Autor.

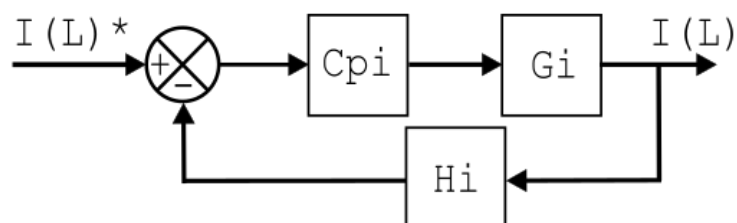
3.2 Estágio 2 – CC-CC - Baterias

O segundo estágio de funcionamento, é composto pelo conversor bidirecional, o qual tem a função de realizar a ligação entre o banco de baterias e o barramento CC, e pelo banco de baterias a qual armazena a carga gerada pelos módulos.

3.2.1 Controle e Projeto do Conversor Bidirecional

Para alcançar o correto funcionamento do conversor bidirecional, é necessário implementar uma malha de controle para o mesmo, visando controlar o fluxo da corrente do banco de baterias, para isso, é proposta a malha de controle da figura 13.

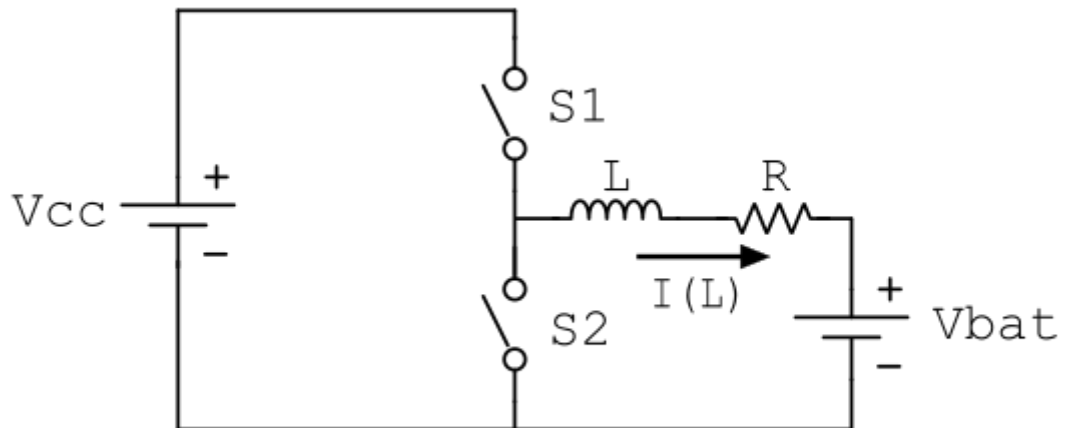
Figura 13 – Malha de Corrente conversor bidirecional.



Fonte: Autor.

Sendo a Figura 14, a topologia completa do conversor bidirecional utilizado para conexão da bateria com o barramento CC, sendo $V_{cc} = 400V$ e $V_{bat} = 12V$.

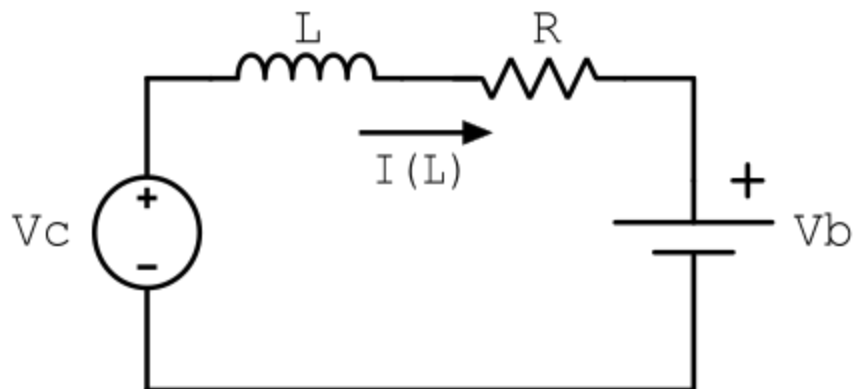
Figura 14 – Conversor Bidirecional utilizado.



Fonte: Autor.

Para obter a função de transferência do conversor, a partir do conversor da Figura 14, podemos considerar o modelo simplificado da figura 15, Sendo L , o indutor, R , o resistor, V_b a tensão da bateria:

Figura 15 – Modelo do conversor Bidirecional, para obtenção da FT.



Fonte: Autor.

Aplicando LKT (Lei de Kirchhoff da tensão) nessa malha, obtemos a seguinte equação:

$$-V_c + R \cdot I_L(t) + L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} + V_b = 0 \quad (13)$$

Considerando que, $V_c = V_{cc}$, quando $S1 = 1$ e $S2 = 0$, e que $V_c = 0$ quando $S1 = 0$ e os valores médios do período de comutação (T_s), obtemos os valores em função do *duty cycle*, sendo o valor de V_c :

$$\langle V_c \rangle_{T_s} = V_{cc} \cdot D(t) \quad (14)$$

Resultando em:

$$-V_{cc} \cdot D(t) + R \cdot I_L(t) + L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} + V_b = 0 \quad (15)$$

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$-V_{cc} \cdot D(s) + R \cdot I_L(s) + L \cdot s \cdot I_L(s) + V_b = 0 \quad (16)$$

Como V_b não possui componente em termos da frequência, então $V_b = 0$, com isso, colocando a equação acima em termos da corrente do indutor e do *duty cycle*, temos a seguinte FT:

$$Gi(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{cc}}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (17)$$

Para o projeto desse conversor, foram considerados os parâmetros da tabela 3:

Tabela 3 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor bidirecional.

Parâmetros	Valores
Potência de Saída (P)	2500 W
Tensão de Entrada (V_i)	400 V
Tensão de Saída (V_o)	12 V
Frequência de Chaveamento (f_s)	10 kHz
Variação da Corrente Indutor (ΔI_L)	5% Corrente Média Indutor

Fonte: Autor

Para calcular os componentes desse conversor, são usadas as seguintes equações (ARAÚJO, 2017):

O *duty cycle* (D) desse conversor é dado por:

$$D = \frac{V_o}{V_i} = 0,03 \quad (18)$$

A corrente média do indutor é dada por:

$$I_{L_méd} = \frac{P}{V_o} = 208,3 \text{ A} \quad (19)$$

$$\Delta I_{m_L}(5\%) = 10,415 \text{ A} \quad (20)$$

Cálculo Indutor (L):

$$L = \frac{D \cdot (V_i - V_o) \cdot T_s}{\Delta I_{m_L}} = 111,8 \text{ } \mu\text{H} \quad (21)$$

Cálculo da Carga:

$$R = \frac{P}{I_{L_méd}^2} = 0,058 \text{ } \Omega \quad (22)$$

A partir do projeto e da obtenção da FT do conversor, projetou-se um controlador Proporcional-Integral, visando buscar o erro nulo em regime permanente. A função de transferência em malha aberta não compensada é a seguinte:

$$FTMA_{NC} = G_i(s) \cdot H_i(s) \quad (23)$$

A função de transferência em malha fechada não compensada é a seguinte:

$$FTMF_{NC} = \frac{G_i(s) \cdot H_i(s)}{1 + G_i(s) \cdot H_i(s)} \quad (24)$$

Sendo $H_i(s)$, o sensor de corrente do indutor, sendo desprezada a dinâmica do sensor, considerando somente seu ganho, sendo $H_i(s) = 1$.

A frequência de corte, é definida como sendo uma década abaixo da frequência de cruzamento, sendo assim:

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 1 \text{ kHz} \quad (25)$$

A partir da frequência de corte, podemos obter a frequência do zero do controlador PI, sendo essa disposta a uma década abaixo da frequência de corte, com isso

$$Z_{PI} = \frac{f_c}{10} = 100 \text{ Hz} = 628,32 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (26)$$

Com isso, obtemos a seguinte função de transferência do controlador, que é definida como:

$$C_{PI}(s) = K \frac{(s + 628,32)}{s} \quad (27)$$

Assim, a função de transferência em malha aberta compensada é a seguinte:

$$FTMA_C(s) = C_{pi}(s) \cdot Gi(s) \cdot Hi(s) \quad (28)$$

$$Gi(s) = \frac{3,58M}{s + 518,78} \quad (29)$$

$$FTMA_C(s) = K \frac{(s + 628,32)}{s} \cdot \frac{3,58M}{s + 518,78} \cdot 1 \quad (30)$$

Com o objetivo de encontrar o ganho K do controlador, definimos como $|FTMA_C(j\omega_{CZ})| = 1$, o que implica dizer que, quando aplicada a frequência de corte na $FTMA_C$ o ganho da FT é unitário, sendo assim:

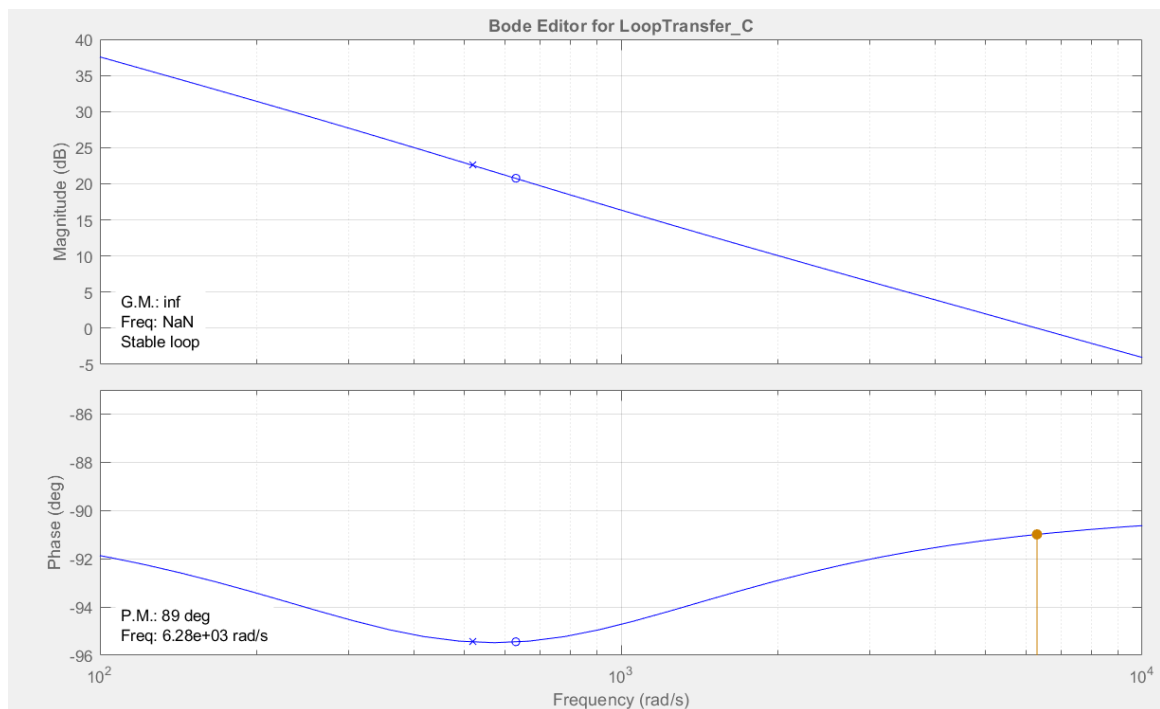
$$K = \left| \frac{(j\omega_{CZ}) \cdot (j\omega_{CZ} + 518,78)}{(j\omega_{CZ} + 628,32) \cdot (3,58M)} \right| = 0,0018 \quad (31)$$

E, desta forma, obtém-se a função de transferência do controlador Proporcional-Integral do conversor bidirecional, mostrado abaixo:

$$C_{PI}(s) = 0,0018 \frac{(s + 628,32)}{s} \quad (32)$$

Com isso, a figura 16 demonstra a resposta em termos da frequência do sistema compensado:

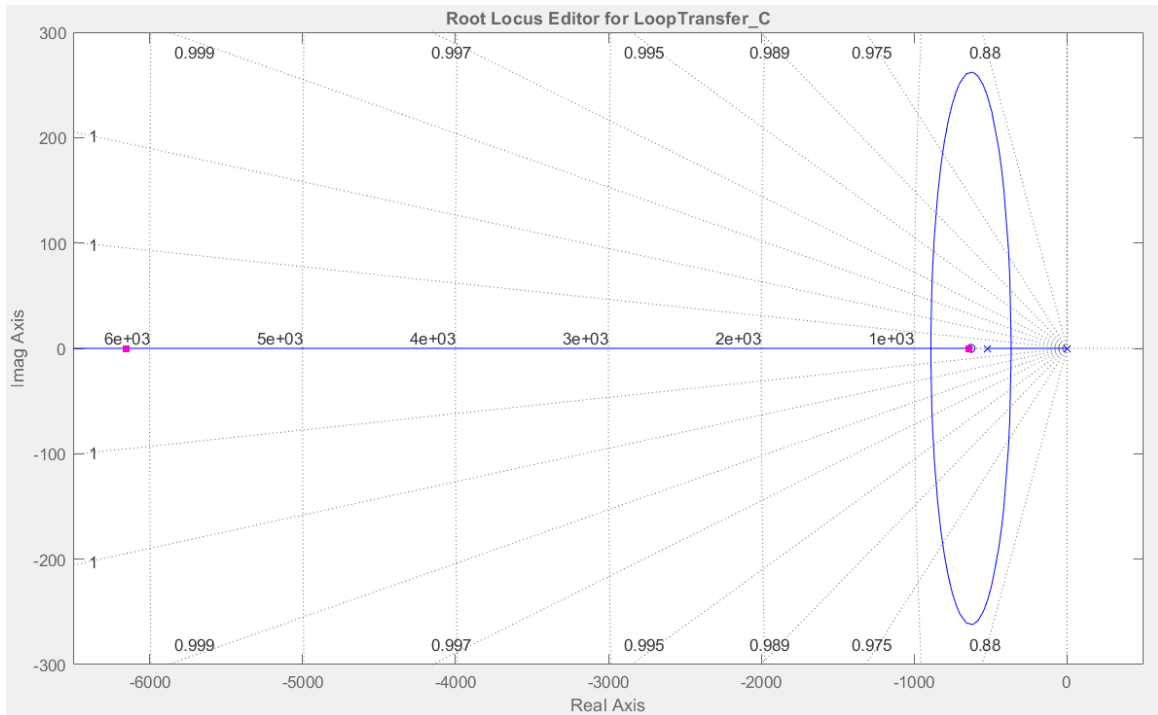
Figura 16 – Resposta em frequência da malha de corrente do bidirecional compensado.



Fonte: Autor.

Na figura 17, temos a localização dos polos e zeros para o sistema compensado:

Figura 17 – Localização dos Polos e Zeros da malha de corrente do bidirecional compensado.



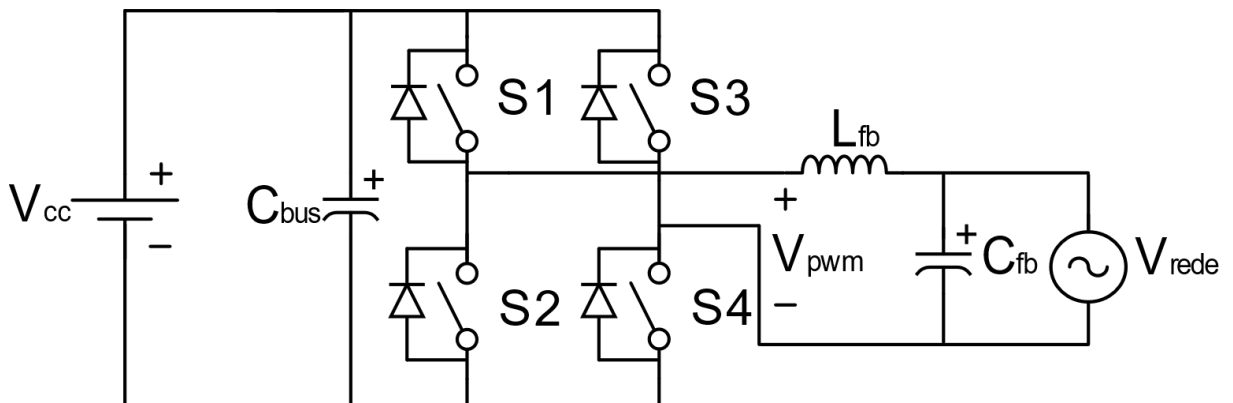
Fonte: Autor.

3.3 Estágio 3 – CC-CA

A parte do terceiro estágio de operação, contempla a conversão da tensão do barramento CC, de 400 V, para tensão da rede CA, sendo ela 220 V RMS. Para isso, é utilizado um conversor full-bridge.

A topologia do conversor full-bridge juntamente com o estágio 3 é mostra na figura 18:

Figura 18 – Topologia do inversor conectado à rede.



Fonte: Autor.

3.3.1 Projeto Conversor Full-Bridge

Para realização do projeto do capacitor do barramento e do filtro de saída do conversor, foram seguidos os parâmetros da tabela 4:

Tabela 4 – Especificação dos parâmetros para projeto do conversor full-bridge.

Parâmetros	Valores
Potência de Saída (P)	2500 W
Tensão de Entrada (V_i)	400 V
Tensão de Saída (V_o)	220 V RMS
Frequência de Chaveamento (f_{sfb})	20 kHz

Fonte: Autor

Na saída do conversor, para conexão com a rede, foi projeto um filtro passa-baixa, com o objetivo de apenas reproduzir a frequência de 60Hz da rede e evitar o ruído da frequência de chaveamento, para isso, foi definido o valor do indutor e a frequência de corte como sendo uma década abaixo da frequência de comutação do conversor. Além disso, visando minimizar a ondulação de tensão no barramento, foi projetado um capacitor no barramento CC, sendo os parâmetros utilizados da tabela 5:

Tabela 5 – Especificação dos parâmetros para projeto do filtro passa-baixa e do capacitor de barramento.

Parâmetros	Valores
Indutor (L_{FB})	1 mH
Frequência de Corte (f_{CFB})	2 kHz
Variação da Tensão do Barramento (ΔV_{CC})	5% de V_{CC}

Fonte: Autor

Com isso, o capacitor do filtro é definido pela seguinte equação:

$$C_{FB} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{CFB}^2 \cdot L_{FB}} = 6,33 \mu F \quad (33)$$

Para calcular o capacitor do barramento CC, foi usada a seguinte equação (NODARI, 2011):

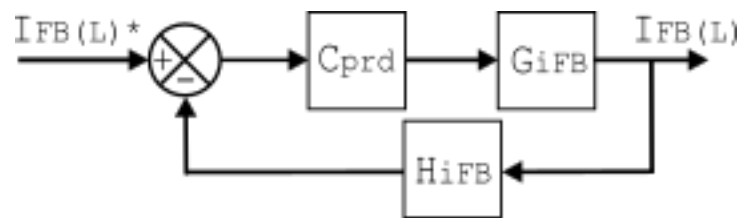
$$C_{BUS} = \frac{1}{V_{CC} \cdot 2\pi \cdot f_{sfb} \cdot \Delta V_{CC}} = 2 \text{ mF} \quad (34)$$

3.3.2 Controle do Conversor Full-Bridge – Malha de Corrente

Visando o funcionamento do inversor, mantendo uma tensão e corrente de saída em fase com a rede independentemente de ondulações e distorções no barramento CC, foi dimensionada uma malha de controle de corrente e de tensão para o conversor. Esse sistema de controle é composto por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão.

Primeiramente, para reduzir o erro em regime permanente da corrente do indutor e visando um pico de ganho em 60 Hz, foi utilizado um controlador ressonante, sendo esse mais adequado para referências senoidais. Além da parte ressonante, também é utilizada a derivativa, visando obter os 60° de margem de fase com isso a malha segue o formato da figura 19:

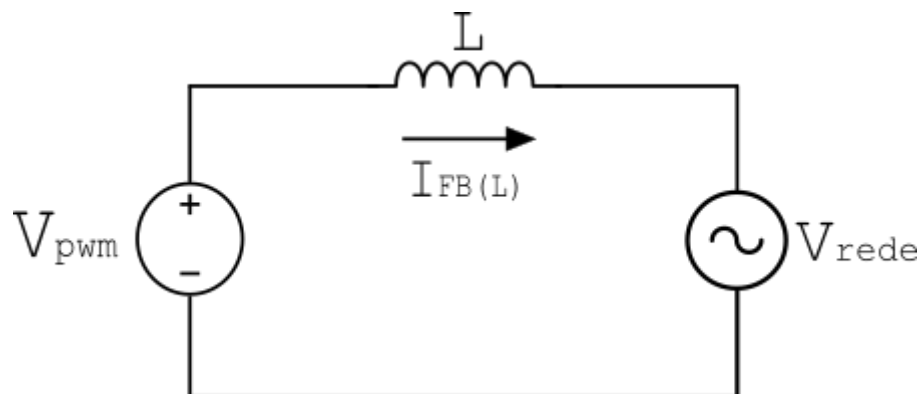
Figura 19 – Malha de controle de corrente interna do conversor Full-Bridge.



Fonte: Autor.

Para obter a função de transferência do conversor full-bridge, foi utilizado o modelo simplificado da figura 20:

Figura 20 – Modelo do conversor Full-Bridge, para obtenção da FT da malha de corrente.



Fonte: Autor.

Aplicando LKT (Lei de Kirchhoff da tensão) nessa malha, obtemos a seguinte equação:

$$-V_{PWM} + L \cdot \frac{dI_{FBL}(t)}{dt} + V_{REDE} = 0 \quad (35)$$

Sendo:

$$V_{PWM} = d(t) \cdot V_{CC} \quad (36)$$

Ao realizar perturbações nas variáveis de entrada e saída, e colocando no domínio da frequência, resultam nas seguintes equações:

$$d(s) = D + \tilde{d}(s) \quad (37)$$

$$V_{REDE}(s) = V_{REDE} + \tilde{V}_{REDE}(s) \quad (38)$$

$$V_{PWM}(s) = V_{PWM} + \tilde{V}_{PWM}(s) = \tilde{d}(s) \cdot V_{CC} + \quad (39)$$

$$V_{CC}(s) = V_{CC} + \tilde{V}_{CC}(s) \quad (40)$$

Para esse caso, a tensão de saída para rede perturbada \tilde{V}_{REDE} , acaba se tornando nula, pois sua média é zero, sendo assim:

$$V_{REDE}(s) = V_{REDE} \quad (41)$$

Com isso, associando as equações (37), (39) e (40), e retirando os termos constantes, obtém-se a seguinte equação, que demonstra o resultado das variáveis de entrada perturbadas e linearizadas:

$$\tilde{V}_{PWM}(s) = \tilde{d}(s) \cdot V_{CC} + D \cdot \tilde{V}_{CC}(s) \quad (42)$$

Para a perturbação aplicada, $\tilde{V}_{CC}(s)$ é considerada nula, portanto:

$$\tilde{V}_{PWM}(s) = \tilde{d}(s) \cdot V_{CC} \quad (43)$$

Com isso, aplicando Laplace na equação da LKT (35), resulta em:

$$-V_{PWM}(s) + L \cdot s \cdot I_{FBL}(s) + V_{REDE}(s) = 0 \quad (44)$$

A tensão da rede ($V_{REDE}(s)$), é considerada nula pois sua frequência é muito lenta quando comparada com a frequência de comutação. Assim, quando perturbada e linearizada, no domínio da frequência, resulta em:

$$-\tilde{d}(s) \cdot V_{CC} + L \cdot s \cdot I_{FBL}(s) = 0 \quad (45)$$

Com isso, obtemos a FT do modelo do conversor full-bridge, da corrente de saída em termos da razão cíclica do inversor:

$$G_{iFB}(s) = \frac{I_{FBL}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{CC}}{s} \quad (46)$$

Substituindo os valores projetados, temos:

$$G_{iFB}(s) = \frac{400k}{s} \quad (47)$$

A partir do projeto e da obtenção da FT do Full-Bridge, projetou-se um controlador Proporcional-Ressonante-Derivativo, visando buscar o erro nulo em regime permanente e um pico de ganho em 60 Hz. A função de transferência em malha aberta não compensada é a seguinte:

$$FTMA_{NC} = G_{iFB}(s) \cdot H_{iFB}(s) \quad (48)$$

Sendo $H_i(s)$, o sensor de corrente do indutor do filtro de saída do conversor, assim, podemos desconsiderar a dinâmica do sensor e considerar apenas seu ganho, sendo:

$$H_{iFB}(s) = 1 \quad (49)$$

Assim, a função de transferência de malha aberta não compensada ($FTMA_{NC}$) e a função de transferência de malha fechada não compensada ($FTMF_{NC}$):

$$FTMA_{NC} = G_{iFB}(s) = \frac{400k}{s} \quad (50)$$

$$FTMF_{NC} = \frac{Gi(s).Hi(s)}{1 + Gi(s).Hi(s)} = \frac{400k}{s + 400k} \quad (51)$$

A frequência de corte, é definida como sendo uma década abaixo da frequência de cruzamento, sendo assim:

$$f_{CFB} = \frac{f_{SFB}}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (52)$$

A partir da frequência de cruzamento, podemos obter a frequência dos zeros da parcela ressonante, que são definidos como uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$\omega_n = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{CFB}}{10} = 1256,64 \frac{rad}{s} \quad (53)$$

Além disso o coeficiente de amortecimento foi definido como sendo $\zeta = 0,707$, com isso, os zeros ressonantes são obtidos com a equação:

$$Z_R = \zeta \cdot \omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 888,44 \pm j888,71 \quad (54)$$

Os polos ressonantes, são obtidos a partir da frequência na qual é desejável obter o ganho, nesse caso, sendo 60 Hz, ou $376,99 \frac{rad}{s}$, são definidos pela seguinte equação:

$$p_r = \pm j\omega_r = \pm j376,99 \quad (55)$$

Sendo assim, obtemos a função de transferência da parcela ressonante, sendo ela a seguinte:

$$C_R = \frac{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}{(s^2 + p_R^2)} = \frac{(s^2 + 1776,88s + 1579144,1)}{(s^2 + 142121,46)} \quad (56)$$

Para obter a margem de fase da FTMA com contribuição da parcela ressonante, é usada a seguinte equação:

$$MFC_R = 180^\circ + \angle FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) \cdot \angle C_R(j\omega_{cz}) \quad (57)$$

Fazendo a substituição de $s = j\omega_{cz}$, dentro da função de transferência de malha aberta não compensada e da FT ressonante chegamos nos seguintes resultados:

$$FTMA_{NC}(j\omega_{cz}) = 31,831\angle - 90^\circ \quad (58)$$

$$C_R(j\omega_{cz}) = 109,94\angle - 8,128^\circ \quad (59)$$

Com isso, substituindo os ângulos obtidos na equação (57), obtemos a fase correlacionada com a frequência de cruzamento:

$$MFC_R = 180^\circ + (-98,128^\circ) = 81,872^\circ \quad (60)$$

Tendo como objetivo obter uma margem de fase de apenas 60° , podemos determinar a contribuição de fase que é necessária por meio do compensador:

$$\theta = 60^\circ - 81,872^\circ = -21,872^\circ \quad (61)$$

Assim, podemos obter a frequência do zero e polo derivativo a partir das seguintes equações:

$$f_{zprd} = f_{CFB} \cdot \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (62)$$

$$f_{pprd} = f_{CFB} \cdot \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (63)$$

$$Z_D = 2 \cdot \pi \cdot f_{zprd} = 18585,6 \quad (64)$$

$$P_D = 2 \cdot \pi \cdot f_{pprd} = 8496,56 \quad (65)$$

Com isso, obtemos a função e transferência do controlador proporcional-ressonante-derivativo e a FTMA compensada:

$$C_{PRD}(s) = K_1 \cdot \frac{(s^2 + 1776,89s + 1579144,1) \cdot (s + 18585,6)}{(s^2 + 142121,45) \cdot (s + 8496,56)} \quad (66)$$

$$FTMA_C = G_{iFB}(s) \cdot C_{PRD}(s) \quad (67)$$

$$FTMA_C = \frac{400k}{s} \cdot K_1 \cdot \frac{(s^2 + 1776,89s + 1579144,1) \cdot (s + 18585,6)}{(s^2 + 142121,45) \cdot (s + 8496,56)} \quad (68)$$

Com o objetivo de encontrar o ganho K_1 do controlador PRD, definimos como $|FTMA_C(j\omega_{CZ})| = 1$, o que implica dizer que, quando aplicada a frequência de corte na $FTMA_C$ o ganho da FT é unitário, sendo assim:

$$K_1 = \left| \frac{j\omega_{CZ} \cdot [(j\omega_{CZ}^2 + 142121,45) \cdot (j\omega_{CZ} + 8496,56)]}{400k \cdot [(j\omega_{CZ}^2 + 1776,89j\omega_{CZ} + 1579144,1) \cdot (j\omega_{CZ} + 18585,6)]} \right| \quad (69)$$

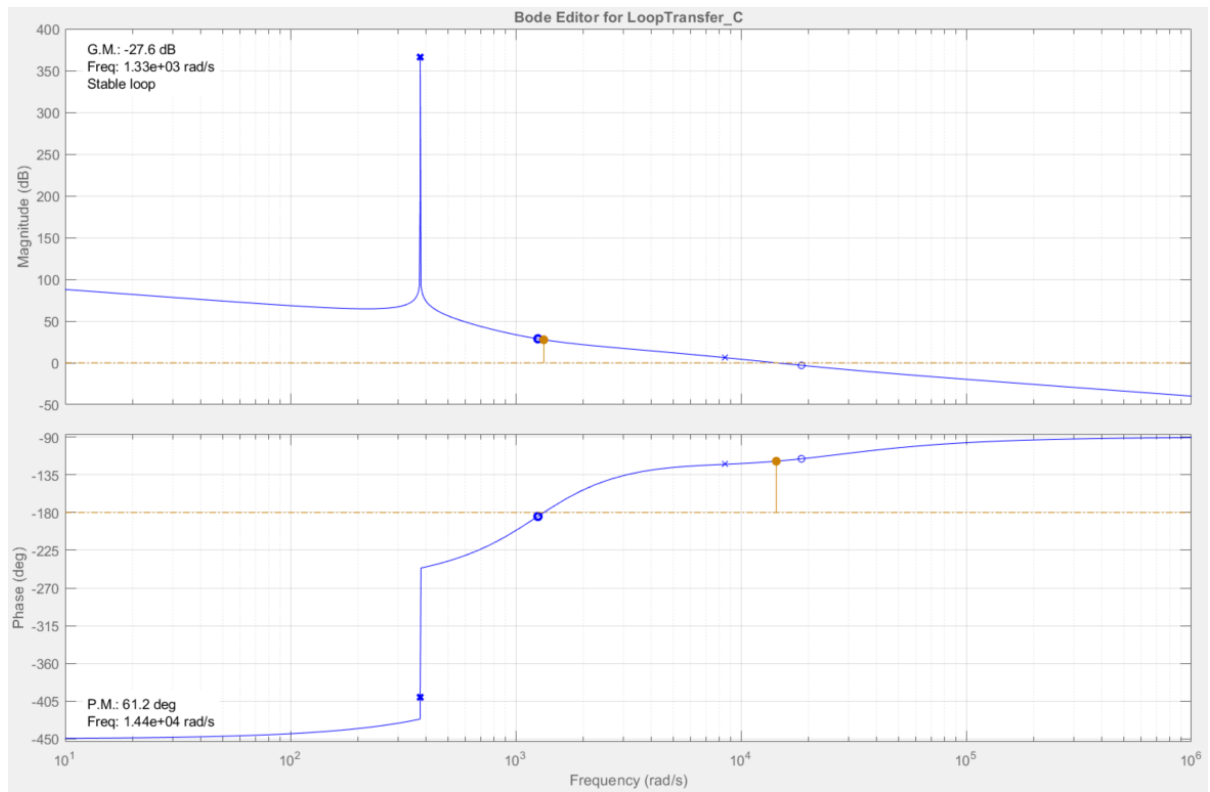
$$= 0,0025$$

Assim, temos a função de transferência do compensador proporcional ressonante derivativo como sendo:

$$C_{PRD}(s) = 0,0025 \cdot \frac{(s^2 + 1776,89s + 1579144,1) \cdot (s + 18585,6)}{(s^2 + 142121,45) \cdot (s + 8496,56)} \quad (70)$$

Com isso, obtemos a resposta em frequência do sistema já compensado, apresentada na figura 21. Podemos notar que foi atingida a margem de fase como 60° e um ganho elevado para a frequência de 60 Hz, garantindo um erro nulo para ondas senoidais com essa frequência.

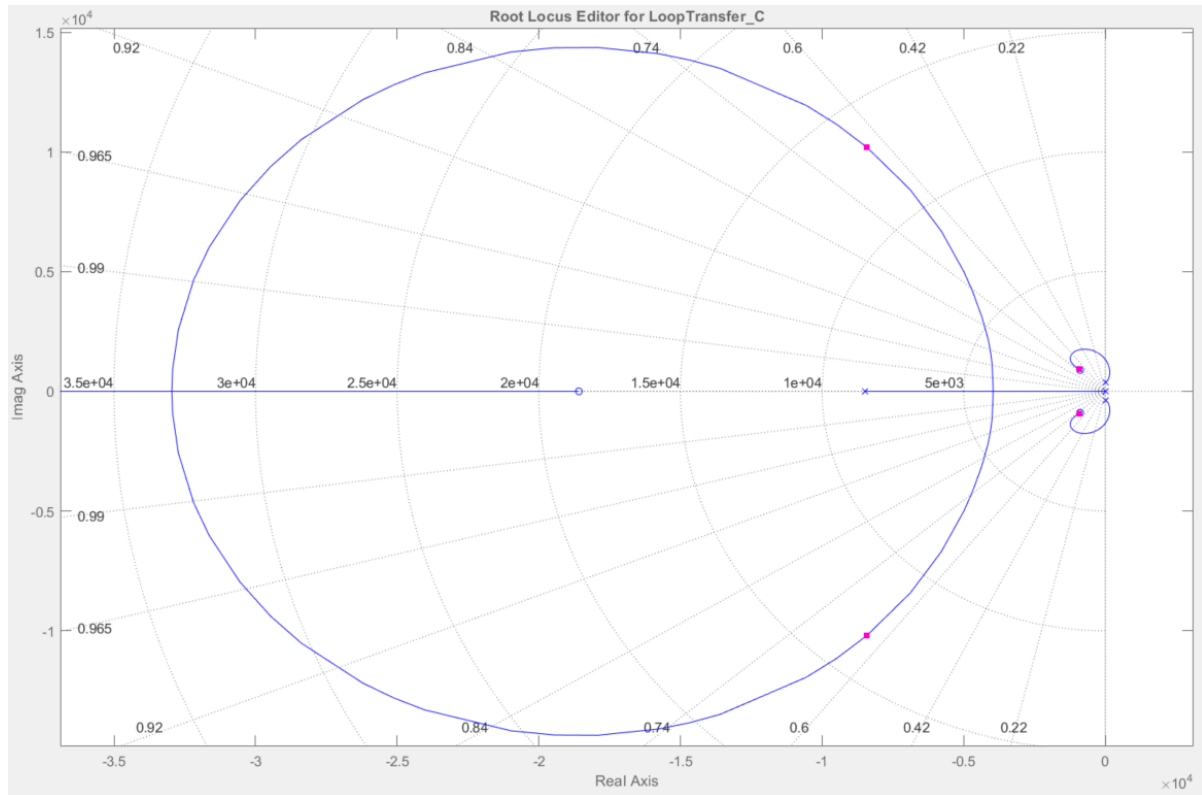
Figura 21 – Resposta em frequência da malha de corrente do full-bridge compensado.



Fonte: Autor.

A figura 22, mostra a localização dos polos e zeros desse sistema, os quais estão localizados na parte negativa do eixo real, assim garantindo a estabilidade do sistema.

Figura 22 - Localização dos Polos e Zeros da malha de corrente do full-bridge compensado.

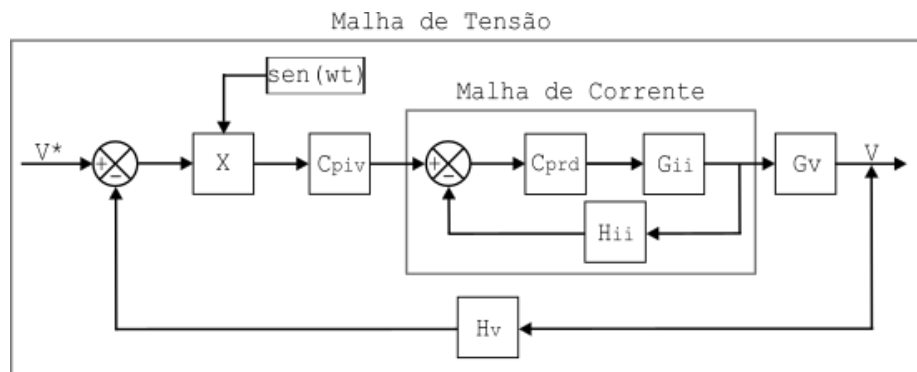


Fonte: Autor.

3.3.3 Controle do Conversor Full-Bridge – Malha de Tensão

Para o controle da tensão do conversor Full-Bridge, foi adotado o sistema multimalha, apresentado na figura 23. O diagrama de blocos é formado pela malha interna de corrente, já projetada no capítulo anterior e uma malha externa de tensão. Essa malha deve manter o correto funcionamento e corrigir perturbações nos capacitores presentes no barramento CC.

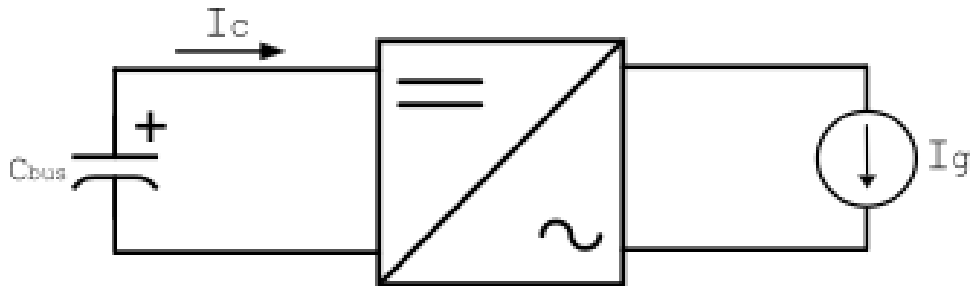
Figura 23 – Malha de tensão completa.



Fonte: Autor.

Para obtenção da função de transferência foi obtido um modelo do conversor da tensão do barramento e da corrente do indutor, sendo o modelo mostrado na figura 24:

Figura 24 – Modelo do conversor Full-Bridge, para obtenção da FT da malha de tensão.



Fonte: Autor.

Para obter a função de transferência do modelo do conversor, primeiro, sendo a corrente do capacitor definida como:

$$\dot{I}_c = -C_{bus} \frac{dV_s}{dt} \quad (71)$$

$$-\dot{I}_c = C_{bus} \frac{dV_s}{dt} \quad (72)$$

Com isso, a corrente de saída I_g , é definida como, sendo 'm', considerado como o ganho de modulação em amplitude:

$$\dot{I}_c = I_g \cdot M \quad (73)$$

Aplicando Laplace, obtemos essa equação em função da frequência, o que resulta em:

$$i_c = i_{gef}(s) \cdot m_{ef} \quad (74)$$

Sendo os valores (*ef*), considerados os valores eficazes dessas grandezas. Assim, voltamos com a seguinte equação em função da frequência:

$$-i_c = C_{bus} \cdot \dot{v}_s \quad (75)$$

Substituindo a equação (74) em (75), obtemos o seguinte resultado:

$$C_{bus} \cdot s \cdot v_s(s) = i_{gef}(s) \cdot m_{ef} \quad (76)$$

Com isso, simplificando a equação (76), obtemos a seguinte função de transferência:

$$G_v = \frac{v_s(s)}{i_{gef}(s)} = -\frac{m_{ef}}{C_{bus} \cdot s} \quad (77)$$

O valor do capacitor do barramento, calculado na equação (34), é de $C_{bus} = 2 \text{ mF}$. O valor do ganho do modulador, para caso de a referência ser uma forma de onda dente de serra, é dado como sendo a razão do ciclo de trabalho e da tensão de pico dessa referência, para o caso desse modulador, o ciclo de trabalho e o pico de tensão ambos são unitários, então:

$$m_{ef} = \frac{D}{V_{max}} = 1 \quad (78)$$

Com a FT resultante, podemos obter a função de transferência em malha aberta e de malha fechada, ambas não compensadas, que são as seguintes:

$$FTMA_{NC} = G_v(s) \cdot h_v(s) = \frac{-1}{2m \cdot s} \quad (79)$$

$$FTMF_{NC} = \frac{G_v(s) \cdot H_v(s)}{1 + G_v(s) \cdot H_v(s)} \quad (80)$$

Para calcular os parâmetros do compensador, usamos a valor da frequência da rede elétrica, no caso 60 Hz, assim, podemos calcular a frequência de cruzamento por zero e a frequência do zero do compensador:

$$f_{CMT} = \frac{f_{REDE}}{10} = 6 \text{ Hz} \quad (81)$$

$$f_{ZMT} = \frac{f_{CMT}}{10} = 0,6 \text{ Hz} \quad (82)$$

Com isso, obtemos a função de transferência do compensador, sendo ela:

$$C_{piv} = -K_2 \cdot \frac{(s + \omega_{ZMT})}{s} = -K_2 \cdot \frac{(s + 3,77)}{s} \quad (83)$$

Com a FT do compensador, podemos obter a FTMA compensada da malha de tensão:

$$FTMA_C = G_v(s) \cdot h_v(s) \cdot C_{piv}(s) = \frac{-1}{2m \cdot s} \cdot -K_2 \cdot \frac{(s + 3,77)}{s} \quad (84)$$

Considerando que $s = j\omega_{CMT}$, resulta no seguinte:

$$FTMA_C = -K_2 \cdot \frac{-1}{2 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{CMT}} \cdot \frac{(j\omega_{CMT} + 3,77)}{j\omega_{CMT}} \quad (85)$$

Para obtermos o ganho K_2 , usamos que o ganho é unitário para a frequência de corte, sendo assim, podemos calcular o ganho a partir do módulo de $FTMA_C$, assim:

$$-K_2 = \left| -\frac{(2 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{CMT}) \cdot (j\omega_{CMT})}{(j\omega_{CMT} + 3,77)} \right| = -0,074 \quad (86)$$

Com isso, obtemos a FT completa, com o ganho, do controlador Proporcional-Integrador:

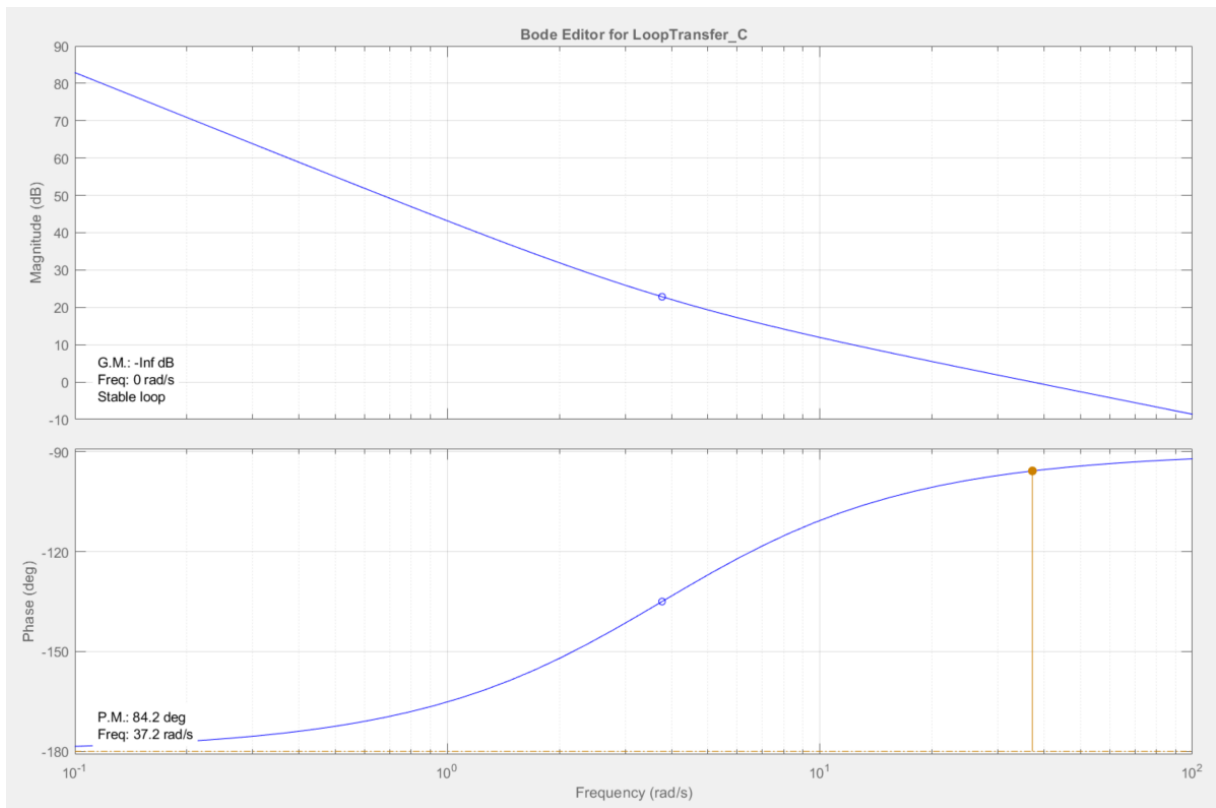
$$C_{piv} = -0,074 \cdot \frac{(s + 3,77)}{s} \quad (87)$$

Assim, obtemos a função de transferência de malha aberta completa, resultante da malha de tensão, sendo ela mostrada abaixo:

$$FTMA_C = 0,074 \cdot \frac{1}{2 \cdot 10^{-3} \cdot j\omega_{CMT}} \cdot \frac{(j\omega_{CMT} + 3,77)}{j\omega_{CMT}} \quad (88)$$

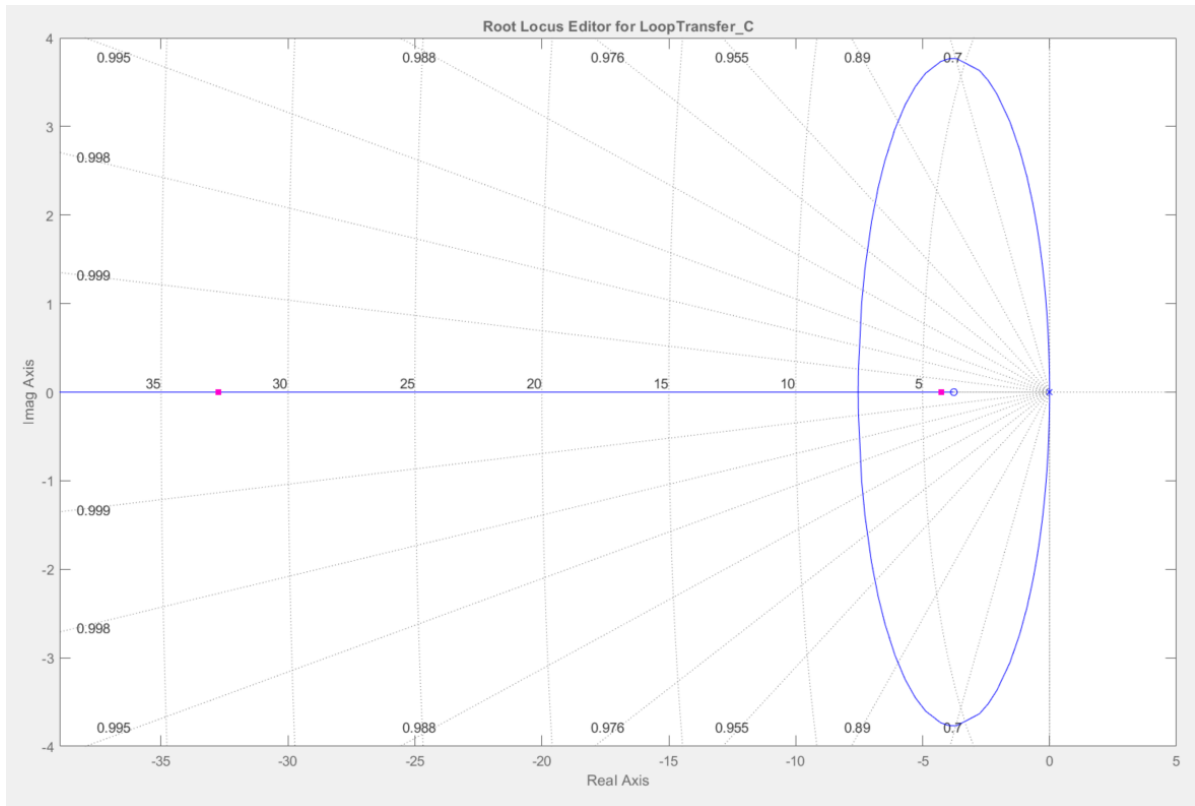
Com isso, obtemos a resposta em frequência da FT compensada presente na figura 25 e a localização dos polos e zeros na figura 26.

Figura 25 – Resposta em frequência da malha de tensão do full-bridge compensado



Fonte: Autor.

Figura 26 - Localização dos Polos e Zeros da malha de tensão do full-bridge compensado.



Fonte: Autor.

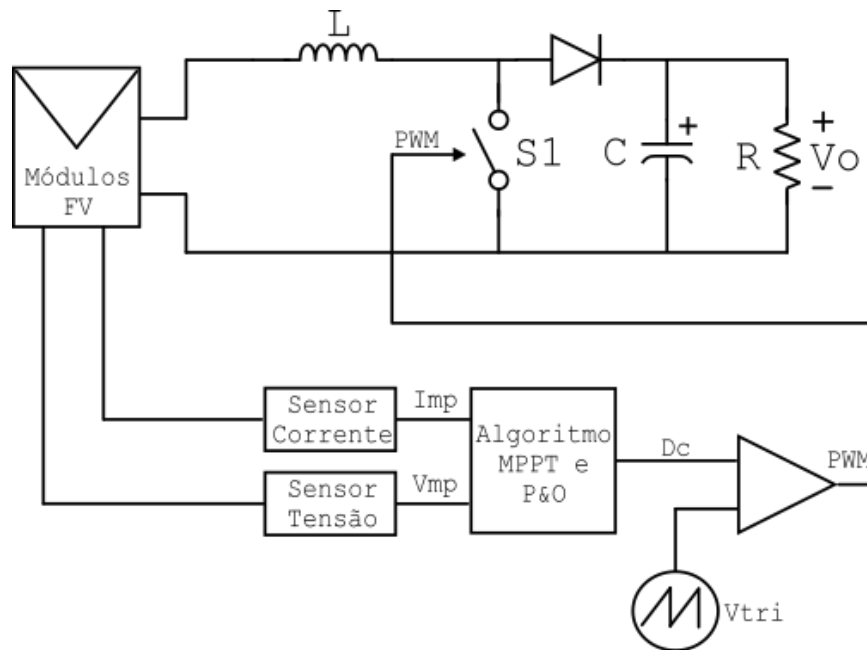
4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Nesse capítulo, será apresentada a simulação do sistema apresentada e projetado no capítulo anterior, ao final, será apresentada a resposta do sistema devido a diferentes perturbações. Essas respostas e análises foram feitas com o uso do software MATLAB®.

4.1 Simulação do Conversor Boost com MPPT – Estágio 1 CC-CC

Para obtenção do resultado da resposta do conversor boost, juntamente com o MPPT e o conjunto dos módulos fotovoltaicos, foi realizada a simulação da parte do sistema mostrada na figura 27.

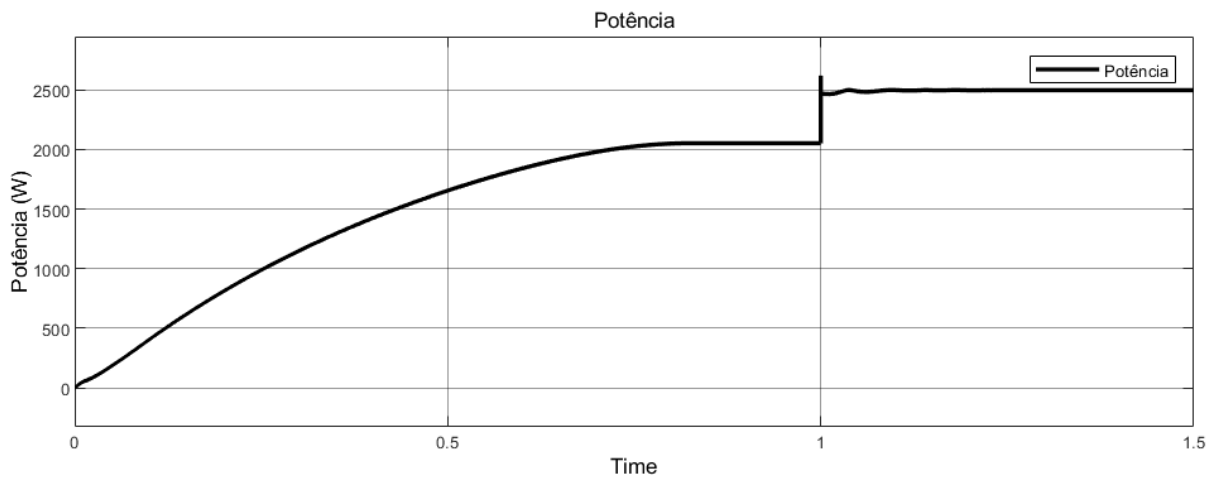
Figura 27 – Simulação conversor Boost com o MPPT.



Fonte: Autor.

Para verificar o funcionamento do MPPT, inicialmente foi definida a temperatura em 20°C e a irradiância em 800 W/m², após estabilização do sistema (em 1 segundos), foi dado um degrau de temperatura para 25°C e a irradiância para 1000 W/m², com isso, obtivemos o resultado da potência da figura 28.

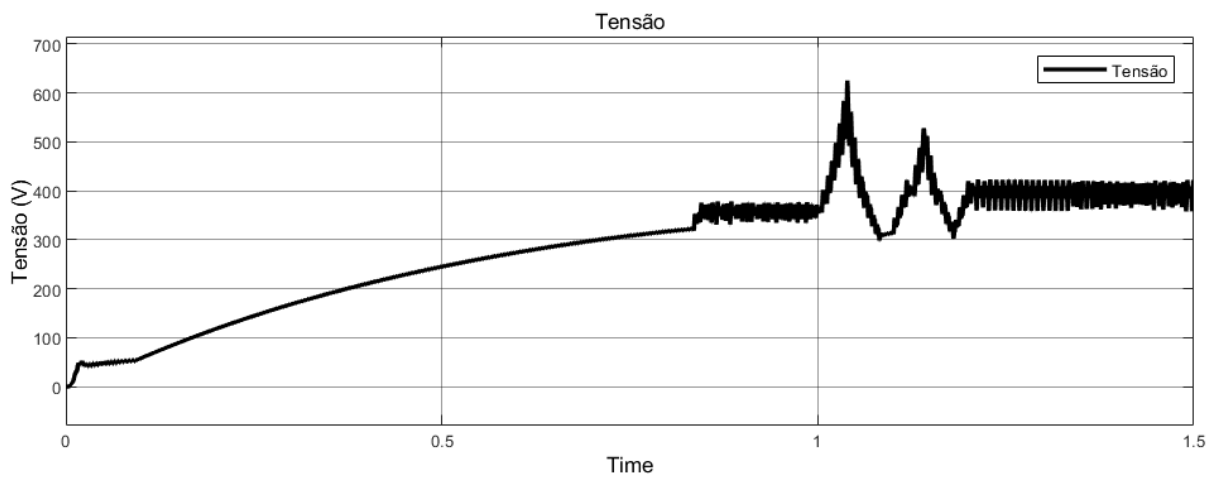
Figura 28 – Resposta da potência dos módulos ao degrau.



Fonte: Autor.

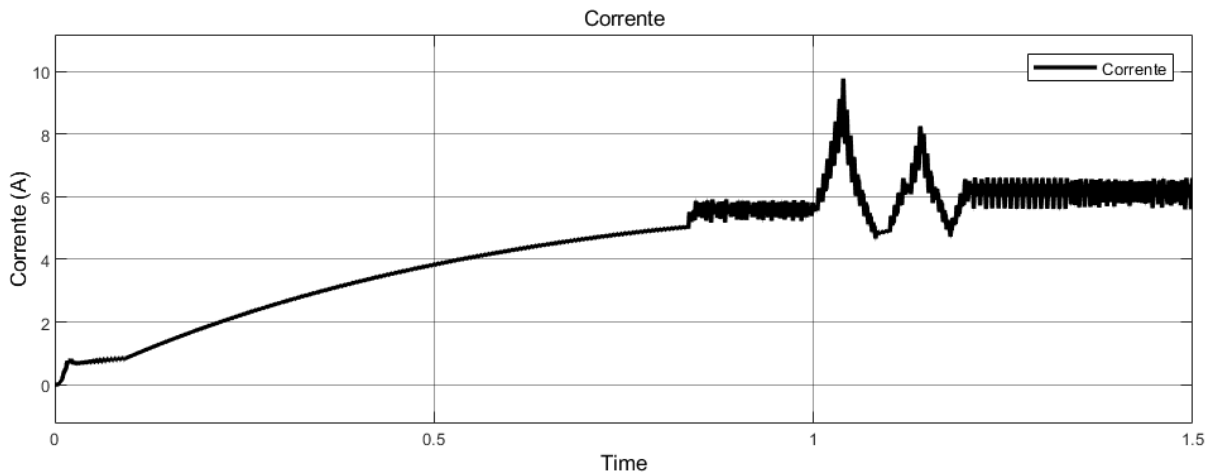
A tensão e a corrente de saída, do barramento CC resultante ao degrau acima, são as mostrada na figura 29 e 30, respectivamente, lembrando que, nessa etapa da simulação ainda não há o controle da tensão no barramento CC.

Figura 29 – Resposta da tensão do barramento CC ao degrau.



Fonte: Autor.

Figura 30 – Resposta da corrente do barramento CC ao degrau.

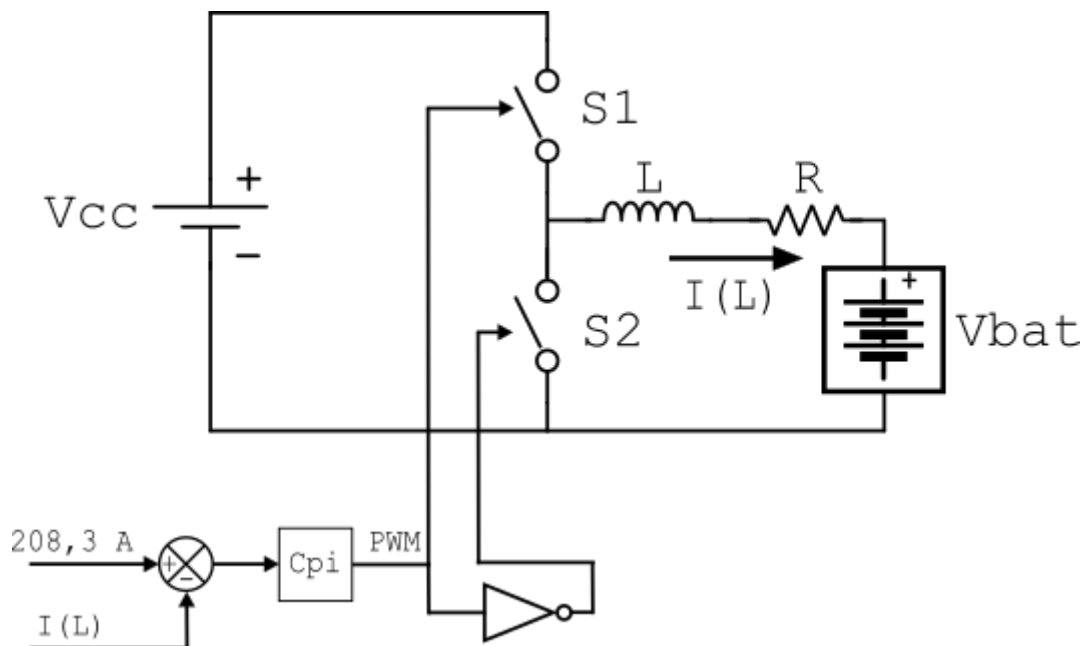


Fonte: Autor.

4.2 Simulação do Conversor Bidirecional com o Banco de Baterias – Estágio 2 CC-Baterias

Para realizar a simulação e assim obter as respostas do Conversor Bidirecional junto com a malha de controle com o controlador PI, foi realizada a simulação presente na figura 31.

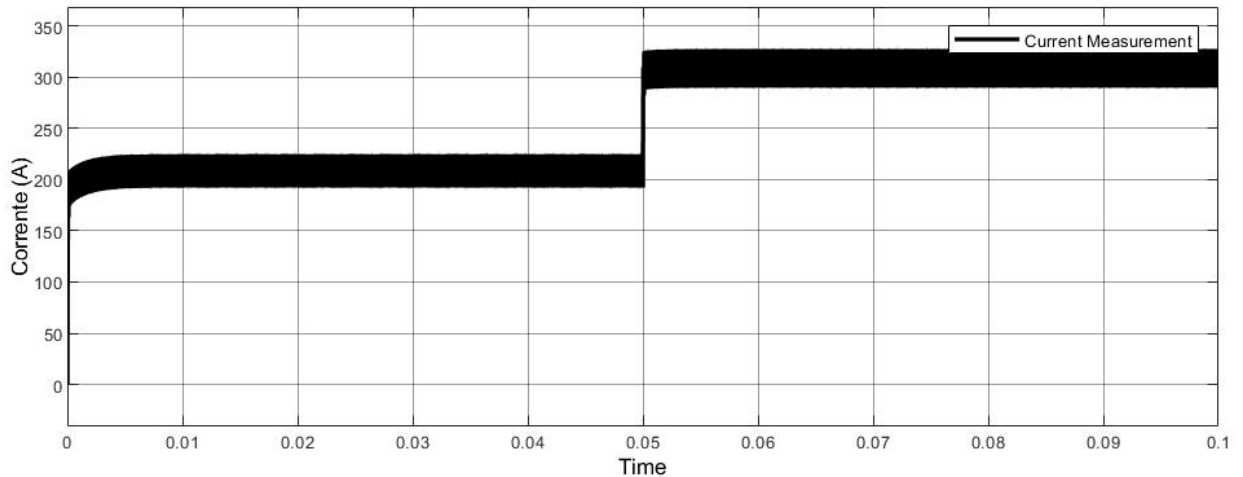
Figura 31 – Simulação conversor bidirecional com a bateria.



Fonte: Autor.

Para analisar a resposta do controlador, é aplicado um degrau de corrente de 100 A na corrente do indutor em 0,05 s, com isso, a corrente do indutor é mostrada na figura 32.

Figura 32 – Resposta da corrente do indutor ao degrau.

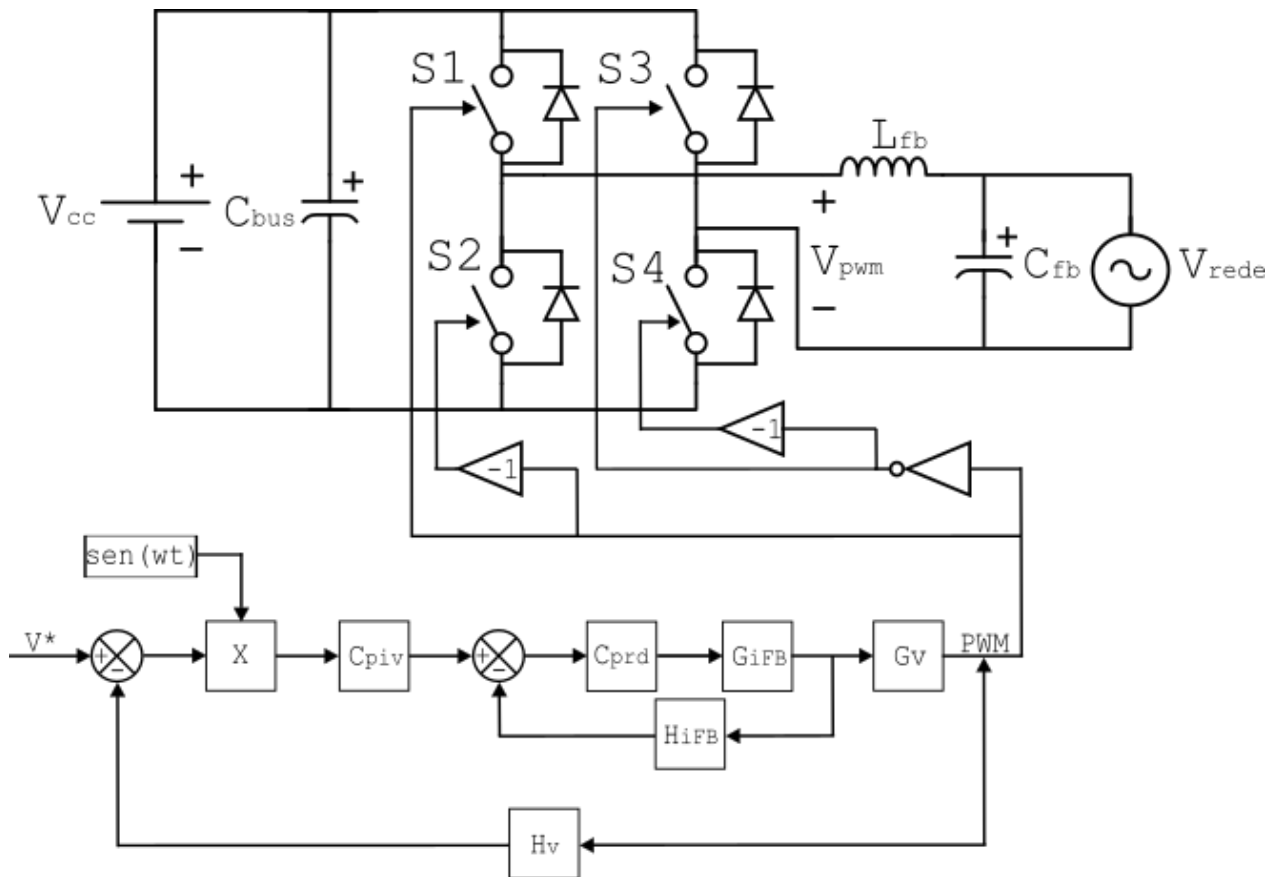


Fonte: Autor.

4.3 Simulação do Conversor Full-Bridge com a Rede – Estágio 3 CC-CA

Na simulação do conversor full-bridge, para o correto controle da corrente do indutor e da tensão do barramento, é usado um sistema de controle multimalha, como descrito no projeto da malha de controle do conversor. Sendo assim, a simulação é a da figura 33.

Figura 33 – Simulação Full-Bridge.

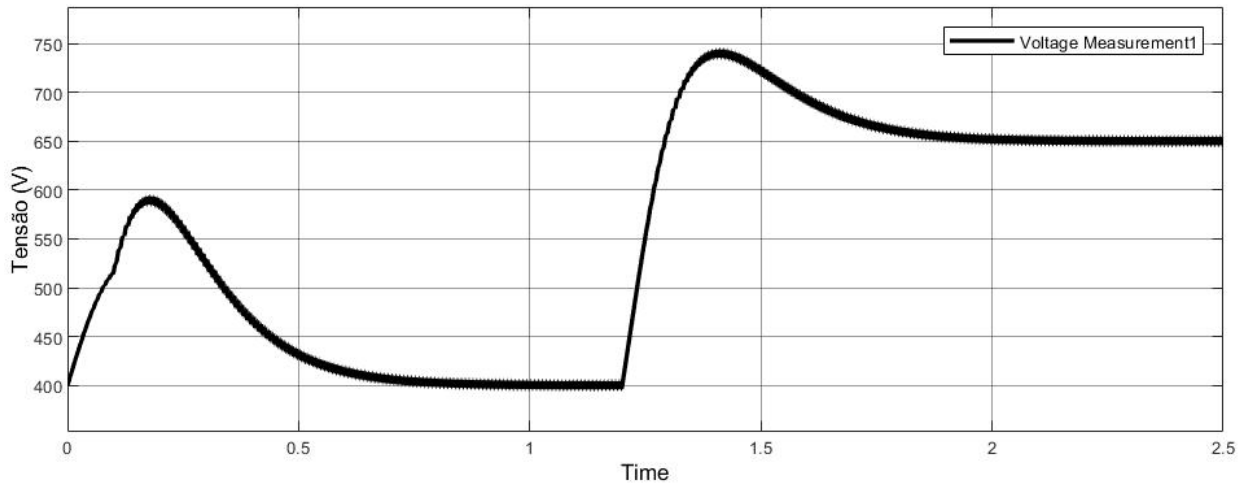


Fonte: Autor.

No caso dessa simulação separada, para analisar a tensão de saída pura do conversor, foi colocada uma carga, visando consumir 2500 W, assim foi obtida a saída pura de tensão do inversor, sendo 311 V de pico ou 220 V RMS.

Para teste do full bridge, após a estabilização da tensão do barramento CC foi aplicado um degrau de tensão no barramento CC de 400 V para 650 V em 1,2 s, com isso, o comportamento é apresentado na figura 34.

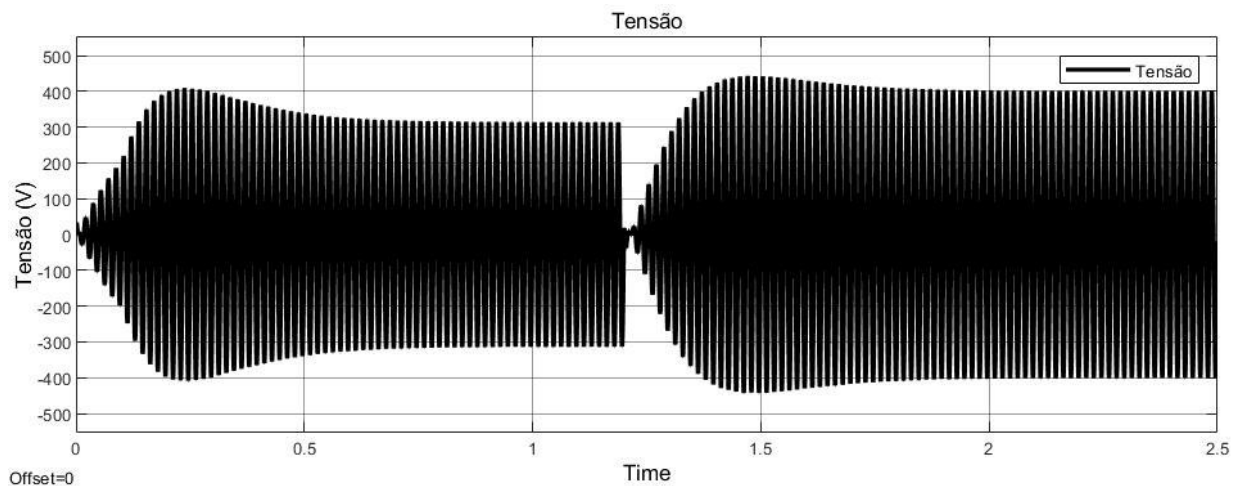
Figura 34 – Resposta da tensão do barramento CC ao degrau.



Fonte: Autor.

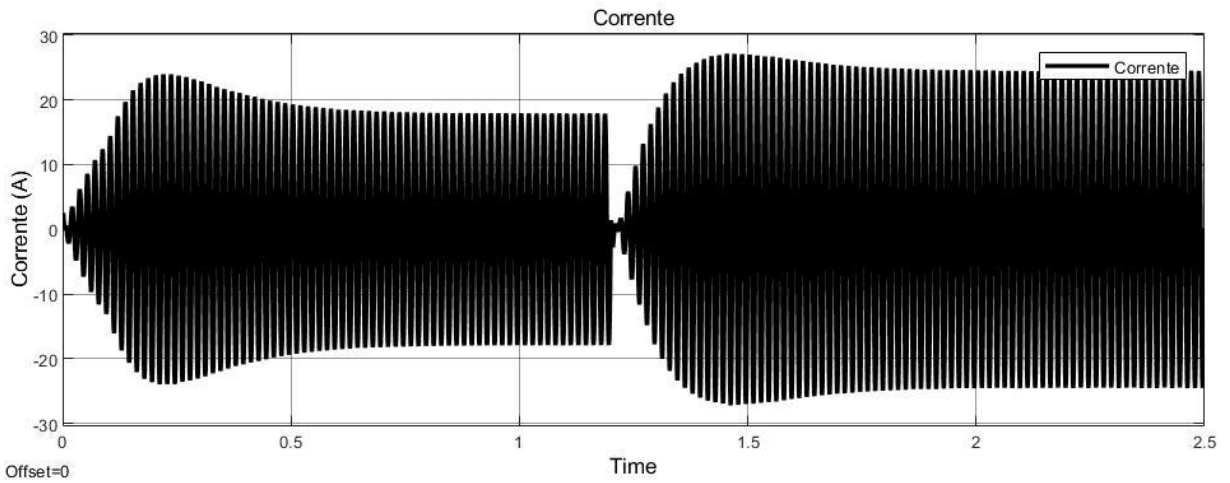
Com esse degrau, a tensão de saída também foi afetada, podemos ver que logo após estabilizar em 311V de pico com 60 Hz, ocorre o degrau, causando o correto rastreo de tensão, alterando a tensão de pico para 400V, mantendo 60 Hz, na figura 35 e 36, a tensão e a corrente de saída, respectivamente, resultante do degrau.

Figura 35 – Resposta da tensão de saída do Full-Bridge ao degrau.



Fonte: Autor.

Figura 36 – Resposta da corrente de saída do Full-Bridge ao degrau.

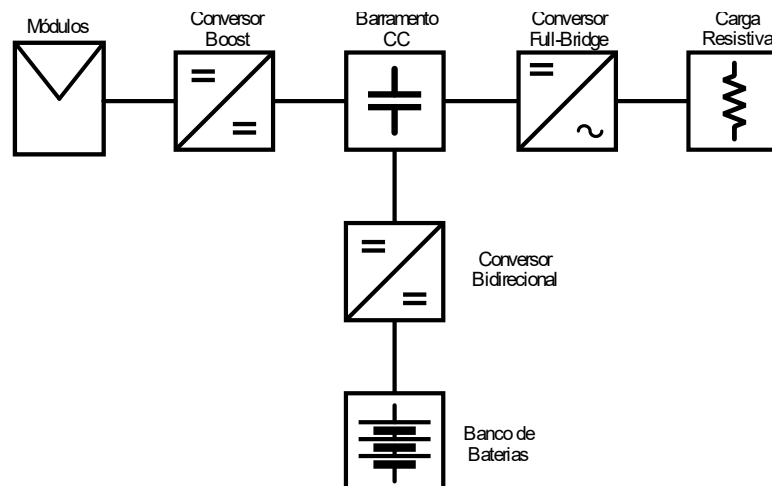


Fonte: Autor

4.4 Simulação da Topologia Completa com Carga Resistiva

Inicialmente, visando analisar o comportamento da topologia completa, com a tensão e corrente puras de saída do conversor full-bridge foi colocada uma carga resistiva no lugar da rede. Inicialmente, essa carga, foi especificada de modo que a tensão de saída seja 220V RMS e tenha a mesma potência extraída dos módulos. Assim, a simulação foi a da figura 37.

Figura 37 – Simulação da topologia completa com carga resistiva.

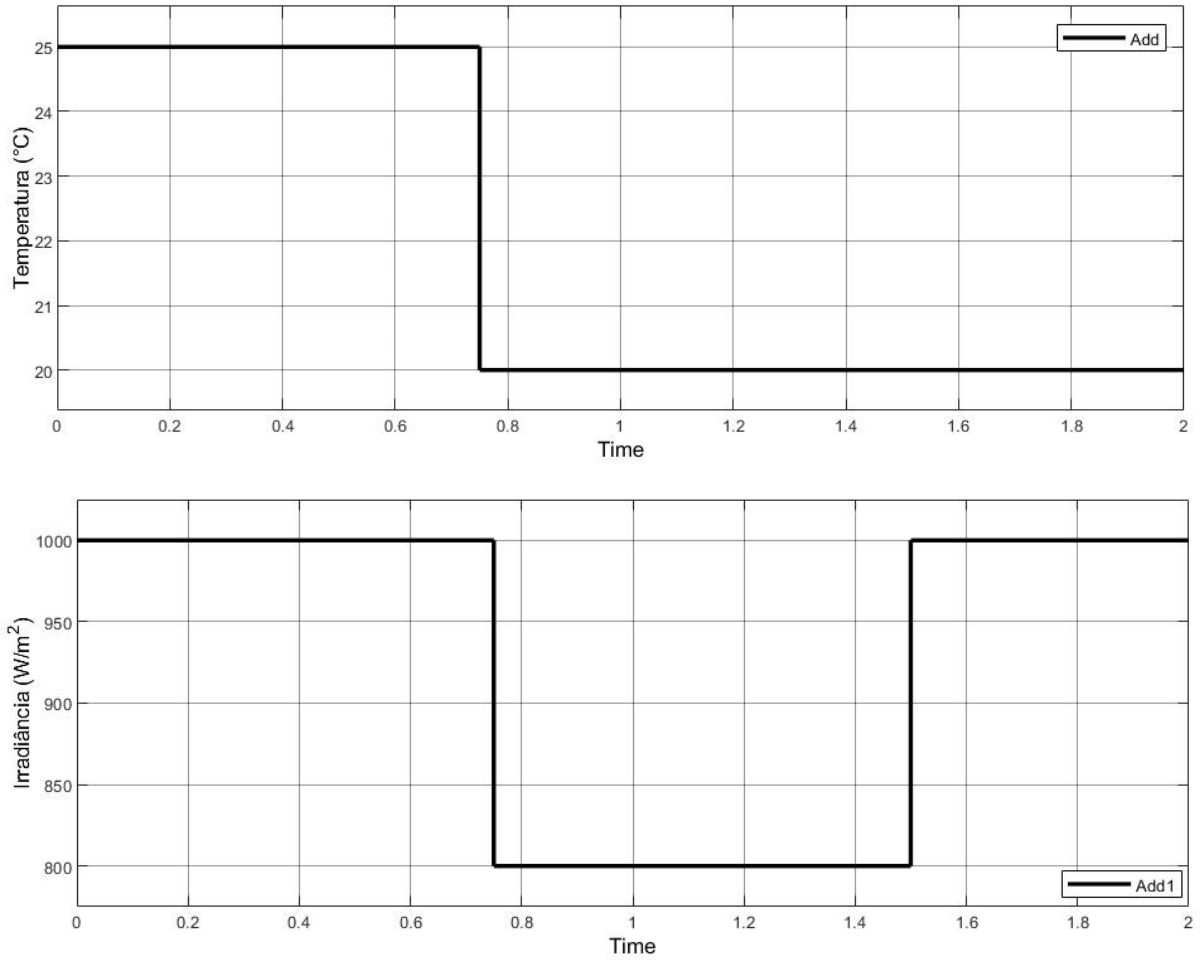


Fonte: Autor

A fim de obter os resultados, foram variados os parâmetros da temperatura e da

irradiância dos módulos, conforme a figura 38, a fim de analisar a resposta do sistema.

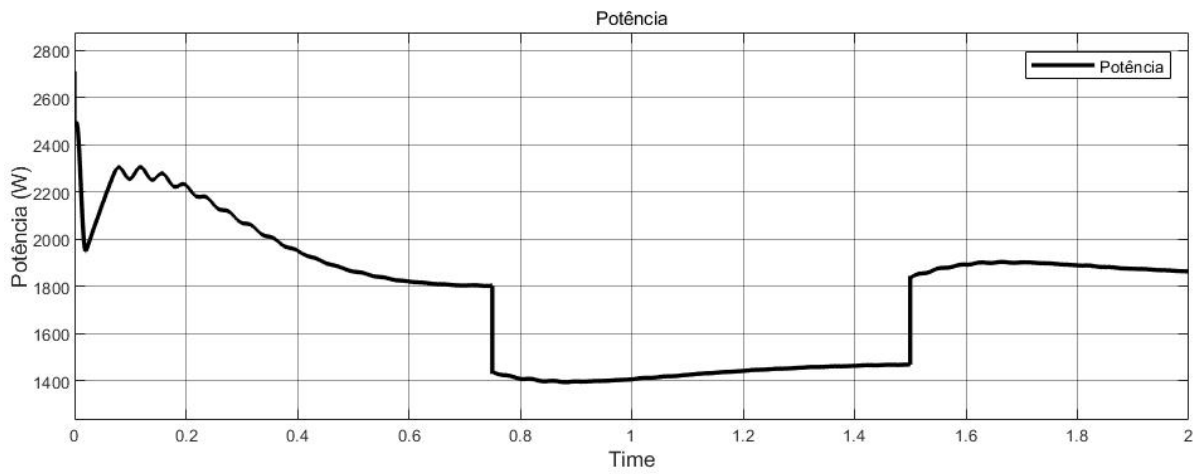
Figura 38 – Variação da temperatura e da irradiância solar usadas na simulação.



Fonte: Autor

Com as variações definidas acima, a potência dos módulos resultante a partir do MPPT é apresentada na figura 39.

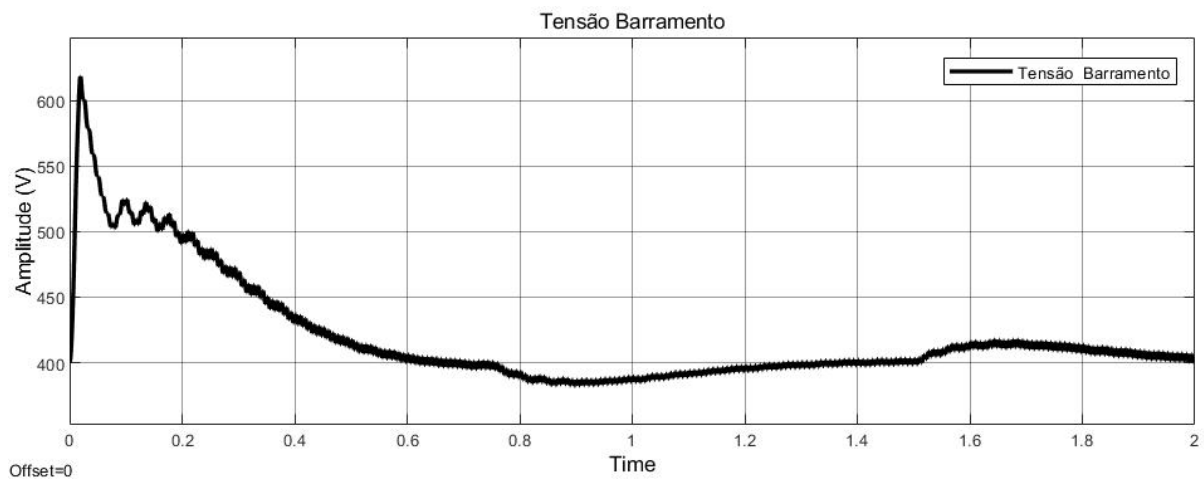
Figura 39 – Potência dos módulos com carga resistiva.



Fonte: Autor

Com essas perturbações na irradiância e temperatura, a variação da tensão do barramento CC, foi a mostrada na figura 40.

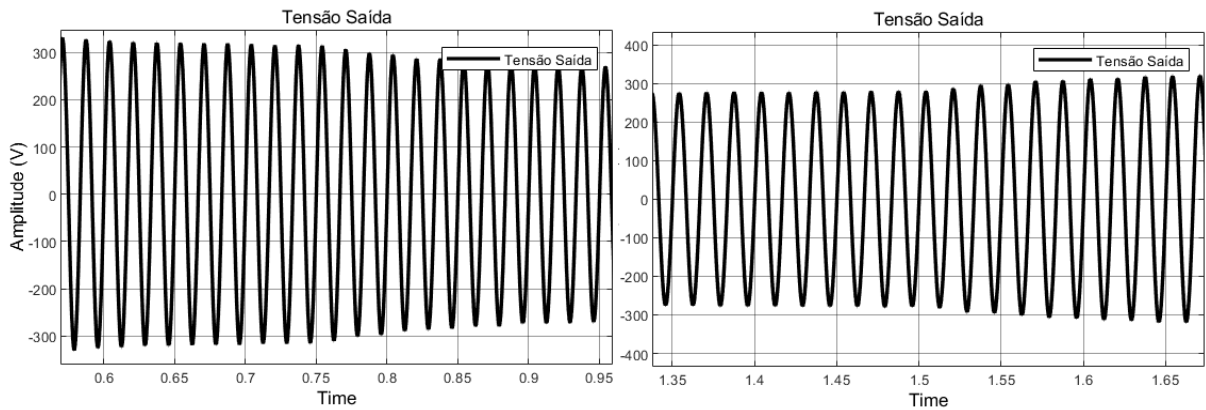
Figura 40 – Tensão do barramento CC com carga resistiva.



Fonte: Autor

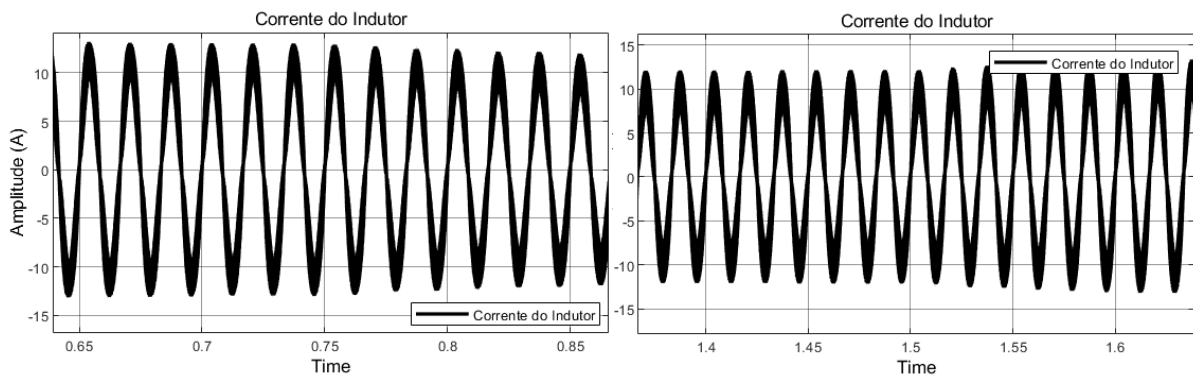
A partir dessa tensão do barramento, a tensão e a corrente da carga resistiva, após o *full-bridge* tiveram os formatos presentes na figura 41 e 42, respectivamente.

Figura 41 – Tensão da saída com carga resistiva.



Fonte: Autor.

Figura 42 – Corrente de saída com carga resistiva.

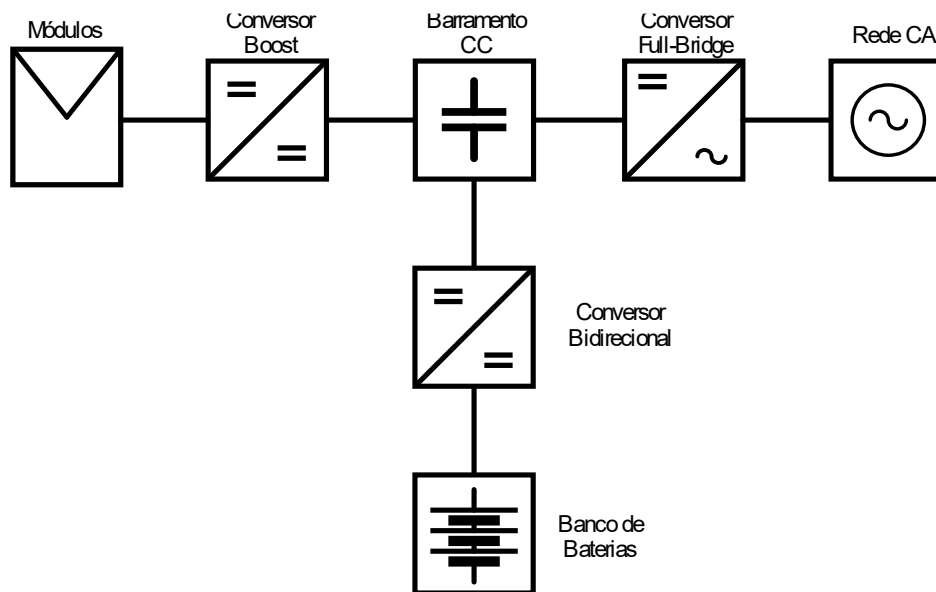


Fonte: Autor.

4.5 Simulação da Topologia Completa Conectada com a Rede

Quando consideramos a saída do full-bridge sendo conectada com a rede, temos a simulação da figura 43:

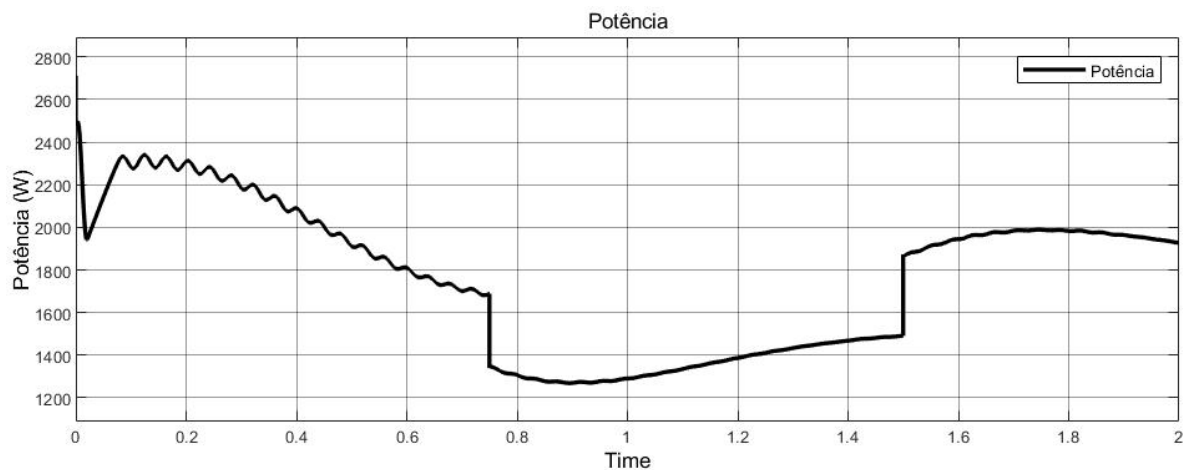
Figura 43 – Simulação da topologia completa conectada com a rede.



Fonte: Autor

Para obtermos o comportamento do sistema conectado com a rede, da mesma forma como a carga resistiva, foram alterados os parâmetros de temperatura e irradiância de forma idêntica à figura 38. Com isso a potência dos módulos com MPPT resultante foi a da figura 44:

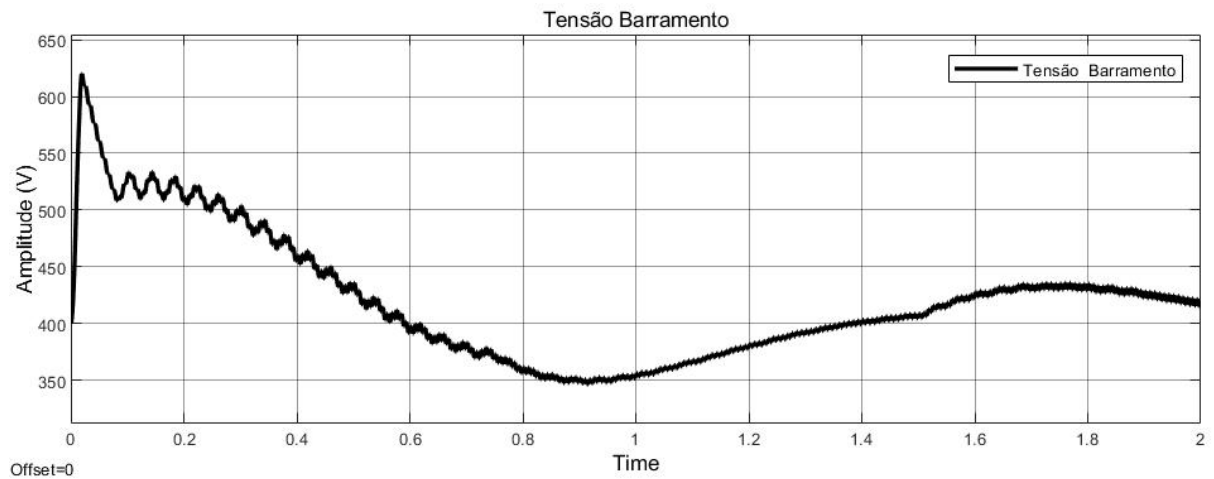
Figura 44 – Potência dos módulos com sistema conectado na rede.



Fonte: Autor

Com a potência fornecida pelos módulos, mudando devido a irradiância e temperatura, a tensão do barramento CC resultante é mostrada na figura 45:

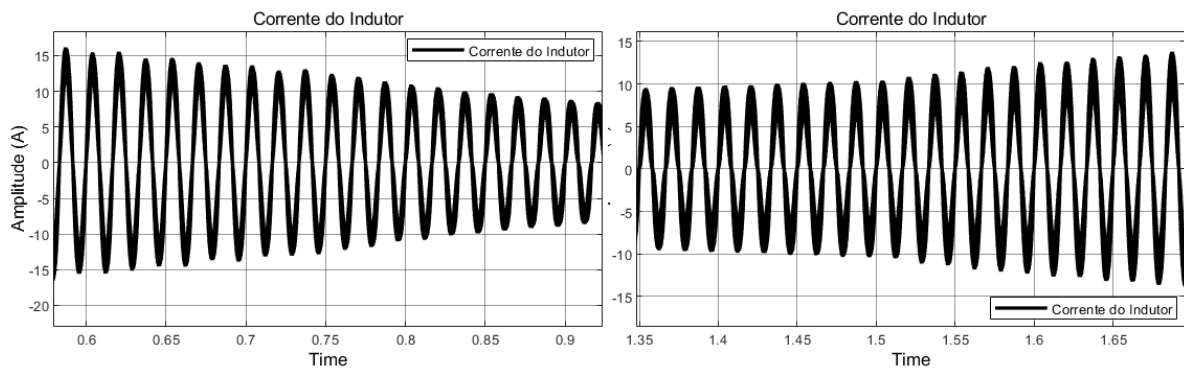
Figura 45 – Tensão do barramento CC com sistema conectado na rede.



Fonte: Autor

Como a tensão da saída do full-bridge é a da rede, a corrente de saída, a qual é enviada para a rede, segue a figura 46:

Figura 46 – Corrente de saída com sistema conectado na rede.



Fonte: Autor

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse trabalho abordou as etapas de operação de um sistema fotovoltaico, utilizando controladores de tensão e corrente para analisar o comportamento dos estágios de operação diante de perturbações. Os resultados demonstram o adequado funcionamento do sistema quando ocorrem essas perturbações.

Durante a análise do resultado do primeiro estágio de operação, sendo o conversor boost com o MPPT, pode-se notar que apesar da potência de saída dos módulos ser constante, não conseguimos obter uma tensão e corrente sem distorções no barramento CC, sendo necessário um controle multimalha no conversor *full-bridge* para estabilidade.

No segundo estágio, apesar de um considerável ruído na corrente do indutor, ocorre um rápido rastreamento do controlador sobre o degrau ocorrido, ajustando a corrente para o novo valor do degrau, enquanto é efetuado o carregamento da bateria.

No estágio 3, sendo o CC-CA, vemos que após estabilizar a tensão do barramento em 400V, quando é dado o degrau, após 1 segundo o controlador já rastreia e corrige essa perturbação para a nova tensão do degrau, com isso, logo após a corrente e a tensão de saída também são ajustadas para os novos valores.

A simulação da topologia completa, tem o objetivo de observar o comportamento dos estágios com a variação da temperatura dos módulos e com a diferença de irradiância. Inicialmente, visando obter a tensão e a corrente de saída pura, é feita a análise com uma carga resistiva, assim podendo ver a resposta dos controladores e do MPPT em diferentes casos, após, podemos notar o trabalho desses componentes com o sistema conectado à rede.

Para um futuro trabalho, visando o melhor desempenho de todos os estágios representados acima, procuraríamos reduzir o ruído presente na corrente do indutor do conversor bidirecional e o ruído da tensão e corrente de saída. Além disso, buscaríamos a redução no tempo de estabilização de todos os estágios, pois dependendo do tempo e da amplitude dessa desestabilização inicial, pode causar danos ao sistema.

REFERÊNCIAS

BELLINASO, L. V. **INVERSORES FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA – CLASSIFICAÇÃO, RECOMENDAÇÕES TÉCNICAS E GERENCIAMENTO**, Santa Maria, RS, 2017.

COSTA, A. M. D. **Projeto e Análise de desempenho de um inversor Full-Bridge empregado em um sistema UPS on-line com elevado fator de potência**, Uberlândia , 2019.

DATASHEET.KD250GX-LFB2.

https://www.solarelectricsupply.com/media/sparsh/product_attachment/custom/upload/Kyoocera-KD200-60-Series.pdf. [S.l.].

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. 1. ed. Valparaíso: The McGraw-Hill Companies, v. 1, 2011.

MANO, O. S. **Projeto de Controladores ressonantes para sistemas ininterruptos de energia para segmento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos**. PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL. Porto Alegre. 2010.

NOWACZYKI, A. P. P. **ESTUDO DE VIABILIDADE TÉCNICA E ECONÔMICA DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO CONSIDERANDO SATURAÇÃO DE INVERSORES**, Alegrete, 2020.

OGATA, K. **ENGENHARIA DE CONTROLE MODERNO**. 5 EDIÇÃO. ed. SÃO PAULO: [s.n.], 2010.

OLIVEIRA, A. F. D. **Modelagem, Parametrização e Otimização de Baterias Chumbo-Ácido em Aplicações Ferroviárias via Análise de Big Data**, JUIZ DE FORA, MG, 2016.

PAIVA, G. M. D. **DIMENSIONAMENTO DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE A PARTIR DAS CARACTERÍSTICAS DE INCLINAÇÃO E ORIENTAÇÃO DOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**, Goiânia, 2016.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência**. 4 Edição. ed. [S.l.]: [s.n.], 2004.

RIBEIRO, R. P. **ESTUDO DE CASO: DIMENSIONAMENTO DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO RESIDENCIAL**, ARAXÁ, MG, 2016.

RODRIGUES, Á. J. ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA.

São Paulo. 2010.

SANTOS, E. W.; MATSUMOTO, R. S. DIBB – Dimensionador de Banco de Baterias, Curitiba, PR, 2010.

SEGUEL, J. I. L. Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital, Belo Horizonte, Agosto 2009. 222.

SILVA, W. W. A. G. Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2013.

SOUZA, P. R. D. Análise da operação e controle de um conversor modular para sistemas fotovoltaicos a partir dos conversores boost e meia-ponte, Alegrete, 2018.

TAKIUTI, E. S. ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES PARA O INVERSOR FULL-BRIDGE. UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. CAMPO MOURÃO. 2015.

VILLALVA, M. G. Energia Solar Fotovoltaica Conceitos e Aplicações. 1. ed. São Paulo: Erica Ltda., v. 1, 2012.

ZHOU, J. et al. Control strategy of Li-Ion Battery Module in Super. Power Electronics Research Institute, Zhejiang University. Hangzhou, China. 2014.

ZIMMER, A. Módulos fotovoltaicos: Fronteiras tecnológicas e um estudo comparativo, Araranguá, SC, 2022.