

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AFRÂNIO ORNELAS RUAS VILELA

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR
BOOST CONTROLADO EM MODO DE TENSÃO**

VIÇOSA
2011

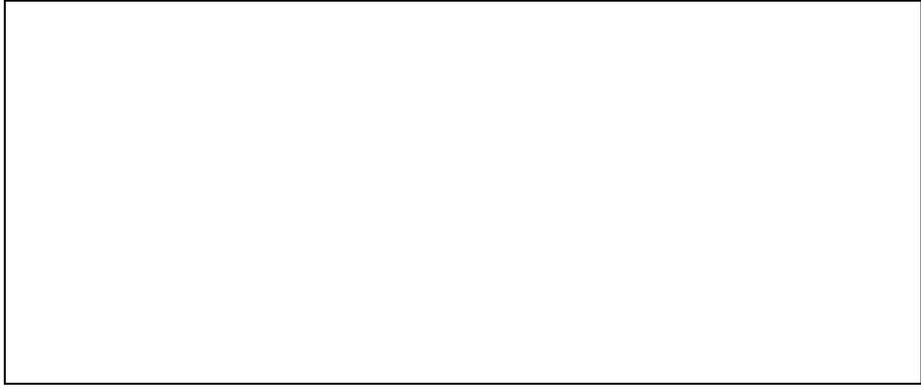
AFRÂNIO ORNELAS RUAS VILELA

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST CONTROLADO EM MODO DE TENSÃO

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. M.Sc. Heverton Augusto Pereira.

VIÇOSA
2011



AFRÂNIO ORNELAS RUAS VILELA

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST
CONTROLADO EM MODO DE TENSÃO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 02 de Dezembro de 2011.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. M.Sc. Heverton Augusto Pereira - Orientador
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. André Gomes Tôrres - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. Delly Oliveira Filho - Membro
Universidade Federal de Viçosa

*“O sábio sempre sabe o que diz, mas
nunca diz tudo que sabe!”
(Aristóteles)*

Aos meus pais Geraldo Magno e Geny.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, aos meus pais Geraldo Magno e Geny por serem sempre compreensíveis, carinhosos, dedicados e por terem me dado a oportunidade de fazer um curso superior. As minhas irmãs Aline e Andressa, por sempre estarem me apoiando. Ao professor Heverton pela oportunidade de aplicar o aprendizado adquirido ao longo do curso e aos colegas do GESEP, especialmente ao Allan, o Bruno e o Lucas por me ajudarem a concluir esse trabalho. A minha namorada, todos os meus colegas de curso e amigos de Viçosa que fizeram parte de toda essa jornada. Em fim a toda minha família e amigos do Kiau que com certeza torceram por mim.

Resumo

Palavras-chave: Conversor Boost, Sistemas Fotovoltaicos, Controle de conversor estático

Conversores estáticos são diretamente utilizados em energias renováveis e tem principal função regular a operação do sistema tanto quando operando interligado a rede quanto em operações isoladas. No contexto da energia solar, o conversor Boost tem como principal função elevar e regular a tensão de saída dos painéis. O sombreamento total ou parcial de um painel do sistema pode causar efeitos indesejáveis como a queda de tensão. Para poder diminuir o efeito de sombreamento nos painéis fotovoltaicos esse trabalho propõe o uso de um conversor Boost controlado em modo de tensão, que altera a largura de pulso do PWM usado para o chaveamento do semicondutor, a fim de evitar quedas de tensão no barramento de saída. Para o projeto do conversor controlado foi necessário o levantamento da função de transferência do conversor. Neste trabalho, foi utilizada a modelagem completa incluindo perdas nos componentes. Foi realizado um estudo da influência da resistência interna do indutor no ganho do conversor, limitando assim a saída do circuito de controle. As condições nominais do conversor são tensão de entrada igual a 20V e tensão de saída igual a 40V. Simulações foram realizadas no software Simulink/Matlab com a finalidade de projetar e verificar o controlador usado. Também foram usados os softwares Proteus e PIC C antes da montagem do protótipo para fins de uma simulação mais próxima da real. Após a montagem do protótipo foram realizadas elevações e afundamentos na tensão de entrada a fim de validar o funcionamento do projeto. Uma análise comparativa entre o protótipo e a simulação mostra que o conversor atendeu as especificações do projeto.

Lista de Figuras

Figura 1 - Crescimento na potência instalada. [1].....	14
Figura 2 – Estimativa do crescimento da potência instalada no mundo.	15
Figura 3 - Média anual de insolação diária no Brasil em horas. [2]	17
Figura 4 - Sistema Isolado com carga CC sem armazenamento.	18
Figura 5 - Sistema Isolado com carga CC com armazenamento.....	18
Figura 6 – Sistema Isolado com carga CA sem armazenamento.	19
Figura 7 – Sistema Isolado com carga CA com armazenamento.....	19
Figura 8 - Sistema Híbrido	20
Figura 9 - Sistemas Fotovoltaicos conectados a rede elétrica.	20
Figura 10 – Modelo elétrico equivalente para a célula fotovoltaica. [5].....	21
Figura 11 – Curvas IxV do módulo fotovoltaico SP75 (Siemens). [7]	23
Figura 12 – Conversor Buck. [9].....	24
Figura 13 – Buck com chave ligada. [8]	25
Figura 14 – Buck com chave aberta. [8]	25
Figura 15 – Corrente no indutor no ponto limite para o modo descontinuo. [8]	26
Figura 16 – Característica de carga do conversor Buck. [8]	27
Figura 17 – Conversor Boost. [9].....	28
Figura 18 – Boost com chave fechada. [8].....	28
Figura 19 – Boost com chave aberta. [8]	28
Figura 20 - Corrente no indutor no ponto limite para o modo descontinuo. [8]	30
Figura 21 - Característica de carga do conversor Boost. [8]	30
Figura 22 – Conversor Boost com as resistências de perdas. [10].....	31
Figura 23 – Circuito equivalente em modo de condução. [10]	31
Figura 24 - Circuito equivalente em modo de corte. [10]	33
Figura 25 – Malha de controle. [10].....	37
Figura 26 – Malha de controle PID. [11]	40
Figura 27 – Estratégia de controle. [10].....	41
Figura 28 – Conversor Boost com perdas embutidas. [12]	44
Figura 29 – Curva do ganho pela razão cíclica com $RL = 0$ e $RL = 3,1$	45
Figura 30 – Diagrama de bode de $G(s)$ caso indutor ideal.	47
Figura 31 – Diagrama de Bode do controlador PD.	48
Figura 32 – Sistema com o PD adicionado.	48
Figura 33 – Resposta ao degrau do sistema com o PD.	49
Figura 34 – Diagrama de Bode do controlador PI	50
Figura 35 – Sistema com o PD e o PI adicionados.	50
Figura 36 – Resposta ao degrau do sistema com o PID.	51
Figura 37 – Sistema Simulado no Simulink/Matlab.	51
Figura 38 – Resposta com entrada nominal.	52
Figura 39 – Resposta com entrada de 12V.....	52
Figura 40 – Resposta com entrada de 30V.....	53
Figura 41 – Diagrama de bode de $G(s)$	54
Figura 42 – Resposta ao degrau do sistema sem controlador.	54
Figura 43 – Diagrama de bode do controlador PI.	55
Figura 44 – Diagrama de bode do sistema com o PI.....	56
Figura 45 – Resposta ao degrau do sistema controlado.	56
Figura 46 – Resposta com entrada de 16V.....	57

Figura 47 – Resposta com entrada de 17,8 V.....	57
Figura 48 – Resposta com entrada de 20V.....	58
Figura 49 – Resposta com entrada de 30V.....	58
Figura 50 – Resposta para entrada de 16V.....	59
Figura 51 – Resposta para entrada de 17,8V.....	60
Figura 52 – Resposta para entrada de 20V.....	60
Figura 53 – Resposta para entrada de 30V.....	61
Figura 54 – Sistema simulado no Proteus.....	62
Figura 55 – Osciloscópio do Proteus.....	62
Figura 56 – Bancada do experimento.....	63
Figura 57 – Placa do Conversor Boost.....	63
Figura 58 – Período de amostragem.....	64
Figura 59 – Gráfico do Osciloscópio com entrada de 20V.....	65
Figura 60 – Gráfico no Matlab com entrada de 20V.....	65
Figura 61 - Gráfico do Osciloscópio com afundamento para 17,5V.	66
Figura 62 – Gráfico no Matlab com afundamento para 17,5V.	66
Figura 63 - Gráfico do Osciloscópio com sobre-tensão para 30V.	67
Figura 64 – Gráfico no Matlab com sobre-tensão para 30V.....	67

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Usinas Fotovoltaicas instaladas no Brasil. [3].....	16
Tabela 2 – Características elétricas do modulo solar SP75. [7]	23
Tabela 3 – Ajuste do controlador PID. [11]	40
Tabela 4 – Especificações do Projeto.....	42
Tabela 5 – Componentes usados.	43

SUMÁRIO

1	Introdução e Objetivos	13
2	Revisão Bibliográfica	14
2.1.	Panorama da Energia Solar no mundo	14
2.2.	Energia Solar no Brasil	16
2.3.	Sistemas Fotovoltaicos	18
2.3.1.	Sistemas Isolados	18
2.3.2.	Sistemas Híbridos.....	19
2.3.3.	Sistemas Interligados à rede	20
2.4.	Painel Fotovoltaico.....	21
2.4.1.	Modelo Elétrico equivalente	21
2.4.2.	Curva característica	22
2.5.	Conversores Estáticos CC/CC.....	23
2.5.1.	Conversor Buck.....	24
2.5.2.	Conversor Boost.....	27
2.6.	Modelagem do Conversor Boost.....	31
2.6.1.	Semicondutor em condução	31
2.6.2.	Semicondutor em corte.....	33
2.6.3.	Linearização do modelo	34
2.7.	Malha de controle.....	37
2.7.1.	Projeto de Controladores	38
2.7.2.	Método de Ziegler-Nichols	39
3	Metodologia	41
3.1.	Componentes usados nas simulações e na construção	41
3.2.	Influência da resistência do indutor (RL).....	43
4	Resultados Simulados	46
4.1.	Simulação Simulink/Matlab	46
4.1.1.	Simulação caso indutor ideal (sem RL)	46
4.1.2.	Simulação caso indutor real (com RL).....	53
4.2.	Simulação Proteus/PIC C	61
5	Resultados Experimentais	63
6	Conclusão	68
7	Bibliografia.....	69

1 Introdução e Objetivos

As energias renováveis tem sido um dos tópicos mais discutidos nos últimos anos, e a energia solar juntamente com a energia eólica estão se desenvolvendo tanto em termos tecnológicos quanto em aumento da utilização. Com o crescimento da demanda energética, vários países começaram a buscar outras formas de gerar energia elétrica, aumentando os investimentos nas energias renováveis. Nesse contexto a energia solar esta sendo muito estudada, principalmente por não emitir poluentes e nem prejudicar o ecossistema da região.

Dentro do contexto da energia fotovoltaico é de grande interesse a estabilidade da tensão fotogerada, que esta diretamente relacionado ao uso de conversores estáticos. Esses conversores, através de comutações de chaves semicondutoras, podem modificar as características da tensão de saída (elevando ou diminuindo). O controle de um conversor é realizado através da variação na largura de pulso que aciona a chave semicondutora. Para a realização dessa tarefa foi utilizado um microcontrolador PIC, cujos principais pontos positivos são a confiabilidade, custo e simplicidade.

O principal objetivo desse trabalho é simular e projetar um conversor Boost que seja capaz de controlar (manter) a tensão de saída, até mesmo em momentos onde há variações na tensão de entrada.

O desenvolvimento desse trabalho proporcionou as seguintes publicações:

1. Switching reconfiguration of a solar photovoltaic converter considering shadow conditions. International Symposium on Industrial Electronics, 2011, Gdansk, Poland.
2. Conversor Boost Adaptável a Sombreamentos para Sistemas Fotovoltaicos de Bombeamento. IX CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 2011, Cuiabá, Brasil.

Além do seguinte trabalho que foi submetido e aguarda resposta:

1. A Contribution to Photovoltaic Systems Isolated and Grid-Connected Under Shadow Conditions. International Conference on Renewable Energies and Power Quality. Santiago de Compostela (Spain), 28th to 30th March, 2012.

A organização desse trabalho foi feita da seguinte maneira: Revisão Bibliográfica (Capítulo 2), Metodologia (Capítulo 3), Resultados Simulados (Capítulo 3), Resultados Experimentais (Capítulo 4) e Conclusão (Capítulo 5).

2 Revisão Bibliográfica

2.1. Panorama da Energia Solar no mundo

As fontes de energia renováveis estão cada vez mais sendo tratadas com relevância pelos especialistas em geração de energia e pela sociedade. Devido ao aumento da demanda de energia e da conscientização ambiental as fontes primárias renováveis surgem como uma alternativa. Impulsionado por incentivos econômicos a capacidade fotovoltaica instalada cresceu e continuará crescendo nos próximos anos. A Figura 1 mostra a evolução da capacidade instalada em todo o mundo desde 2000. [1]

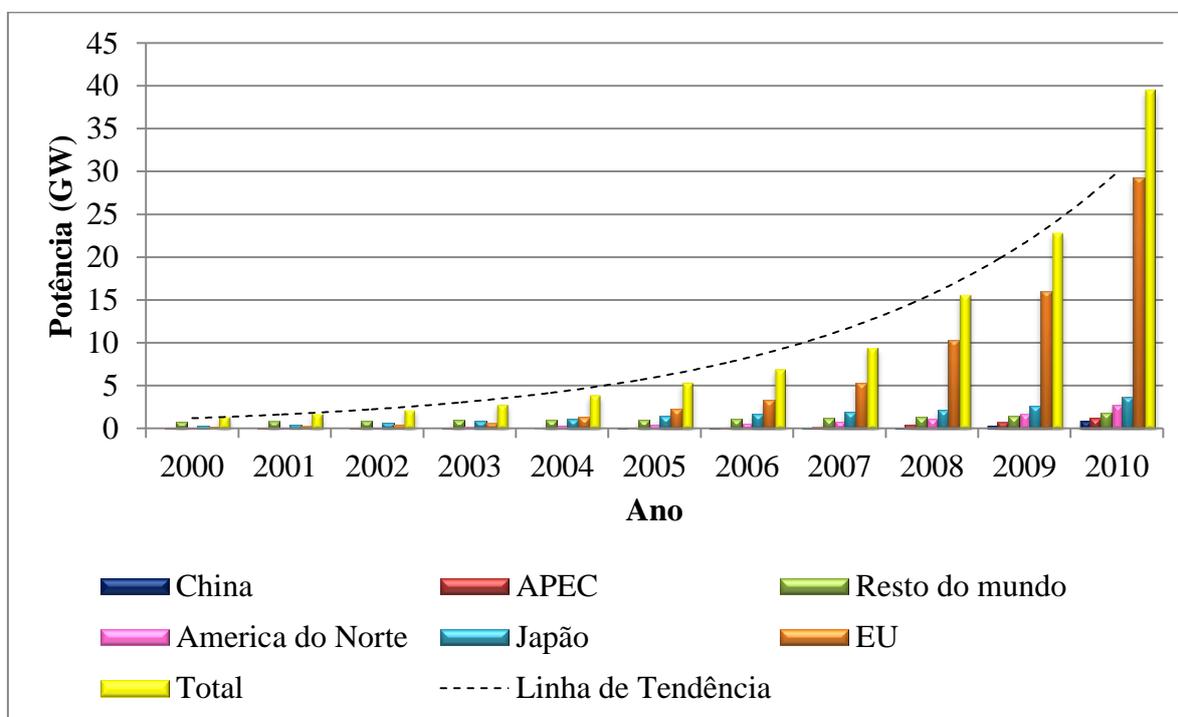


Figura 1 - Crescimento na potência instalada. [1]

Percebe-se que o desenvolvimento da Energia Fotovoltaica nos últimos dez anos foi vigorosa, como é mostrado pela linha de tendência da Figura 1. Durante a última década, a tecnologia fotovoltaica adquiriu um potencial para se tornar uma importante fonte de geração de energia para o mundo, sendo assim, o seu crescimento deverá continuar nos próximos anos. Em termos de capacidade global instalada acumulada, a EU (União Européia) lidera com quase 30 GW instalados até 2010. Isso representa cerca de 75% do total acumulado no

mundo. Japão com 3,6 GW instalados e EUA com 2,5 GW são duas potências que vem logo atrás da EU, enquanto que a China deve atingir o seu primeiro GW em 2011. A região Ásia-Pacífico tem instalado pouco mais de 1 GW e o resto mundo tem pouco menos de 2 GW. [1]

A EPIA (*European Photovoltaic Industry Association*) realizou um estudo baseado na coleção de dados do setor fotovoltaico nas indústrias, concessionárias de energia, agências e associações nacionais de energia. Com base nos dados coletados a EPIA fez uma estimativa do futuro próximo para a tecnologia PV, essa estimativa foi feita em dois cenários diferentes: [1]

1. Cenário Moderado: Esse cenário pressupõe um mercado sem investimentos importantes no setor, mas que tenha uma continuação razoável dos ajustes dos preços atuais do sistema fotovoltaico.
2. Cenário de Política: Este cenário assume a continuação ou a introdução de mecanismos de apoio acompanhado por uma forte vontade política para considerar o sistema fotovoltaico como uma fonte de energia importante nos próximos anos.

A Figura 2 mostra o resultado do estudo feito pela EPIA.

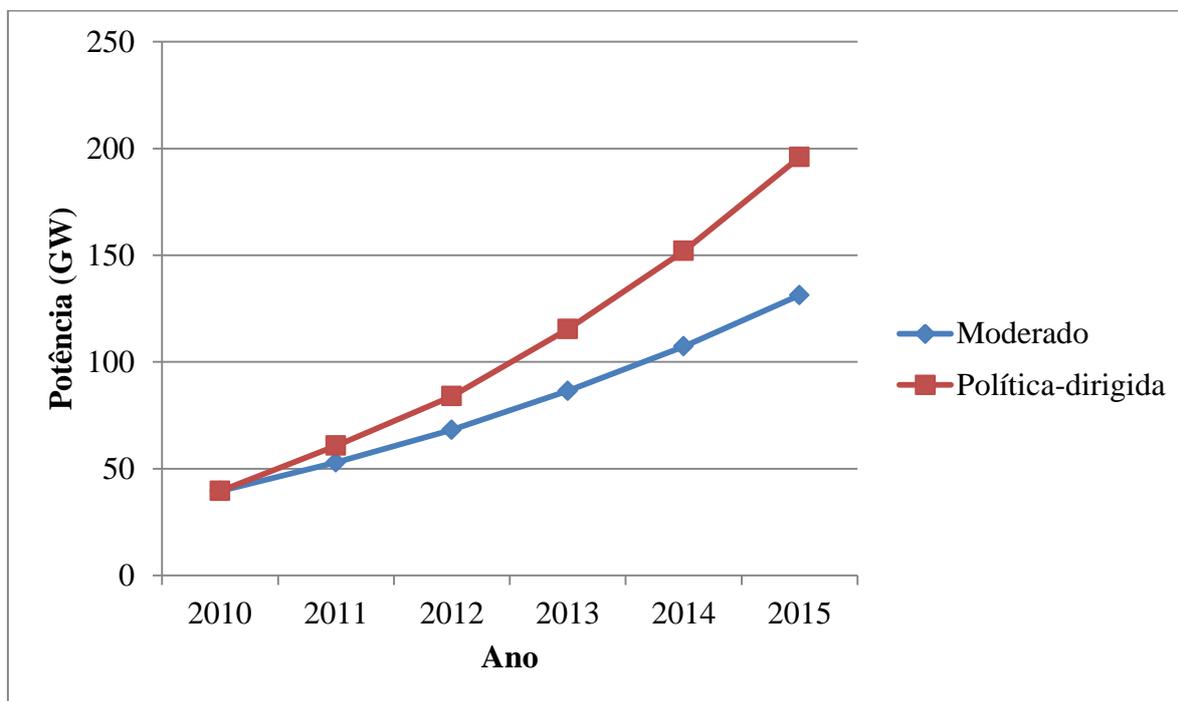


Figura 2 – Estimativa do crescimento da potência instalada no mundo.

Percebe-se que os especialistas na área estão otimistas em relação ao futuro da energia solar no suprimento da demanda energética mundial, mesmo adotando um cenário moderado o crescimento da potencia instalada é considerável (de quase 40 GW em 2010 para um pouco

mais de 130 GW em 2015). Adotando um cenário de política dirigida este crescimento é ainda mais rápido, cerca de 160 GW em cinco anos.

2.2. Energia Solar no Brasil

Os principais projetos de aproveitamento da energia solar no Brasil são o aquecimento de água e a geração fotovoltaica. A tecnologia de aquecimento de água já é bastante usada, principalmente em residências, hotéis, motéis, hospitais, vestiários, restaurantes industriais e no aquecimento de piscinas. Um dos principais obstáculos para a implementação da tecnologia de aquecimento solar de água é o custo de aquisição dos equipamentos, mas a tendência ao longo dos anos é a redução dos custos, em função da escala de produção, dos avanços tecnológicos, do aumento da concorrência e dos incentivos governamentais. [2]

No Brasil, o governo tem priorizado a instalação de sistemas fotovoltaicos de geração de eletricidade visando ao atendimento de comunidades isoladas da rede de energia elétrica e ao desenvolvimento regional. Esses projetos atuam basicamente com quatro tipos de sistemas: [2]

1. Bombeamento de água, para abastecimento doméstico, irrigação e piscicultura;
2. Iluminação pública;
3. Sistemas de uso coletivo, tais como eletrificação de escolas, postos de saúde e centros comunitários;
4. Atendimento domiciliar.

As Usinas Fotovoltaicas instaladas no Brasil e sua respectiva potência instalada são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Usinas Fotovoltaicas instaladas no Brasil. [3]

Usina	Potência (KW)	Município
Araras – RO	20,48	Nova Mamoré - RO
Tauá	1.000,00	Tauá - CE
UFV IEE	12,26	São Paulo - SP
UFV IEE/Estacionamento	3,00	São Paulo - SP
PV Beta Test Site	1,70	Barueri - SP
Embaixada Italiana	50,00	Brasília – DF
Total	1.087,44	

Percebe-se que a energia fotovoltaica não é muito explorada no Brasil e de acordo com [3] a capacidade total instalada no país é pouco menos de 1,1 MW. Em [2] o autor

questiona porque o Brasil, um país situado em uma zona de insolação considerável, não explora bem a energia fotovoltaica. A resposta dessa questão se deve ao fato do Brasil ter bastantes recursos hídricos, resultando assim em um investimento maior em geração de energia elétrica a partir de usinas hidrelétricas. Porém esse conceito já está mudando. Há lugares isolados, distantes da rede elétrica, onde a geração fotovoltaica se torna viável, pois não necessita de gastos na implementação de linhas de transmissão para a energia chegar até essas comunidades.

A Figura 3 mostra a média anual de insolação diária no Brasil em horas.

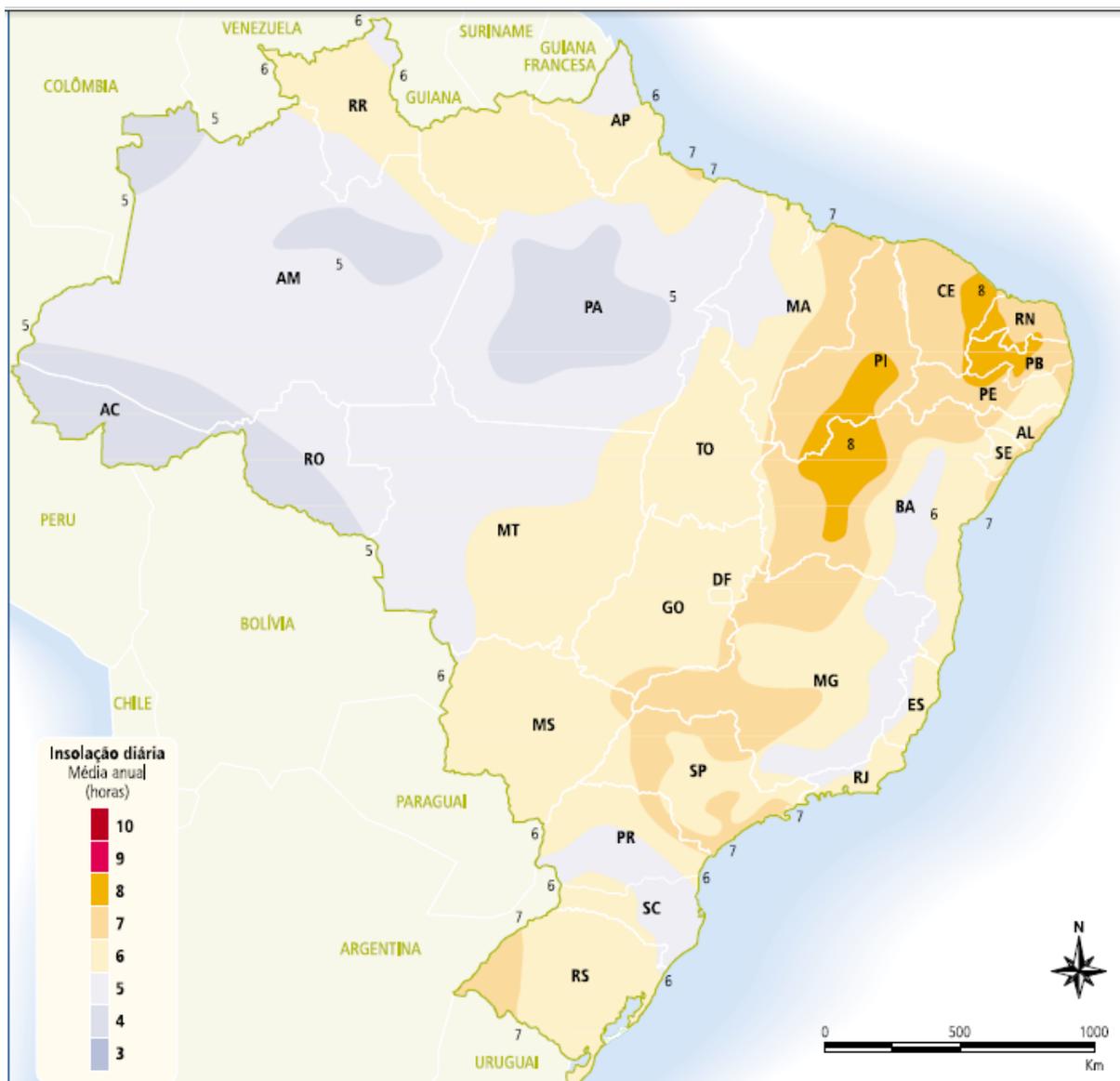


Figura 3 - Média anual de insolação diária no Brasil em horas. [2]

A radiação solar é o principal elemento para a geração fotovoltaica, porém sua incidência depende muito da localização (latitude) e da posição no tempo (hora do dia e dia

do ano). Sendo assim é possível perceber que a duração do dia solar varia de acordo com a região e período do ano.

2.3. Sistemas Fotovoltaicos

É chamado de sistema fotovoltaico todo o conjunto necessário para a obtenção da energia elétrica através da energia solar, ou seja, conversão da radiação solar em energia elétrica. Os sistemas fotovoltaicos podem ser isolados, híbridos ou interligados à rede.

2.3.1. Sistemas Isolados

São sistemas normalmente usados em regiões onde a rede elétrica não é acessível. Podem ser com ou sem armazenamento de energia. Podem ser divididos em quatro grupos, de acordo com a carga a ser suprida: [4]

1. Carga CC sem armazenamento de energia: A carga CC é diretamente conectada a saída do painel fotovoltaico. Geralmente é usado um seguidor de máxima potência (MPPT) para otimização do uso da energia. A Figura 4 ilustra essa topologia.

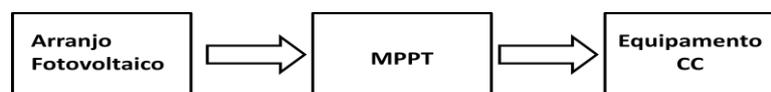


Figura 4 - Sistema Isolado com carga CC sem armazenamento.

2. Carga CC com armazenamento de energia: Esse sistema é usado quando se quer usar a energia em períodos sem insolação, nesse caso usa-se baterias para armazenar a energia. Um controlador de carga tem de ser usado para proteger o banco de baterias, aumentando assim a sua vida útil. É comum também usar o MPPT para ter um melhor aproveitamento da energia. O sistema é baseado na Figura 5.

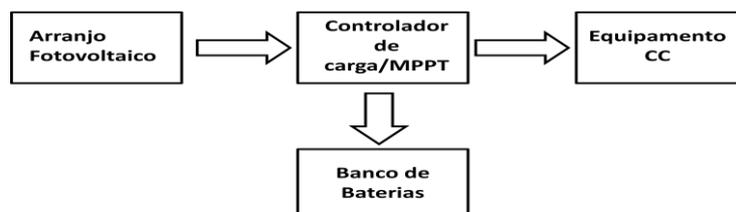


Figura 5 - Sistema Isolado com carga CC com armazenamento.

3. Carga CA sem armazenamento de energia: Usado quando o sistema é usado para alimentar cargas CA durante o período de insolação. Usa-se geralmente conversores estáticos (estágio CC) para que se mantenha a tensão no valor desejado e MPPT. A saída do estágio CC é conectada a um inversor para que este transforme a corrente contínua em alternada. Observe a Figura 6.

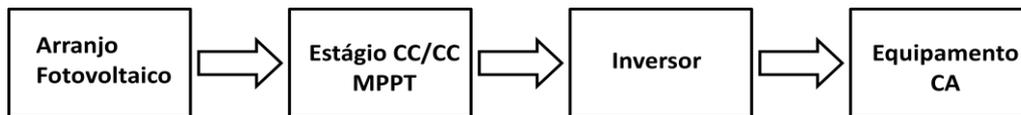


Figura 6 – Sistema Isolado com carga CA sem armazenamento.

4. Carga CA com armazenamento de energia: Diferencia da configuração anterior apenas por possuir um banco de baterias que armazena a energia para que possa ser utilizada no período noturno ou quando não houver insolação. É importante ressaltar o uso de controlador de carga para proteger as baterias. O sistema é mostrado na Figura 7.

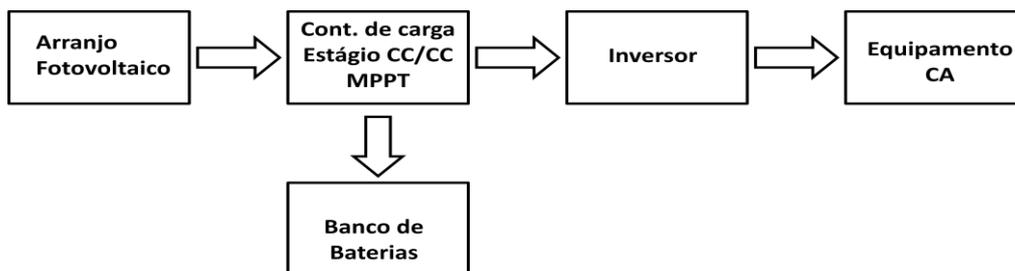


Figura 7 – Sistema Isolado com carga CA com armazenamento.

2.3.2. Sistemas Híbridos

Chamam-se sistemas híbridos aqueles em que, estando desconectados da rede elétrica, existe mais de uma forma de geração de energia, como por exemplo, gerador diesel, turbinas eólicas e módulos fotovoltaicos. Estes sistemas são mais complexos e necessitam de algum tipo de controle capaz de integrar os vários geradores, de forma a otimizar a operação para o usuário. [4]

A Figura 8 mostra o esquema de um Sistema Híbrido.

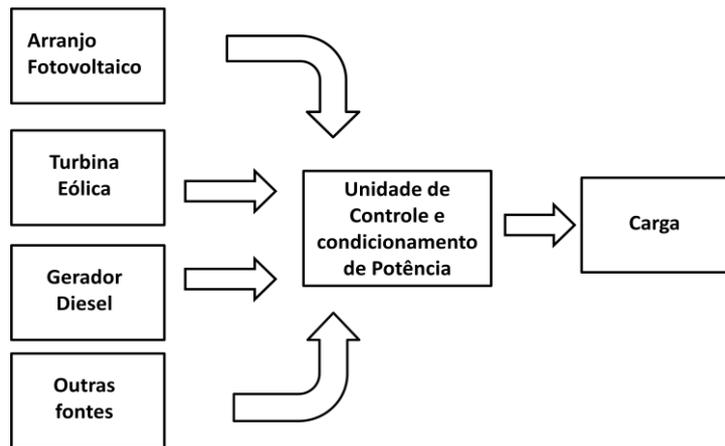


Figura 8 - Sistema Híbrido

2.3.3. Sistemas Interligados à rede

Esses sistemas não necessitam de um banco de baterias, pois toda a energia é entregue diretamente à rede. Sendo semelhante ao sistema isolado com carga AC sem armazenamento, porém a saída do inversor é ligada diretamente na rede, como mostrado na Figura 9. Sendo assim a saída do inversor tem que satisfazer todas as exigências de qualidade e segurança para que o sistema não afete a rede e seja capaz de preservar o próprio sistema fotovoltaico. Para isso são necessários vários sistemas de controle. [4]

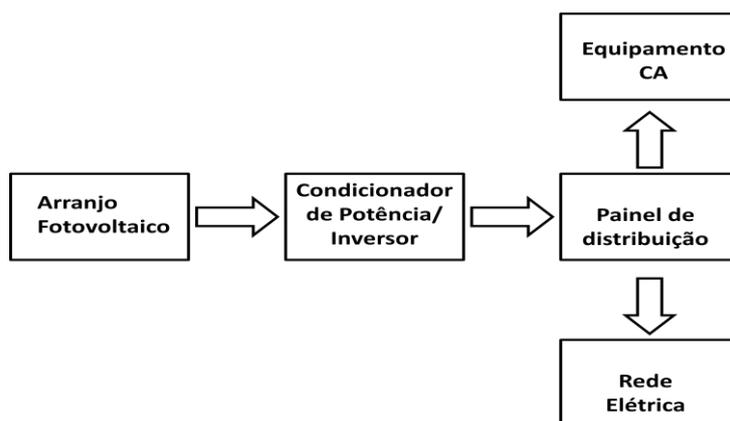


Figura 9 - Sistemas Fotovoltaicos conectados a rede elétrica.

2.4. Painel Fotovoltaico

2.4.1. Modelo Elétrico equivalente

O modelo elétrico usado para representar uma célula solar é o proposto por [5] e mostrado na Figura 10.

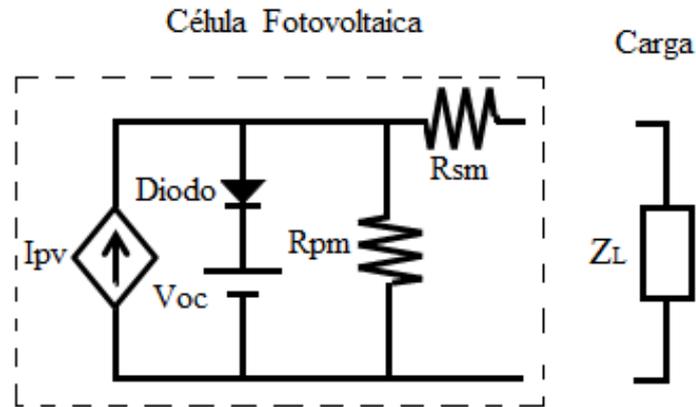


Figura 10 – Modelo elétrico equivalente para a célula fotovoltaica. [5]

Nesse modelo a fonte de corrente controlada I_{pv} representa a corrente gerada devido à radiação solar, e esta é calculada de forma linear e proporcional a radiação solar incidente. As resistências R_{pm} e R_{sm} representam as perdas da célula fotovoltaica, a primeira representa a resistência dos cristais de junção p-n que constituem a célula, a segunda é a resistência resultante do contato metálico com a carga. A fonte de tensão CC representa o V_{oc} , a tensão de circuito aberto da célula. [5]

As resistências R_{pm} e R_{sm} são calculadas de acordo com (1) e (2).

$$R_{sm} = \frac{V_{oc} - V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (1)$$

$$R_{pm} = \frac{V_{oc}}{I_{sc} - I_{MPP}} \quad (2)$$

Onde:

I_{sc} = Corrente de curto circuito (A);

V_{oc} = Tensão de circuito aberto (V);

I_{MPP} = Corrente de máxima potência (A);

V_{MPP} = Tensão de máxima potência (V).

Como R_{pm} é normalmente muito maior que R_{sm} , a corrente que a célula é capaz de entregar à carga é dada por (3). [5] [6]

$$I = I_{PV} - I_D \quad (3)$$

Sendo:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V}{m \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (4)$$

Em que:

I = Corrente de saída da célula fotovoltaica (A);

I_{PV} = Corrente fotogerada (A);

I_D = Corrente no diodo (A);

I_0 = Corrente inversa máxima de saturação do diodo (A);

V = Tensão nos terminais da célula (V);

V_T = Potencial térmico da célula (V): $V_T = \frac{k \cdot T}{q}$ (V);

k = Constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23}$) (J/K);

T = Temperatura da célula (K);

q = Carga elétrica do elétron ($q = 1,6 \times 10^{-19}$) (C);

m = Fator de idealidade do diodo (ideal $m=1$, real $m>1$).

Existem pontos do painel fotovoltaicos que merecem uma maior atenção: [6]

1. Corrente de curto circuito (I_{SC}): É a corrente máxima que a carga pode ter, ou seja, é igual a corrente fotogerada. É uma característica da célula, portanto fornecida pelo fabricante.
2. Tensão de circuito aberto (V_{OC}): É a tensão máxima que os terminais da célula podem atingir, ou seja, quando não há nenhuma carga conectada. Também é uma característica fornecida pelo fabricante.
3. Ponto de máxima potência (MPP): Em um módulo fotovoltaico só existe um ponto na curva $I \times V$ onde a potência máxima pode ser alcançada, correspondente ao produto da tensão de máxima potência e corrente de máxima potência.

2.4.2. Curva característica

A curva característica de um painel fotovoltaico é a $I \times V$, ou seja, a corrente versus tensão na carga. A Figura 11 mostra um exemplo de curva característica do módulo solar

modelo SP75 da Siemens. Essa curva característica assim como a Tabela 2 são fornecidos pelo fabricante.

Tabela 2 – Características elétricas do módulo solar SP75. [7]

Características Elétricas (radiação = 1000 W/m ² e T = 25 °C)	
Corrente de Curto Circuito (I _{sc})	4.8 A
Tensão de circuito aberto (V _{oc})	21.7 V
Corrente de Máxima Potência (I _{mpp})	4.4 A
Tensão de Máxima Potência (V _{mpp})	17 V

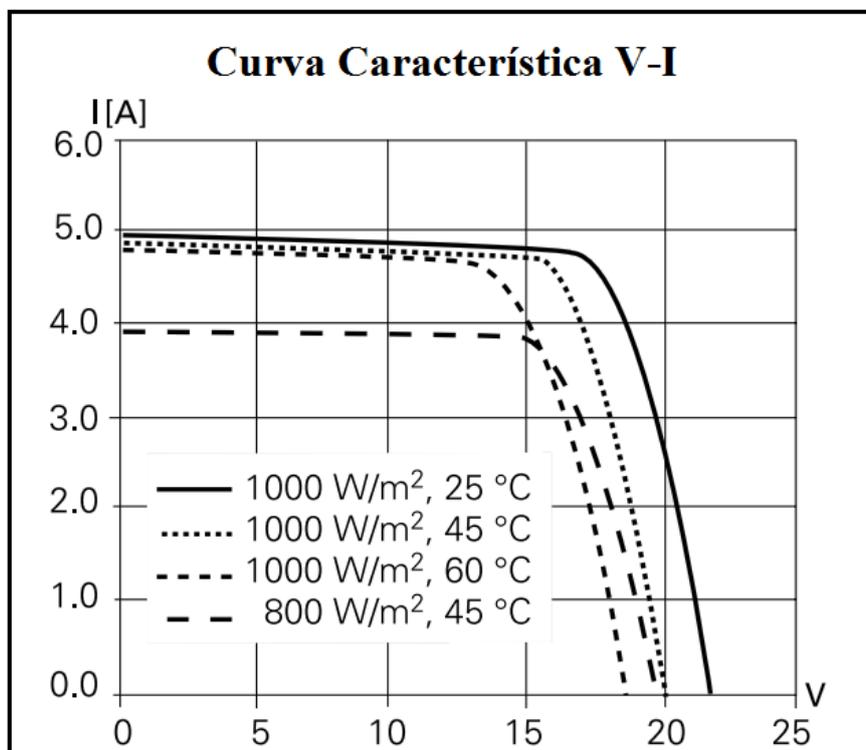


Figura 11 – Curvas IxV do módulo fotovoltaico SP75 (Siemens). [7]

Percebe-se que com o aumento da temperatura, a tensão de circuito aberto do módulo diminui e que a corrente fotogerada não sofre variações consideráveis. Porém com a diminuição da intensidade da radiação solar, a corrente diminui com a diminuição da radiação, enquanto a tensão de circuito aberto sofre poucas alterações.

2.5. Conversores Estáticos CC/CC

Através de painéis fotovoltaicos pode-se obter energia elétrica resultante da irradiação solar incidente. A tensão de saída nos painéis é contínua, porém em algumas aplicações é

necessário um conversor para regular a tensão de saída dependendo da sua utilização. Tais conversores são chamados de conversores CC-CC. Os conversores mais utilizados nos sistemas fotovoltaicos são:

1. Buck: Conversor abaixador de tensão
2. Boost: Conversor elevador de tensão

Nos conversores cc/cc a tensão média de saída é normalmente mantida em um nível desejado, uma vez que existem flutuações na tensão de entrada e saída da carga. O método utilizado para controlar a tensão de saída emprega um chaveamento a uma frequência constante e ajusta a duração dos estados das chaves controladas. Tal método, chamado de modulação por largura de pulso (PWM) muda o ciclo de trabalho D que é a razão entre o tempo ligado da chave e o período total (tempo ligado + tempo desligado). [8]

2.5.1. Conversor Buck

O conversor Buck ou abaixador regula a tensão de saída média para um nível inferior ao de entrada. Isto é conseguido através de comutação controlada através de um IGBT, onde a tensão de entrada CC é ligado e desligado periodicamente, resultando em uma tensão média mais baixa de saída. [8]

A topologia do conversor Buck é mostrada na Figura 12. Com o transistor conduzindo (diodo cortado), transfere-se energia da fonte para o indutor (cresce i_L) e para o capacitor (quando $i_L > V_o/R_o$). Quando T desliga, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga. [9]

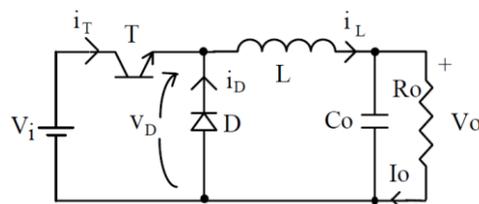


Figura 12 – Conversor Buck. [9]

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. [9]

Modo de condução contínua (MCC)

O modo de condução contínua de operação ocorre quando a corrente através do indutor no

circuito da Figura 12 é contínua, ou seja, a corrente no indutor é sempre maior que zero. [8]

As Figura 13 e Figura 14 mostram respectivamente a chave T ligada e desligada.

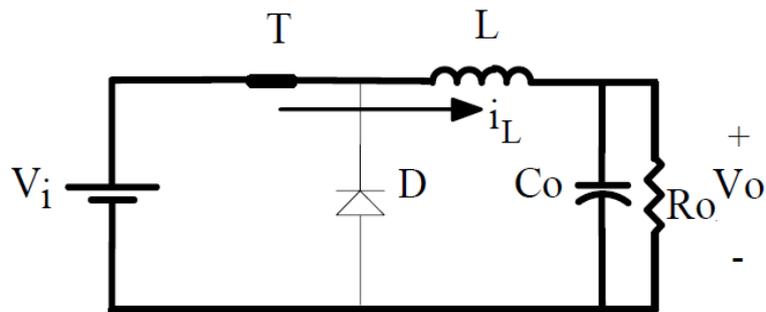


Figura 13 – Buck com chave ligada. [8]

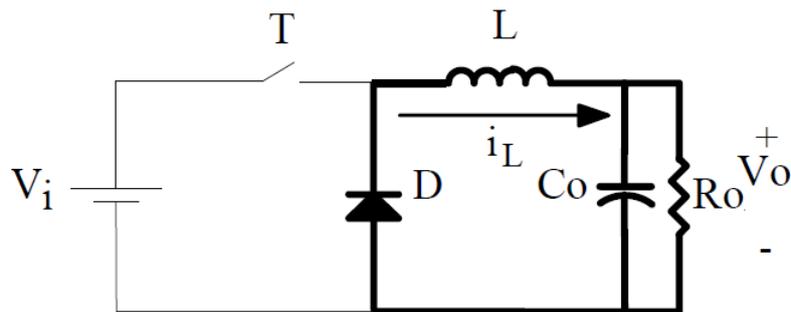


Figura 14 – Buck com chave aberta. [8]

Quando a chave estiver ligada:

$$V_L = V_i - V_o \quad (5)$$

E quando a chave estiver desligada:

$$V_L = -V_o \quad (6)$$

Em regime permanente:

$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0 \quad (7)$$

Onde:

V_L = Tensão no indutor (V);

V_i = Tensão de entrada (V);

T_s = Período total;

t_{on} = Tempo de chave ligada.

Substituindo (5) e (6) em (7):

$$(V_i - V_o)t_{on} + (-V_o)(T_s - t_{on}) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (8)$$

Modo de condução descontínua (MCD)

O modo de operação descontínua ocorre quando o valor da corrente de carga é menor ou igual a zero no final de um dado período de comutação. Supondo um aumento e uma queda linear de corrente através do indutor, o ponto de fronteira entre condução contínua e descontínua ocorre quando a corrente média do indutor sobre um período de comutação é metade do valor de pico, como ilustrado na Figura 15. [8]

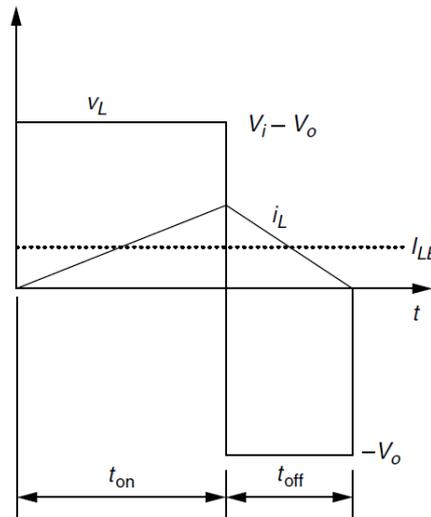


Figura 15 – Corrente no indutor no ponto limite para o modo descontínuo. [8]

De acordo com [8]:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(\text{pico})} = \frac{DT_s}{2L} (V_i - V_o) \quad (9)$$

$$L_{\text{critico}} = L = \frac{DT_s}{2I_{LB}} (V_i - V_o) \quad (10)$$

A característica de carga do conversor Buck é mostrada na Figura 16.

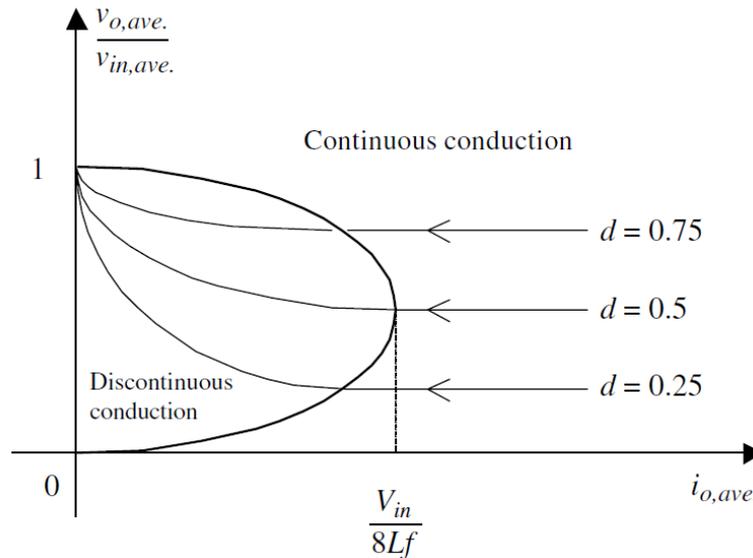


Figura 16 – Característica de carga do conversor Buck. [8]

A equação para o modo de condução descontínua não serão analisadas pelo fato desse trabalho ter o foco no modo contínuo de condução da corrente.

2.5.2. Conversor Boost

Um conversor Boost ou elevador regula a tensão média de saída para um nível superior ao de entrada. A tensão de entrada está em série com um grande indutor que age como uma fonte de corrente. A chave em paralelo com a fonte de corrente e a saída é desligada periodicamente, fornecendo energia do indutor e da fonte para aumentar a tensão média de saída. [8]

A topologia do conversor Boost é mostrada na Figura 17. Quando T é ligado, a tensão V_i é aplicada ao indutor. O diodo fica reversamente polarizado (pois $V_o > V_i$). Acumula-se energia em L, a qual será enviada ao capacitor e à carga quando T desligar. A corrente de saída, i_D , é sempre descontínua, enquanto i_L (corrente de entrada) pode ser contínua ou descontínua. [9]

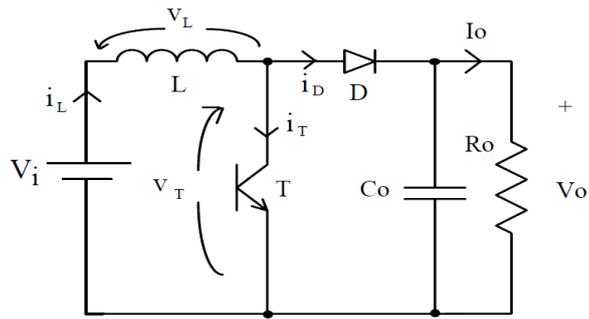


Figura 17 – Conversor Boost. [9]

Esse conversor também pode operar no modo contínuo e descontinuo.

Modo de condução contínua (MCC)

As Figura 18 – Boost com chave fechada. Figura 18 e Figura 19 mostram respectivamente o conversor Boost operando com a chave fechada e aberta respectivamente.

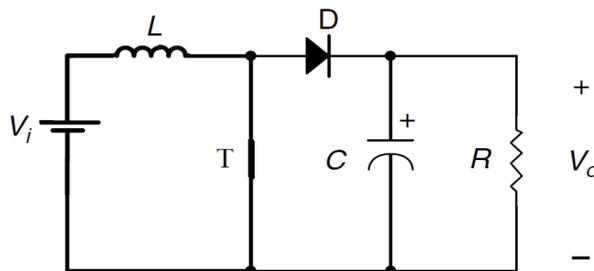


Figura 18 – Boost com chave fechada. [8]

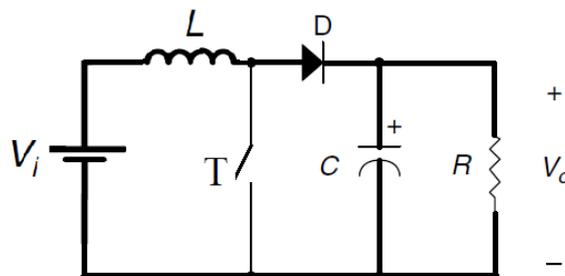


Figura 19 – Boost com chave aberta. [8]

Quando a chave estiver ligada:

$$V_L = V_i \quad (11)$$

E quando a chave estiver desligada:

$$V_L = V_i - V_o \quad (12)$$

Em regime permanente:

$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0 \quad (13)$$

Substituindo (11) e (12) em (13)m:

$$\begin{aligned} (V_i)t_{on} + (V_i - V_0)(T_s - t_{on}) &= 0 \\ (T_s - t_{on}) &= t_{off} \\ \frac{V_0}{V_i} = \frac{T_s}{t_{off}} &= \frac{1}{1 - D} \end{aligned} \quad (14)$$

A indutância a ser usada é definida por (15):

$$L = \frac{V_i D}{F_s (\Delta i_L \times I_L)} \quad (15)$$

A capacitância a ser usada é definida por (18):

$$C = \frac{I_0 D}{F_s (\Delta V_0 \times V_0)} \quad (16)$$

Modo de condução descontínua (MCD)

Como mencionado anteriormente, o modo de operação descontínua ocorre quando o valor da corrente de carga é menor ou igual a zero no final de um dado período de comutação. Para calcular esse limite, o mesmo procedimento realizado para o conversor Buck será feito para o conversor Boost, observe a Figura 20.

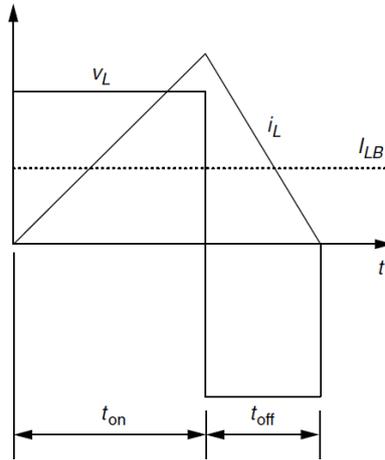


Figura 20 - Corrente no indutor no ponto limite para o modo descontinuo. [8]

De acordo com [8]:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(\text{pico})} = \frac{V_0 T_s}{2L} D(1 - D) \quad (17)$$

$$L_{critico} = L = \frac{V_0 T_s}{2I_{LB}} D(1 - D) = \frac{DV_i}{2F_s I_{LB}} \quad (18)$$

A característica de carga do conversor Boost é mostrada na Figura 21.

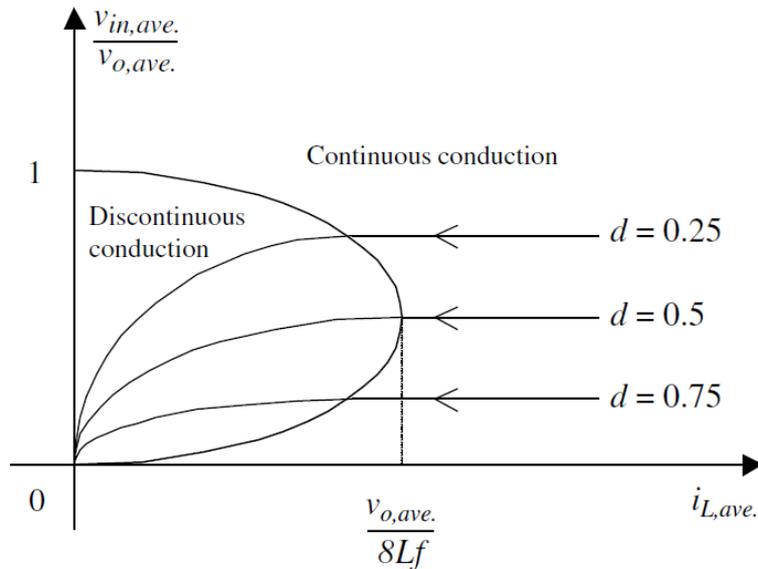


Figura 21 - Característica de carga do conversor Boost. [8]

Novamente vale ressaltar o foco desse trabalho é operar no modo contínuo de condução da corrente.

2.6. Modelagem do Conversor Boost

O conversor estático de potência que será utilizado nesse trabalho é o conversor Boost, portanto será mostrada somente a modelagem para essa topologia. Será realizada a modelagem do conversor elevador Boost levando-se em consideração as perdas nos dispositivos semicondutores e na resistência do enrolamento do indutor. A Figura 22 mostra o conversor boost com as devidas resistências.

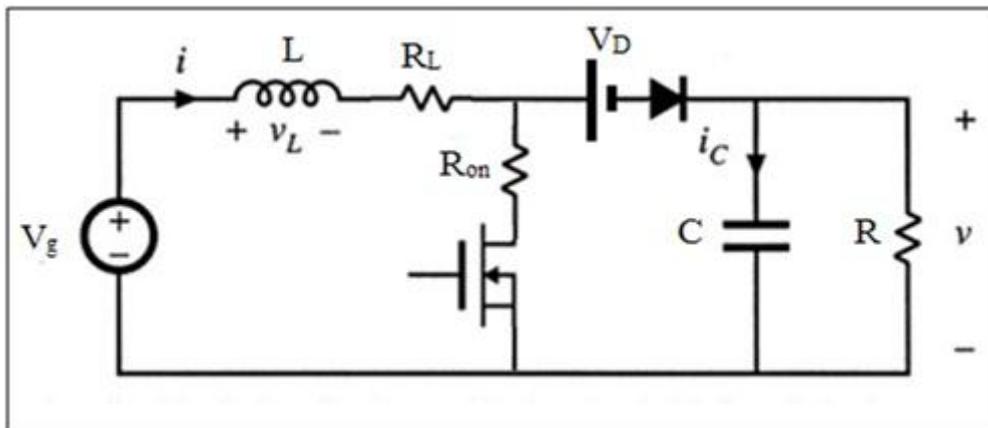


Figura 22 – Conversor Boost com as resistências de perdas. [10]

2.6.1. Semicondutor em condução

No momento em que o dispositivo semicondutor estiver conduzindo, o circuito equivalente momentâneo será dado pela Figura 23, onde i_{load} representa perturbações na carga do conversor. [10]

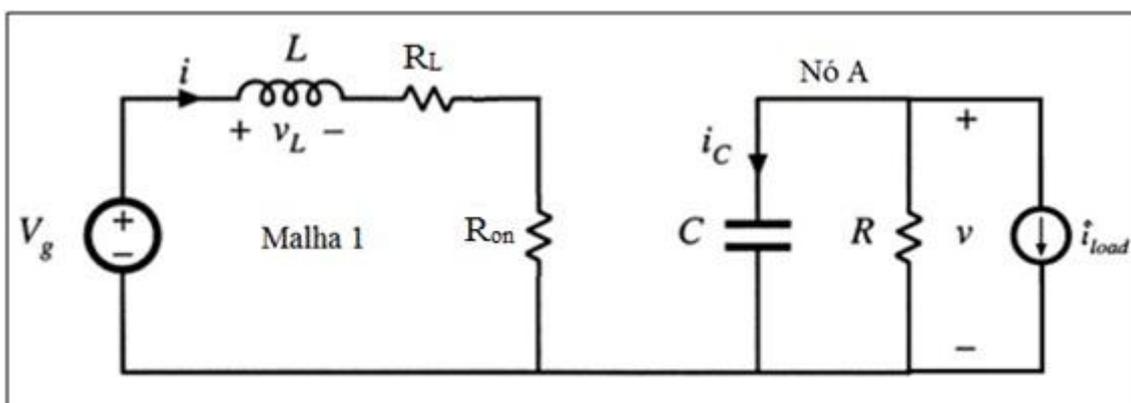


Figura 23 – Circuito equivalente em modo de condução. [10]

Da lei de Kirchhoff das tensões (LKT) na malha 1 obtém (19).

$$V_g - V_L - (R_L + R_{on}) \cdot i = 0 \quad (19)$$

Sabe-se que a queda de tensão no indutor é dada por (20).

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (20)$$

Substituindo (20) em (19) e isolando o termo di/dt acha-se (21).

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{(R_L + R_{on})}{L} \cdot i \quad (21)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes (LKC) no nó A obtém (22).

$$i_c + \frac{v}{R} + i_{load} = 0 \quad (22)$$

A corrente no capacitor é dada por (23).

$$i_c = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (23)$$

Substituindo (23) em (22) e isolando o termo dv/dt acha-se (24).

$$\frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \quad (24)$$

O sistema de diferenças que descreve o conversor em modo de condução é mostrado por (25).

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{(R_L + R_{on})}{L} \cdot i \\ \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \end{cases} \quad (25)$$

A representação na forma matricial é mostrada por (26).

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{on})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_D \\ i_{load} \end{bmatrix} \quad (26)$$

2.6.2. Semicondutor em corte

No momento em que o dispositivo semicondutor estiver em corte, o circuito equivalente momentâneo será dado pela Figura 24.

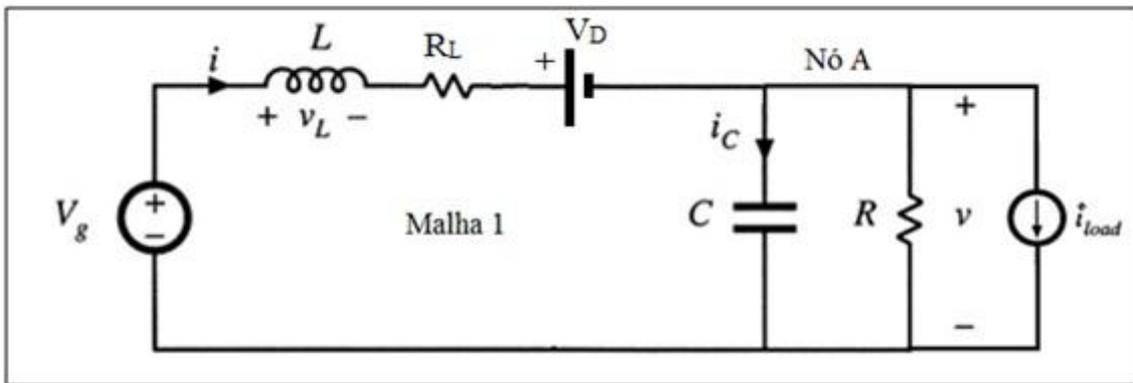


Figura 24 - Circuito equivalente em modo de corte. [10]

Da lei de Kirchhoff das tensões (LKT) na malha 1 obtém (27).

$$V_g - V_L - v - R_L \cdot i - V_D = 0 \quad (27)$$

Substituindo (20) em (27) e isolando o termo di/dt :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{v}{L} - \frac{R_L}{L} \cdot i - \frac{V_D}{L} \quad (28)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes (LKC) no nó A:

$$i_c + \frac{v}{R} + i_{load} = i \quad (29)$$

Substituindo (23) em (29) e isolando o termo dv/dt :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \quad (30)$$

O sistema de diferenças que descreve o conversor em modo de corte é mostrado por (31).

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{v}{L} - \frac{R_L}{L} \cdot i - \frac{V_D}{L} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \end{cases} \quad (31)$$

A representação na forma matricial é mostrada por (32).

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_D \\ i_{load} \end{bmatrix} \quad (32)$$

2.6.3. Linearização do modelo

As equações (26) e (32) podem ser escritas em variáveis de estado, como mostra (33).

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (33)$$

Onde: $\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix}$, $X = \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$ e U é a matriz de entrada.

Para seguir um padrão, serão definidas A_0 e B_0 as matrizes usadas para o modo de chave aberta, A_1 e B_1 as matrizes usadas para o modo de chave fechada. Será definido δ como a chave do semicondutor, quando $\delta = 1$ indica que a chave está fechada e quando $\delta = 0$ indica que a chave está aberta. Assim o modelo das variáveis de estado pode ser escrito por (34).

$$\dot{X} = (A_0 + \delta \cdot (A_1 - A_0)) \cdot X + (B_0 + \delta \cdot (B_1 - B_0)) \cdot U \quad (34)$$

Fazendo o valor médio de (34):

$$\langle \dot{X} \rangle = (A_0 + d \cdot (A_1 - A_0)) \cdot \langle X \rangle + (B_0 + d \cdot (B_1 - B_0)) \cdot \langle U \rangle \quad (35)$$

O termo $\langle \dot{X} \rangle$ indica o valor médio de \dot{X} dentro de um ciclo de chaveamento. Realizando a linearização:

$$\begin{cases} d = D + \hat{d} \\ \langle X \rangle = x + \hat{x} \\ \langle U \rangle = u + \hat{u} \end{cases} \quad (36)$$

A equação (36) indica que o valor médio da grandeza possa ser escrito como um valor constante mais uma perturbação. Substituindo (36) em (34) e rearranjando os termos:

$$\begin{aligned} \langle \dot{X} \rangle = & [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0) + \hat{d} \cdot (A_1 - A_0)] \cdot x + \\ & + [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0) + \hat{d} \cdot (A_1 - A_0)] \cdot \hat{x} + \\ & + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0) + \hat{d} \cdot (B_1 - B_0)] \cdot u + \\ & + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0) + \hat{d} \cdot (B_1 - B_0)] \cdot \hat{u} \end{aligned} \quad (37)$$

Reorganizando e fatorando (37):

$$\begin{aligned} \langle \dot{X} \rangle = & [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0)] \cdot \hat{x} + \\ & + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0)] \cdot \hat{u} + \\ & + [(A_1 - A_0) \cdot x + (B_1 - B_0) \cdot u] \cdot \hat{d} + \\ & + [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0)]x + \\ & + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0)]u + \\ & + (A_1 - A_0) \cdot \hat{d} \cdot \hat{x} + (B_1 - B_0) \cdot \hat{d} \cdot \hat{u} \end{aligned} \quad (38)$$

Com a equação (38) em mãos, devem-se fazer algumas considerações plausíveis. De acordo com (39) é possível perceber que $\langle \dot{X} \rangle$ se reduz a \hat{x} , pois x é uma constante. Outros fatores admissíveis de se desprezar são os fatores de segunda ordem ($\hat{d} \cdot \hat{u}$ e $\hat{d} \cdot \hat{x}$) já que as perturbações são pequenas.

$$\langle \dot{X} \rangle = \frac{d(\langle X \rangle)}{dt} = \frac{d(x + \hat{x})}{dt} = \frac{d(x)}{dt} + \frac{d(\hat{x})}{dt} = \hat{x} \quad (39)$$

Assim a equação (38) se reduz a:

$$\begin{aligned} \hat{x} = & [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0)] \cdot \hat{x} + \\ & + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0)] \cdot \hat{u} + \\ & + [(A_1 - A_0) \cdot x + (B_1 - B_0) \cdot u] \cdot \hat{d} + \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned}
& + [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0)]x + \\
& + [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0)]u
\end{aligned}$$

Fazendo:

$$A = [A_0 + D \cdot (A_1 - A_0)] \text{ e } B = [B_0 + D \cdot (B_1 - B_0)] \quad (41)$$

E substituindo em (40) obtém (42).

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \hat{u} + [(A_1 - A_0) \cdot x + (B_1 - B_0) \cdot u] \cdot \hat{d} + Ax + Bu \quad (42)$$

Sabe-se que $Ax + Bu = \dot{x}$, porém em regime permanente $\dot{x} = 0$ (condição de equilíbrio do sistema de controle em regime permanente), então (42) se reduz a:

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \hat{u} + [(A_1 - A_0) \cdot x + (B_1 - B_0) \cdot u] \cdot \hat{d} \quad (43)$$

Fazendo $[(A_1 - A_0) \cdot x + (B_1 - B_0) \cdot u] = M$:

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \hat{u} + M \cdot \hat{d} \quad (44)$$

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + [B \quad M] \cdot \begin{bmatrix} \hat{u} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \Rightarrow \frac{d}{dt}(\hat{x}) = A \cdot \hat{x} + B_t \cdot \hat{u}_t$$

Fazendo a transformada de Laplace em (44):

$$s \cdot \hat{x}(s) = A \cdot \hat{x}(s) + B_t \cdot \hat{u}_t(s) \Rightarrow \hat{x}(s) = (sI - A)^{-1} \cdot B_t \hat{u}_t(s) \quad (45)$$

Na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) & F_{13}(s) & F_{14}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) & F_{23}(s) & F_{24}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{V}_g \\ 0 \\ \hat{i}_{load} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Sabe-se, através de (46), que a variação na tensão na carga \hat{v} é função direta de 3 parâmetros independentes entre si: \hat{V}_g , as variações que ocorrem na tensão de entrada do conversor, \hat{d} as variações que ocorrem no ciclo de trabalho e \hat{i}_{load} que representa as variações na carga. Então para controlar a tensão de saída deve-se analisar do que ela depende:

$$\hat{v}(s) = G_{vd} \cdot \hat{d}(s) + G_{vg} \cdot \hat{v}_g(s) - Z_{out}(s) \cdot \hat{i}_{load}(s) \quad (47)$$

$$\text{Onde } G_{vd} = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g = 0 \\ \hat{i}_{load} = 0}}, G_{vg} = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{d} = 0 \\ \hat{i}_{load} = 0}} \text{ e } Z_{out}(s) = - \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g = 0 \\ \hat{d} = 0}}$$

G_{vd} é a função de transferência da tensão de saída em relação a razão cíclica, G_{vg} é a função de transferência da tensão de saída em relação a tensão de entrada e Z_{out} é a impedância de saída do conversor.

2.7. Malha de controle

Como foi visto pela equação (47), a tensão de saída do conversor depende das variações que ocorrem na tensão de entrada, na carga e na razão cíclica. A Figura 25 ilustra essa situação.

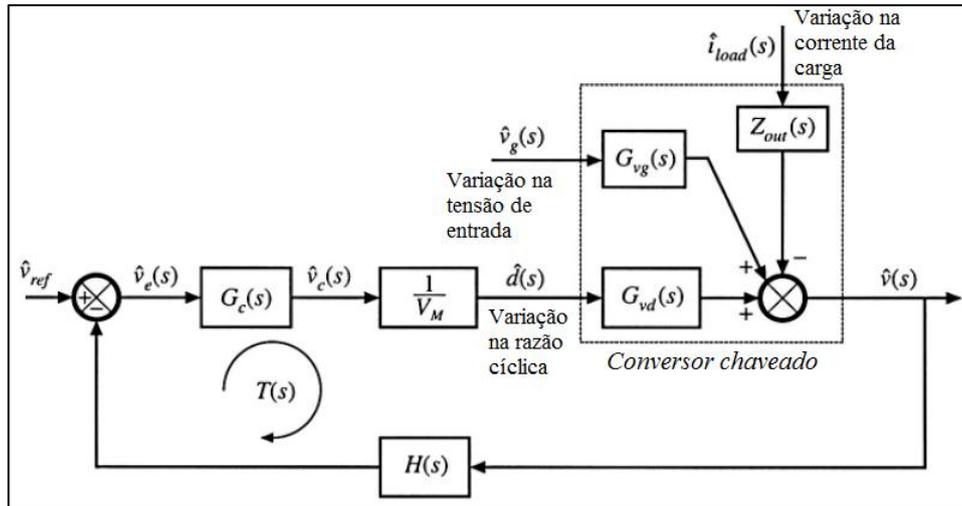


Figura 25 – Malha de controle. [10]

$H(s)$ representa o ganho do sensor, $G_c(s)$ representa a função de transferência do controlador e V_M a amplitude do PWM de acionamento da chave semicondutora. Da Figura 25, a tensão de saída do conversor é dada por (48).

$$\hat{v}(s) = [\hat{v}_{ref}(s) - H(s) \cdot \hat{v}(s)] \cdot \frac{G_c(s)}{V_m} \cdot G_{vd}(s) + \hat{v}_g(s) \cdot G_{vg} - \hat{i}_{load} \cdot Z_{out} \quad (48)$$

Fazendo:

$$\frac{H(s) \cdot G_C(s) \cdot G_{vd}(s)}{V_m} = T(s) \quad (49)$$

Note que $T(s)$ é a função de transferência de malha aberta da malha de controle.

Substituindo (49) em (48) e realizando algumas manipulações:

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \cdot \frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1 + T(s)} + \hat{v}_g(s) \cdot \frac{G_{vg}(s)}{1 + T(s)} - \hat{i}_{load} \cdot \frac{Z_{out}}{1 + T(s)} \quad (50)$$

Assim temos: (51)

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g = 0 \\ \hat{i}_{load} = 0}} = \frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1 + T(s)}$$

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref} = 0 \\ \hat{i}_{load} = 0}} = \frac{G_{vg}}{1 + T(s)} \quad (52)$$

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g = 0 \\ \hat{v}_{ref} = 0}} = - \frac{Z_{out}(s)}{1 + T(s)} \quad (53)$$

$T(s)$ é denominado “*loop gain*” ou ganho de malha. Controlando $T(s)$ as influências nas variações da tensão de entrada e da carga são minimizadas.

2.7.1. Projeto de Controladores

O controlador tem a função de melhorar o desempenho do sistema em relação a alguma variação que possa acarretar em uma mudança na variável de interesse. Nos conversores estáticos, o controlador deve fazer o sistema trabalhar em uma margem de fase positiva, ou seja, garantir que o sistema seja estável e também fazer com que a variável de saída (tensão) se mantenha mesmo com presença de distúrbios. [10]

Controlador avanço de fase - PD

A função de transferência típica de um PD apresenta um zero de baixa frequência e vários polos com frequências elevadas. Um modelo da função de transferência do PD é apresentado em (59).

$$G_c(s) = G_{c0} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (54)$$

Alocando-se corretamente o zero ω_z e o polo ω_p , este controlador pode aumentar a margem de fase do sistema, melhorando assim a estabilidade. [10]

Controlador atraso de fase - PI

O modelo do controlador atraso de fase é mostrado em (60).

$$G_c = G_{c\infty} \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \quad (55)$$

Alocando-se corretamente o zero ω_L , este controlador pode aumentar o ganho do sistema para baixas frequências sem mudar a margem de fase. [10]

Controlador combinado - PID

Esse controlador combina as características dos outros controladores de forma bastante eficaz, onde um anula a desvantagem do outro. A função de transferência típica do controlador PID é mostrada por (61).

$$G_c = G_{cm} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (56)$$

Alocando corretamente os pólos e zeros é possível um aumento da margem de fase e um aumento do ganho para baixas frequências, além de conseguir diminuir os ganhos para altas frequências. [10]

2.7.2. Método de Ziegler-Nichols

Os controladores PID são os controladores mais utilizados. A função de transferência de um controlador PID ideal é dada por (57).

$$PID(s) = K_p + K_d \cdot s + \frac{K_i}{s} \quad (57)$$

O método de Ziegler-Nichos é usado da seguinte maneira: supondo um controlador PID na forma da Figura 26, deve-se primeiro encontrar qual o ganho proporcional K_p , com o ganho integral K_i e o ganho K_d iguais a zero, que torna o sistema de malha fechada marginalmente estável, isto é, pelo menos um dos pólos do sistema de malha fechada deve ser puramente imaginário no plano complexo S . O segundo passo consiste em traçar a resposta ao degrau do sistema realimentado pelo ganho crítico K_{cr} . Desta resposta é retirado o tempo de oscilação T_u . Assim os parâmetros do controlador podem ser ajustados de acordo com a Tabela 3. Lembrando que:

$$\begin{aligned} K_p &= K_c \\ K_i &= K_c/T_i \\ K_d &= K_c T_d \end{aligned} \quad (58)$$

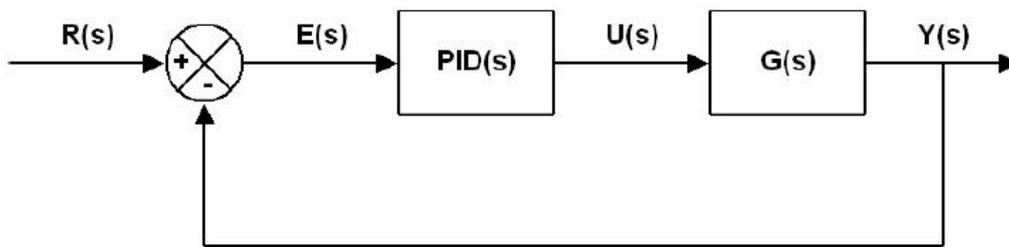


Figura 26 – Malha de controle PID. [11]

Tabela 3 – Ajuste do controlador PID. [11]

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	0,5 K_{cr}	--	--
PI	0,45 K_{cr}	$T_u/1,2$	--
PID	0,6 K_{cr}	0,5 T_u	0,125 T_u

3 Metodologia

Sistemas fotovoltaicos usam conversores estáticos a fim de regular, aumentar ou diminuir (dependendo da aplicação) a tensão fotogerada. Portanto, é de extrema importância controlar a tensão em uma faixa desejada. Esse trabalho tem como objetivo estudar, projetar, simular e construir um conversor boost controlado de modo a manter a tensão de saída em um valor referência.

Primeiramente foram feitas simulações no Matlab/Simulink a fim de entender e projetar controladores que consigam atender as especificações. Foram usados diferentes métodos para obter o controlador adequado: Método de alocação de pólos e zeros pela resposta em frequência do sistema; Método de Ziegler-Nichols. Além do Toolbox Rltool do Matlab para testar e melhorar o controlador projetado. O próximo passo foi simular no Proteus (em conjunto com PIC C) o controlador projetado no Matlab a fim de obter uma simulação mais próxima da realidade. E por fim, como último passo do trabalho, foi construído fisicamente o conversor Boost controlado em modo de tensão. A Figura 27 mostra a estratégia de controle.

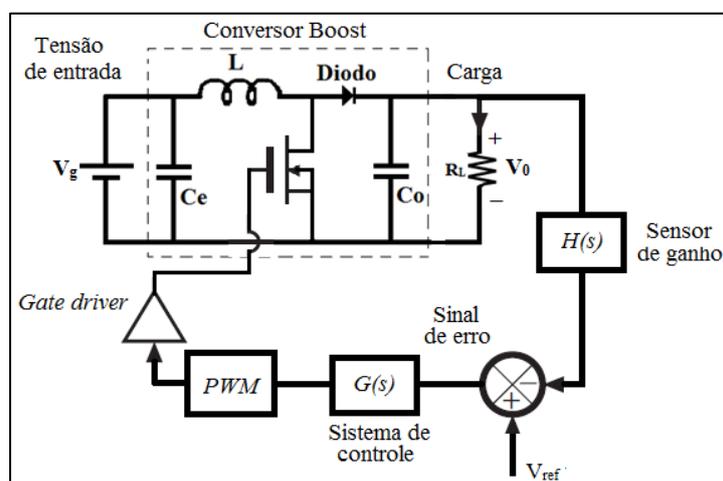


Figura 27 – Estratégia de controle. [10]

3.1. Componentes usados nas simulações e na construção

Foram feitas os cálculos dos componentes de acordo com a nossa necessidade e para manter o conversor em modo de condução contínuo. De acordo com os elementos disponíveis

no laboratório, foram estabelecidos os parâmetros do conversor. A Tabela 4 mostra as especificações iniciais do conversor Boost.

Tabela 4 – Especificações do Projeto

Tensão de entrada - V_i	20V
Tensão de saída - V_0	40V
Frequência de chaveamento - F_s	5KHz
Resistência de carga - R	70 Ω
Ondulação da corrente no indutor - Δi_L	5%
Ondulação de tensão de saída - ΔV_0	0.2%

Primeiro foram encontrados alguns valores necessários para os cálculos dos componentes. De V_i e V_0 , encontra a razão cíclica por (14):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \rightarrow D = 0,5$$

Considera-se que a potência de saída é a mesma que a potência de entrada para calcular a corrente média do indutor (corrente de entrada). Sabemos que a corrente média de saída é dada por:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{40}{70} = 0,5714 \text{ A}$$

Da igualdade de potência:

$$V_i I_L = V_0 I_0$$

$$I_L = \frac{V_0 I_0}{V_i} = \frac{40 \times 0.5714}{20} = 1,1429 \text{ A}$$

De (15) encontra o valor da indutância:

$$L = \frac{V_i D}{F_s (\Delta i_L \times I_L)} = 35 \text{ mH}$$

De (16) encontra o valor da capacitância:

$$C = \frac{I_0 D}{F_s (\Delta V_0 \times V_0)} = 714,25 \mu\text{F}$$

Verificar se o valor da indutância vai manter o conversor em modo contínuo. Para o cálculo da indutância crítica foi usado (19).

$$L_{critico} = L = \frac{V_0 T_s}{2 I_{LB}} D(1 - D) = \frac{D V_i}{2 F_s I_{LB}}$$

$$L_{critico} = \frac{0,5 \times 20}{2 \times 5K \times 1.1429} = 0,875 \text{ mH}$$

Como o indutor calculado é maior do que o crítico, o conversor está em modo contínuo.

Os valores escolhidos foram de acordo com os componentes que já possuímos. A Tabela 5 mostra os componentes utilizados.

Tabela 5 – Componentes usados.

Capacitor de saída – C	1000 μF
Indutor – L	$L = 47 \text{ mH}$ e $R_L = 3.1 \Omega$
Semicondutor – IGBT	IRGB14C40L
Diodo	1N4007
Microcontrolador – PIC	PIC16F877A

3.2. Influência da resistência do indutor (R_L)

Como o indutor utilizado possui uma resistência interna, é necessário fazer uma análise da sua influência no ganho do conversor Boost. A Figura 28 mostra o conversor Boost com a resistência interna do indutor (R_L) embutida, considera também a queda no diodo (V_D) e a sua resistência interna (R_D), outra perda considerada é a resistência do semicondutor quando este estiver conduzindo (R_{on}).

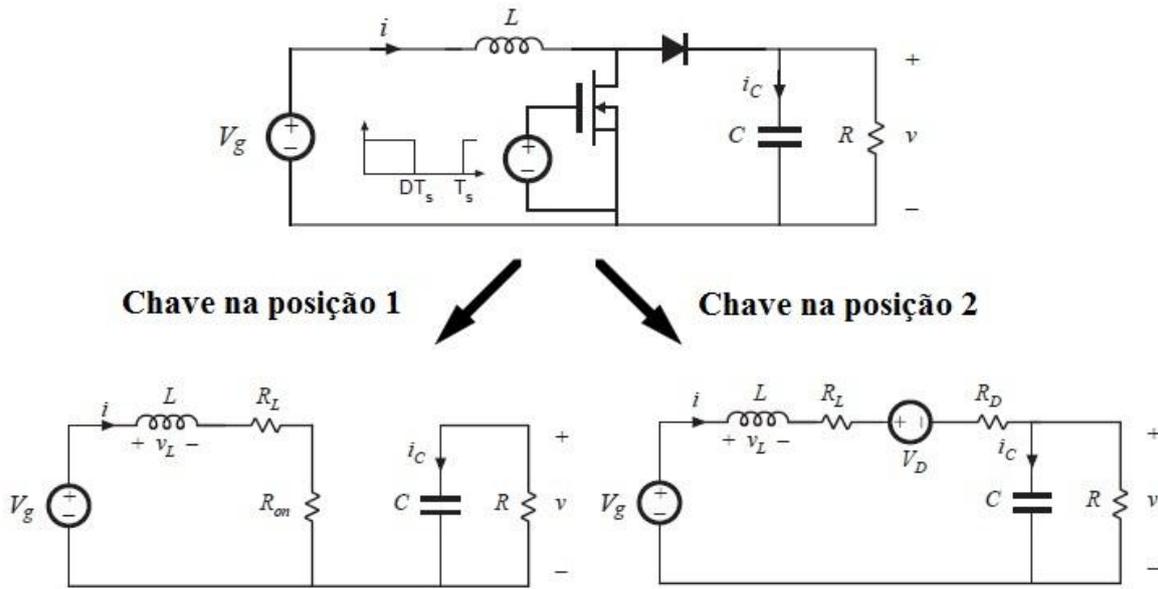


Figura 28 – Conversor Boost com perdas embutidas. [12]

Quando a chave estiver na posição 1:

$$V_L = V_g - IR_L - IR_{on} \quad (59)$$

$$I_C = -\frac{V}{R} \quad (60)$$

Quando a chave estiver na posição 2:

$$V_L = V_g - IR_L - IR_D - V - V_D \quad (61)$$

$$I_C = I - \frac{V}{R} \quad (62)$$

Em regime permanente:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_L dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0 \quad (63)$$

O equilíbrio de carga no capacitor nos dá que:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_C dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} I_C dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} I_C dt = 0 \quad (64)$$

Sabendo que $D' = 1 - D$. De (63):

$$D(V_g - IR_L - IR_{on}) + D'(V_g - IR_L - IR_D - V - V_D) = 0 \quad (65)$$

De (64):

$$D\left(-\frac{V}{R}\right) + D'\left(I - \frac{V}{R}\right) = 0 \quad (66)$$

Resolvendo (65) e (66), encontra a seguinte relação de ganho. [12]

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{D'}\left(1 - \frac{D'V_D}{V_g}\right)\left(\frac{1}{1 + \frac{R_L + DR_{on}D'R_D}{D'^2R}}\right) \quad (67)$$

Com a equação (67) pode-se obter a curva do ganho e perceber a influência das perdas do circuito, principalmente da resistência interna do indutor.

Considerando os valores da Tabela 5, a curva do ganho em função da razão cíclica é mostrada na Figura 29. Também foi feita a curva considerando $R_L = 0$ para fins de comparação. Percebe-se que a resistência do indutor limita o nosso ganho, e pela Figura 29 é notável a necessidade do uso de um saturador no controle, pois se a razão cíclica ultrapassar a de ganho máximo, o ganho do sistema começa a cair, o que não é interessante.

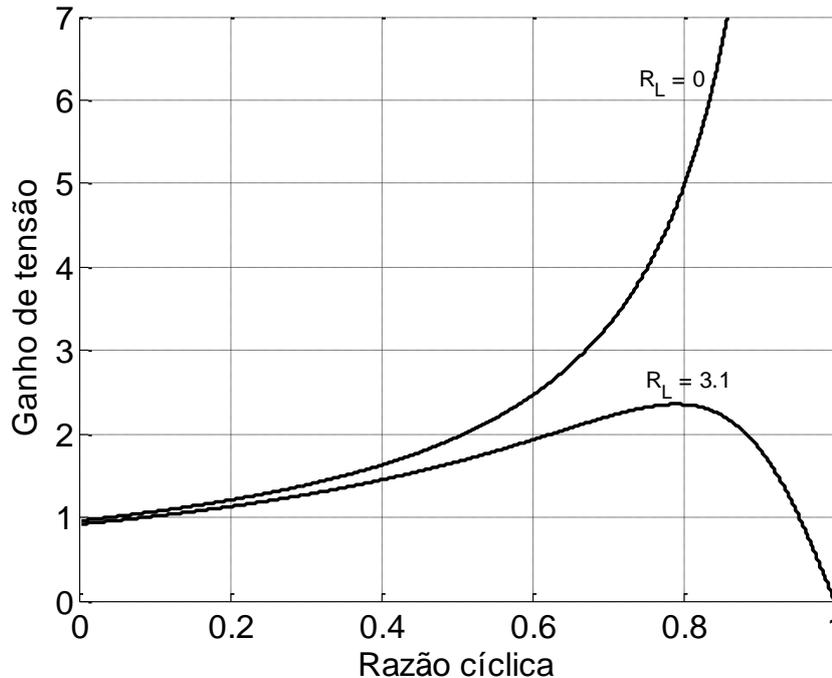


Figura 29 – Curva do ganho pela razão cíclica com $R_L = 0$ e $R_L = 3, 1$.

4 Resultados Simulados

4.1. Simulação Simulink/Matlab

Com o software Matlab foi possível substituir todas as matrizes da modelagem e obter as funções de transferência de interesse. De (26) e (32) sabe-se que:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{on})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} e B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} e B_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

Substituindo essas matrizes em (41) encontra-se as matrizes A e B da equação de estado completa. Depois fazendo as manipulações feitas na modelagem, pode-se através de (47) obter a função de transferência G_{vd} de interesse para o controle.

Foi usado um sensor de ganho $H(s) = 0,1$ e um PWM de amplitude $V_M = 4$.

4.1.1. Simulação caso indutor ideal (sem R_L)

Fazendo a manipulação de matrizes no Matlab encontra-se:

$$G_{vd}(s) = \frac{-1120 \cdot s + 4,255 \cdot 10^5}{s^2 + 14,29 \cdot s + 5319}$$

O sistema sem o controlador tem a seguinte função de transferência de malha aberta:

$$G(s) = G_{vd}(s) \cdot H(s) \cdot \frac{1}{V_M} = \frac{-28 \cdot s + 1,064 \cdot 10^4}{s^2 + 14,29 \cdot s + 5319}$$

O diagrama de Bode de $G(s)$ é mostrado na Figura 30. A margem de fase do sistema é de aproximadamente -9° , portanto é um sistema instável. Para aumentar a fase do sistema é necessário um controlador de avanço de fase também conhecido como controlador PD (proporcional derivativo).

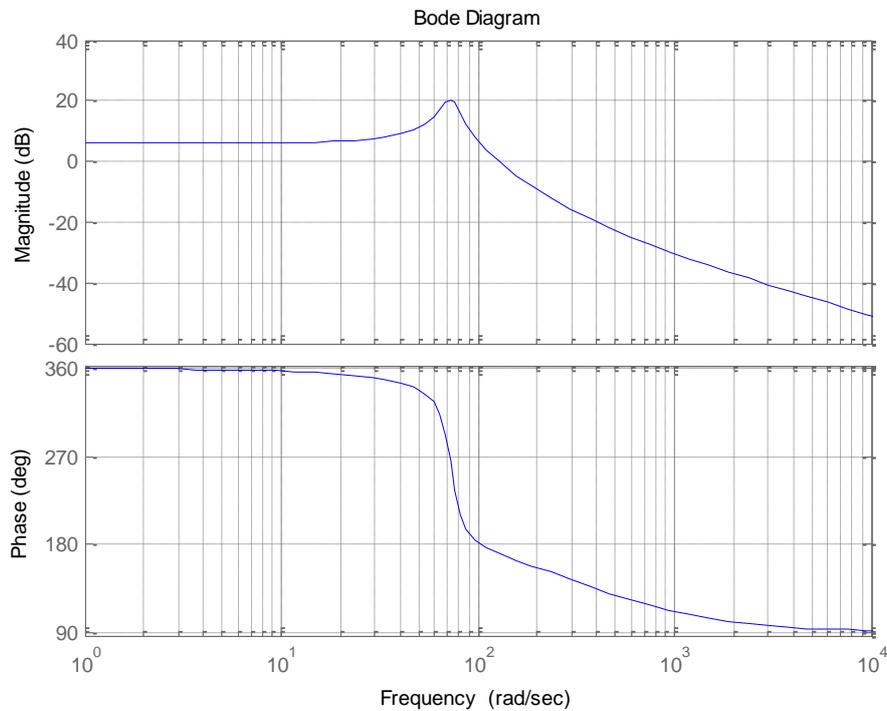


Figura 30 – Diagrama de bode de $G(s)$ caso indutor ideal.

O projeto do controlador PD foi feito de acordo com [10] por resposta em frequência e alocação de zeros e pólos. A função de transferência do controlador PD é mostrada em (68).

$$PD(s) = \frac{(0,008466 \cdot s + 0,2495)}{(0,0008513 \cdot s + 1)} \quad (68)$$

O diagrama de bode controlador PD é mostrado na Figura 31 e o do sistema com o PD é mostrado na Figura 32.

Como pode ser visto pelos diagramas de bode, este controlador pode aumentar a margem de fase do sistema, melhorando assim a estabilidade, porém ele diminui o ganho para baixas frequências. Observe também a Figura 33, percebe-se que a resposta ao degrau não está adequada.

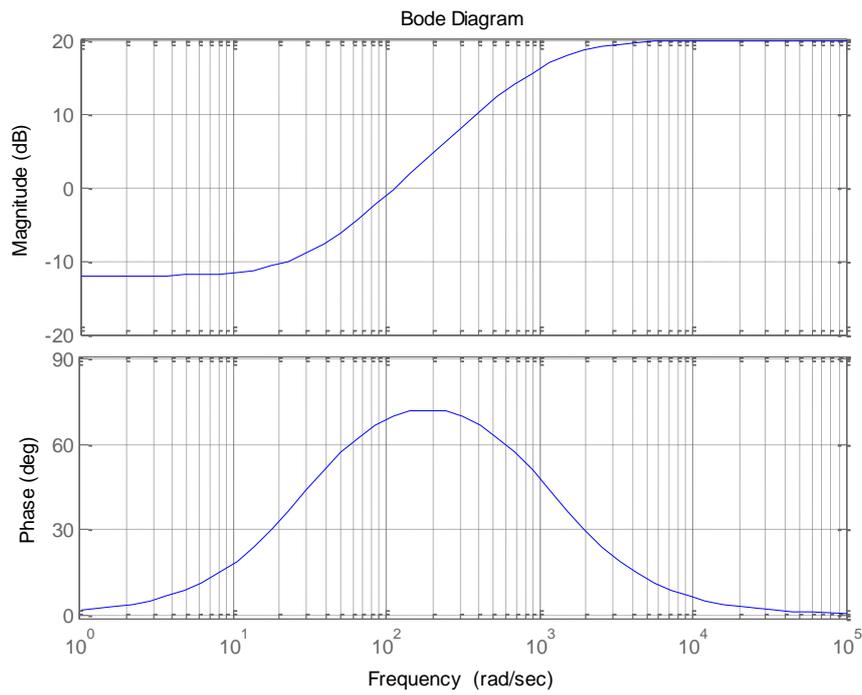


Figura 31 – Diagrama de Bode do controlador PD.

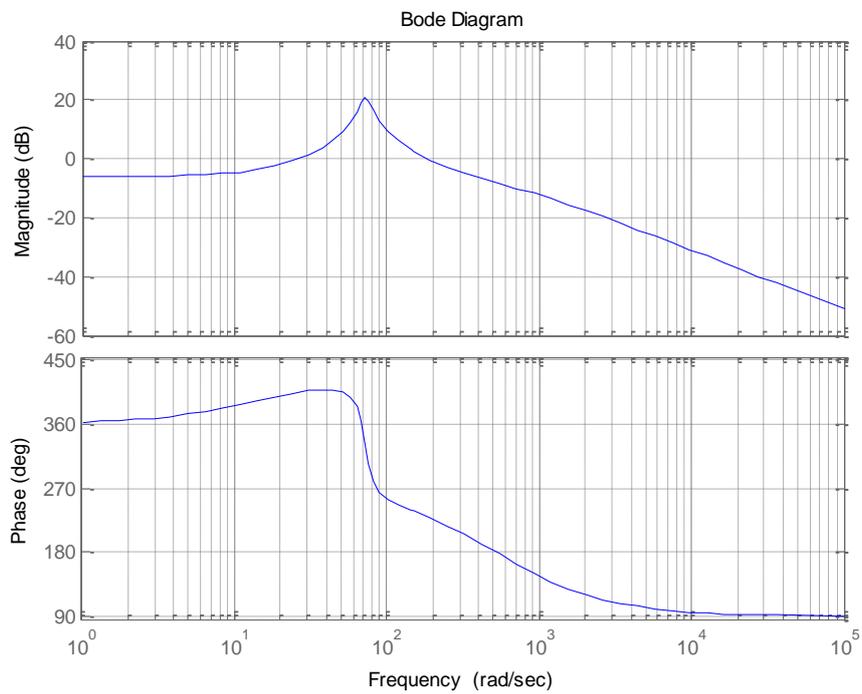


Figura 32 – Sistema com o PD adicionado.

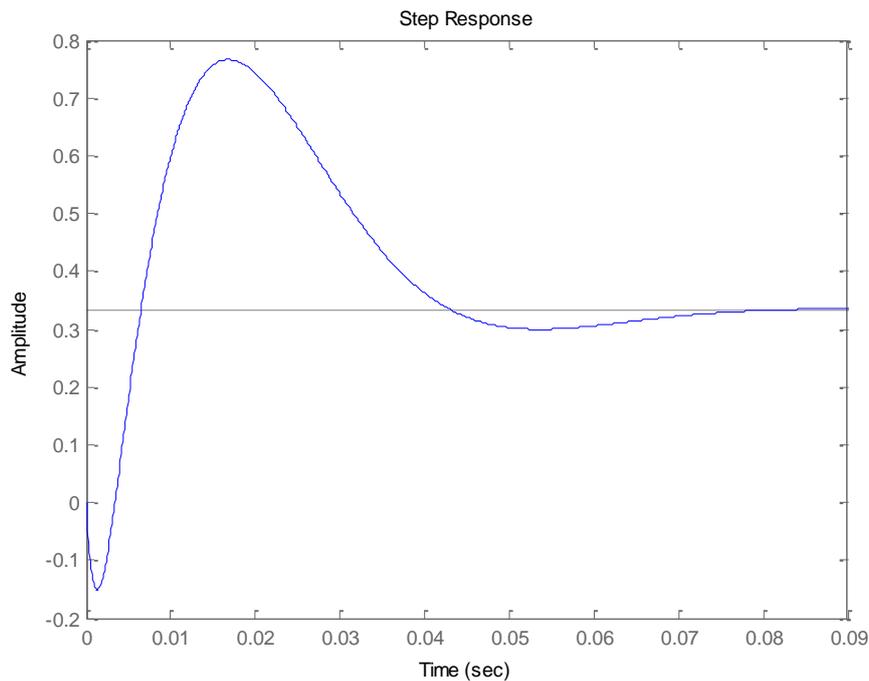


Figura 33 – Resposta ao degrau do sistema com o PD.

Para aumentar o ganho das baixas frequências é necessário adicionar um controlador PI ao sistema. A função de transferência do controlador PI é mostrada em (69).

$$PI(s) = \frac{(0,8882 \cdot s + 16,25)}{s(0,0008 \cdot s + 1)(0,0001 \cdot s + 1)} \quad (69)$$

O diagrama de bode controlador PI é mostrado na Figura 34 e o do sistema com o PD e o PI é mostrado na Figura 35. Percebe-se que com o PID (PD + PI) adicionado ao sistema, esse é agora estável e com um ganho considerável para baixas frequências. A Figura 36 mostra a resposta do sistema com o novo controlador.

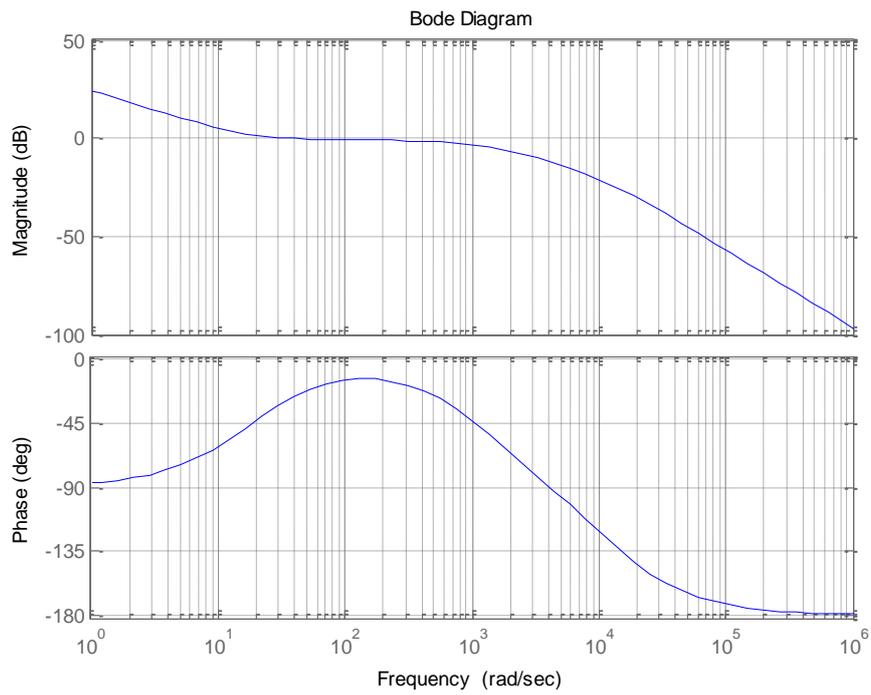


Figura 34 – Diagrama de Bode do controlador PI

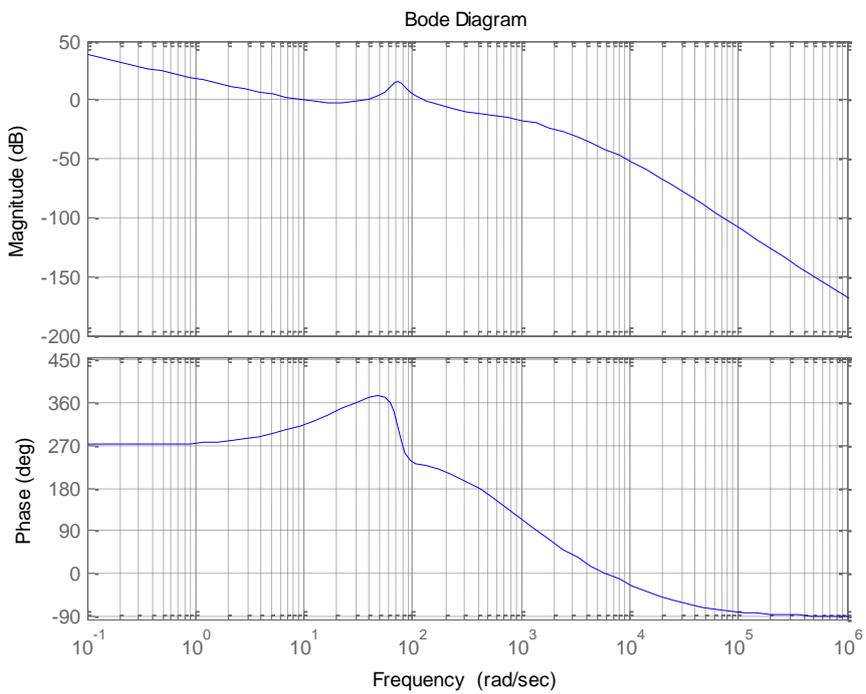


Figura 35 – Sistema com o PD e o PI adicionados.

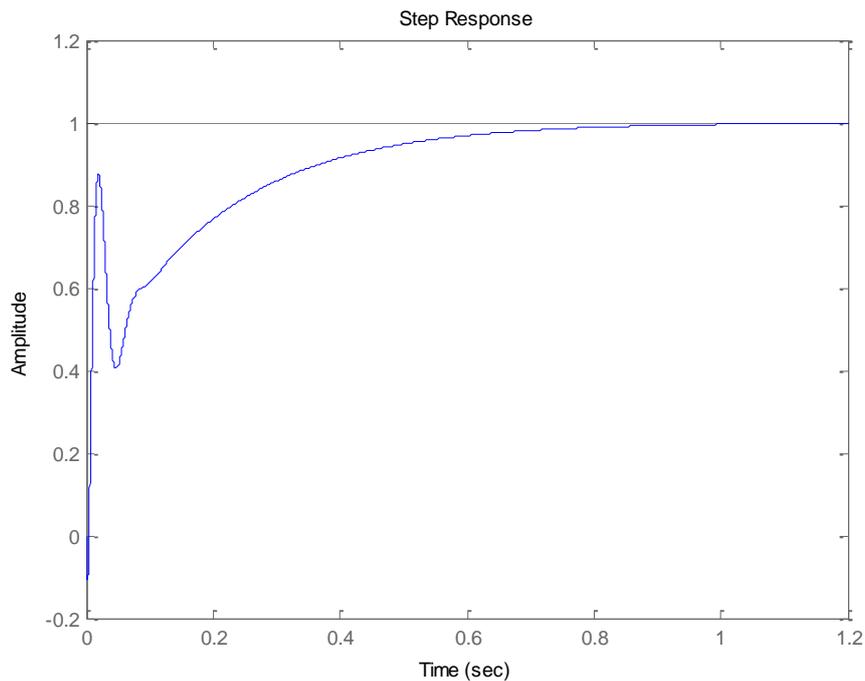


Figura 36 – Resposta ao degrau do sistema com o PID.

Feito o projeto do controlador, o próximo passo foi simular no simulink o sistema completo. O sistema é mostrado na Figura 37.

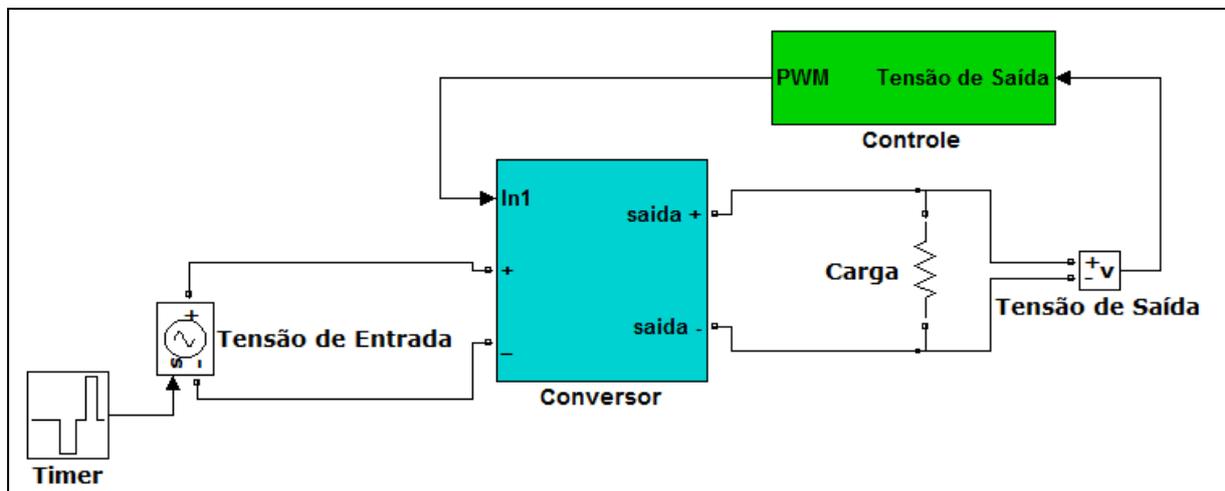


Figura 37 – Sistema Simulado no Simulink/Matlab.

Primeiramente foram realizadas três simulações. A primeira com entrada nominal (20V), a segunda com tensão de 12V e a terceira entrada em 30V. A resposta obtida é mostrada na Figura 38.

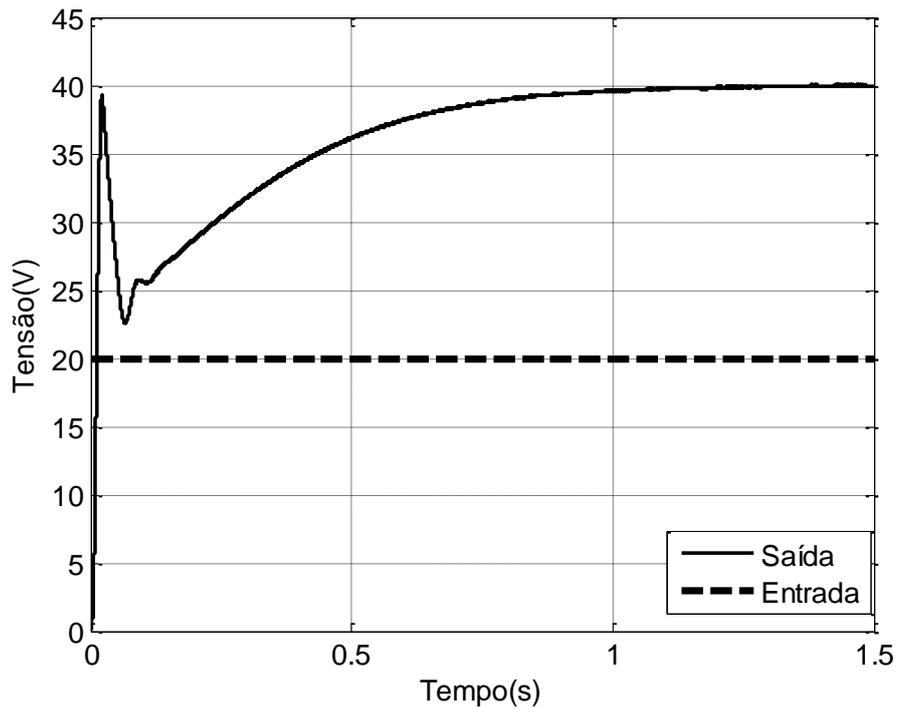


Figura 38 – Resposta com entrada nominal.

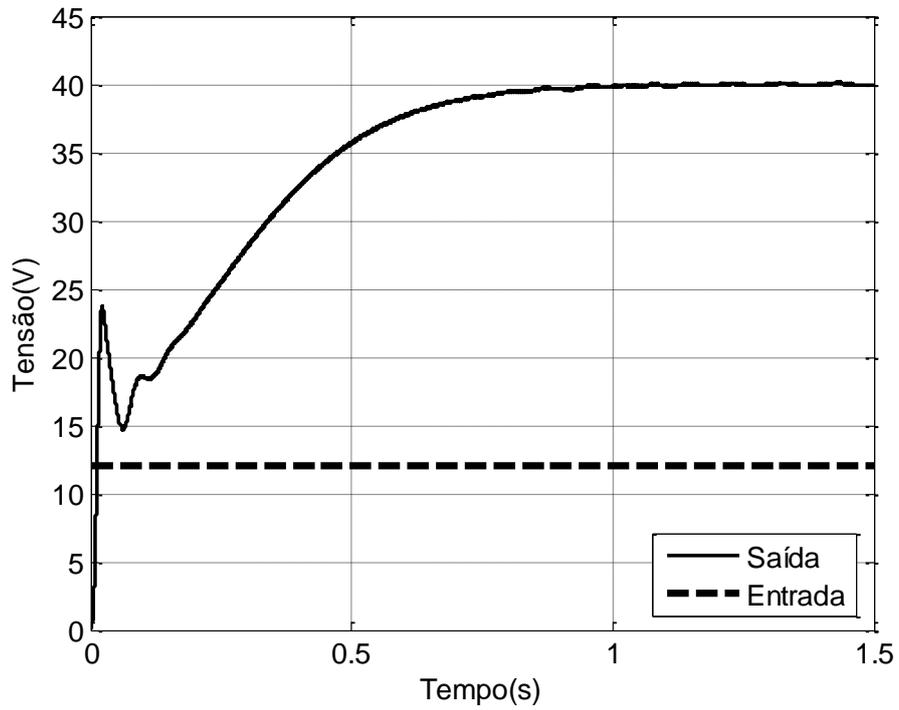


Figura 39 – Resposta com entrada de 12V.

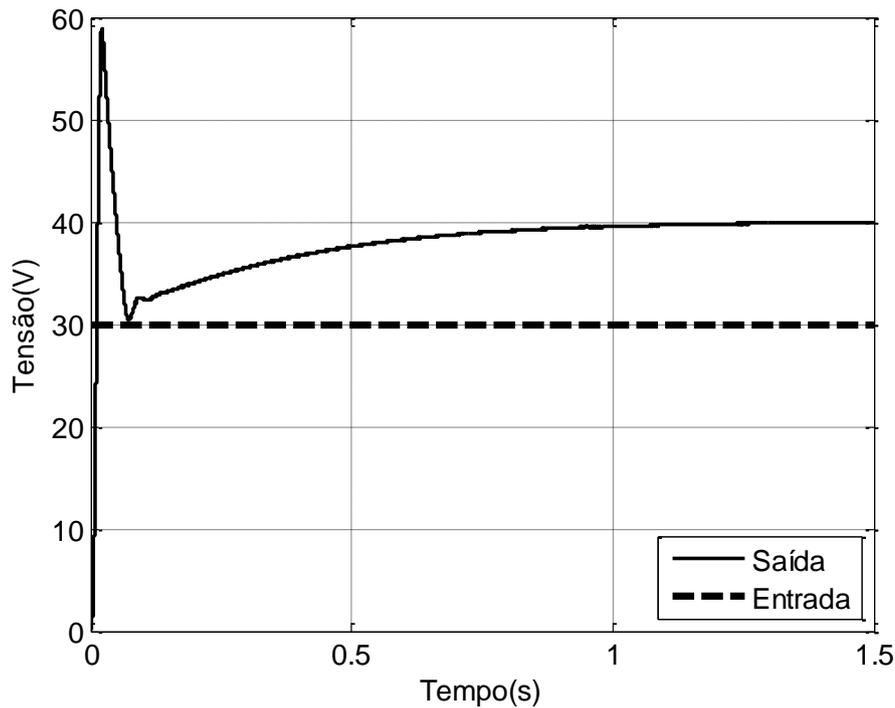


Figura 40 – Resposta com entrada de 30V.

Pelas Figura 38, Figura 39 e Figura 40 é possível perceber que, mesmo com tensões de entrada menores ou maiores que a tensão nominal, o sistema conseguiu atuar e controlar a tensão de saída para o valor pré-estabelecido (40V).

4.1.2. Simulação caso indutor real (com R_L)

Fazendo toda a manipulação descrita acima e substituindo os valores da Tabela 5 encontra:

$$G_{vd}(s) = \frac{-951,4 \cdot s + 3 \cdot 10^5}{s^2 + 80,25 \cdot s + 6262}$$

O sistema sem o controlador tem a seguinte função de transferência de malha aberta:

$$G(s) = G_{vd}(s) \cdot H(s) \cdot \frac{1}{V_M} = \frac{-23,79 \cdot s + 7500}{s^2 + 80,25 \cdot s + 6262}$$

O diagrama de Bode de $G(s)$ é mostrado na Figura 41. A margem de fase é de aproximadamente 56° , sendo assim um sistema estável. Porém o ganho de baixa frequência ainda é baixo. A Figura 42 mostra a resposta ao degrau do sistema.

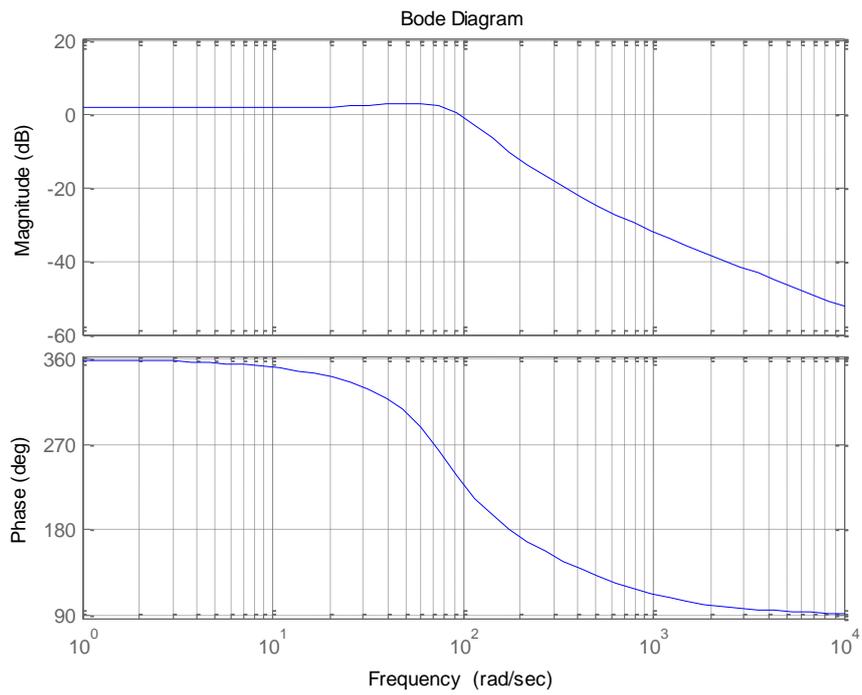


Figura 41 – Diagrama de bode de $G(s)$.

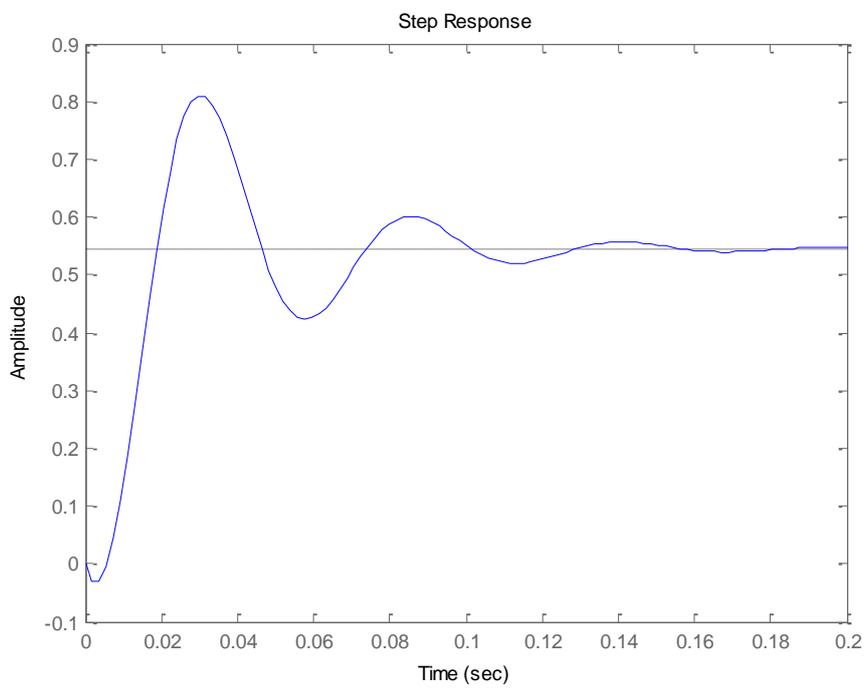


Figura 42 – Resposta ao degrau do sistema sem controlador.

Como o sistema já é estável não é necessário o uso de um controlador avanço de fase (PD), portanto será projetado somente um controlador atraso de fase (PI). A função de transferência do controlador é dada pela equação (70). Novamente o controlador foi projetado de acordo com [10].

$$PI(s) = \frac{(1,298 \cdot s + 6)}{s(0,0004 \cdot s + 1)(0,0001 \cdot s + 1)} \quad (70)$$

A Figura 43 mostra o diagrama de bode do controlador PI. Pela Figura 44 é possível notar que o ganho para baixas frequências do sistema com o PI é alto e que o sistema está estável com margem de fase de aproximadamente 35°. Foi analisado também o resposta do sistema controlado ao degrau, a Figura 45 representa uma melhora significativa em relação à Figura 42.

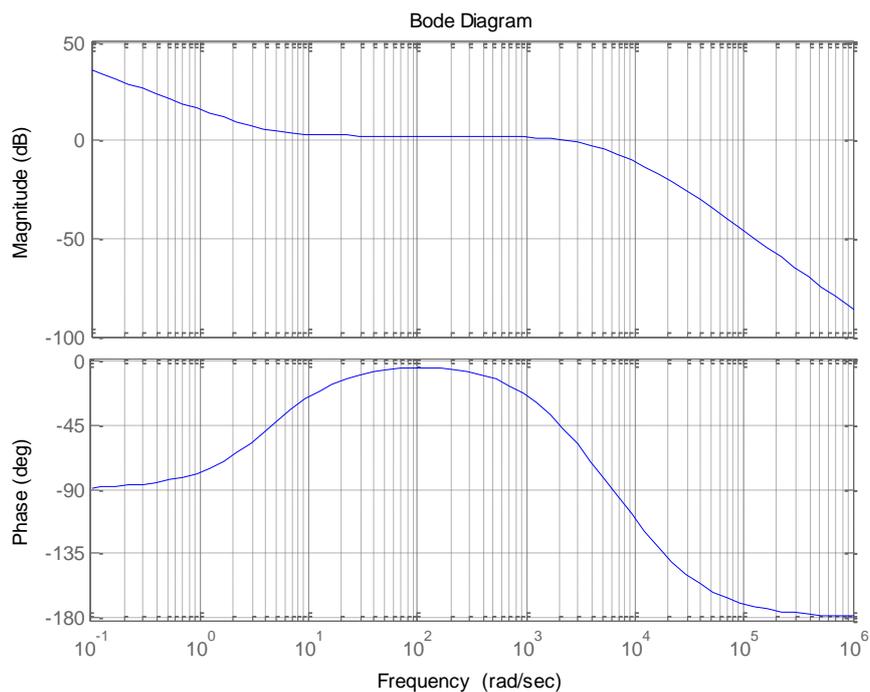


Figura 43 – Diagrama de bode do controlador PI.

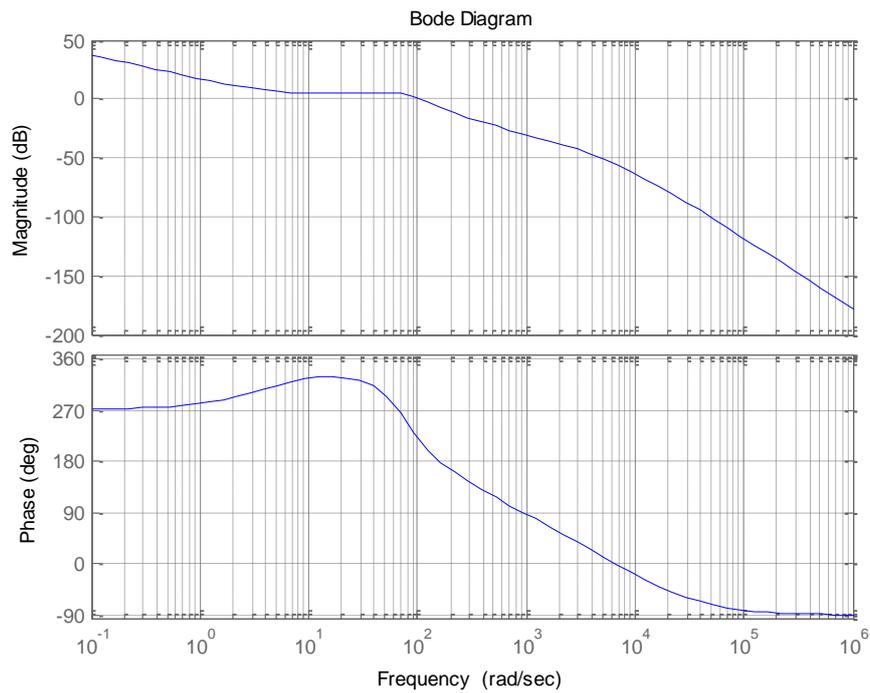


Figura 44 – Diagrama de bode do sistema com o PI.

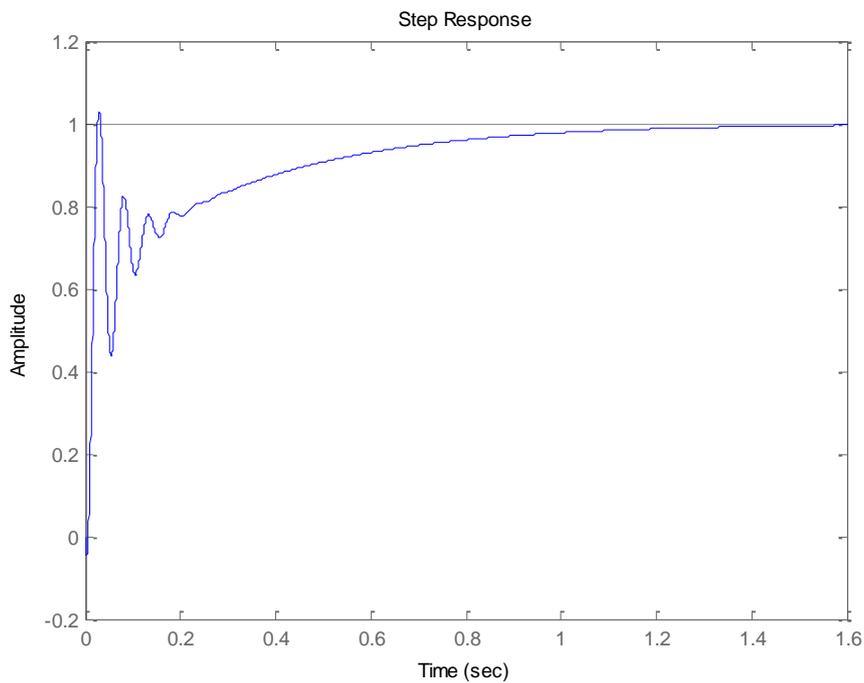


Figura 45 – Resposta ao degrau do sistema controlado.

Após o projeto do controlador, as novas simulações foram realizadas com a resistência do indutor embutida. Foram realizadas simulações com tensões de entrada igual a 16V,

17,8V, 20V e 30V. As respostas são mostradas nas Figura 46, Figura 47, Figura 48 e Figura 49.

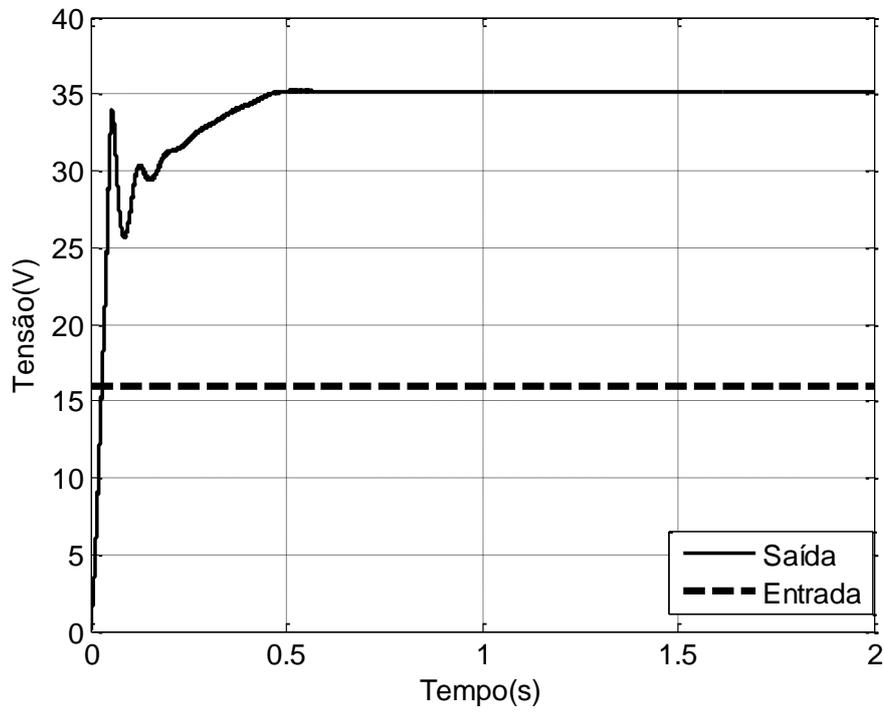


Figura 46 – Resposta com entrada de 16V.

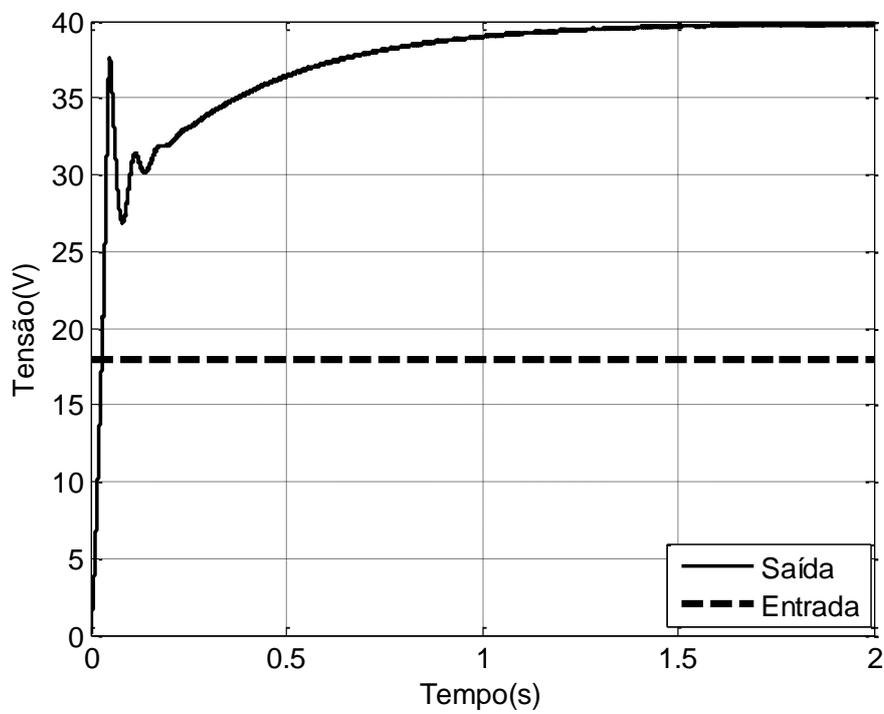


Figura 47 – Resposta com entrada de 17,8 V.

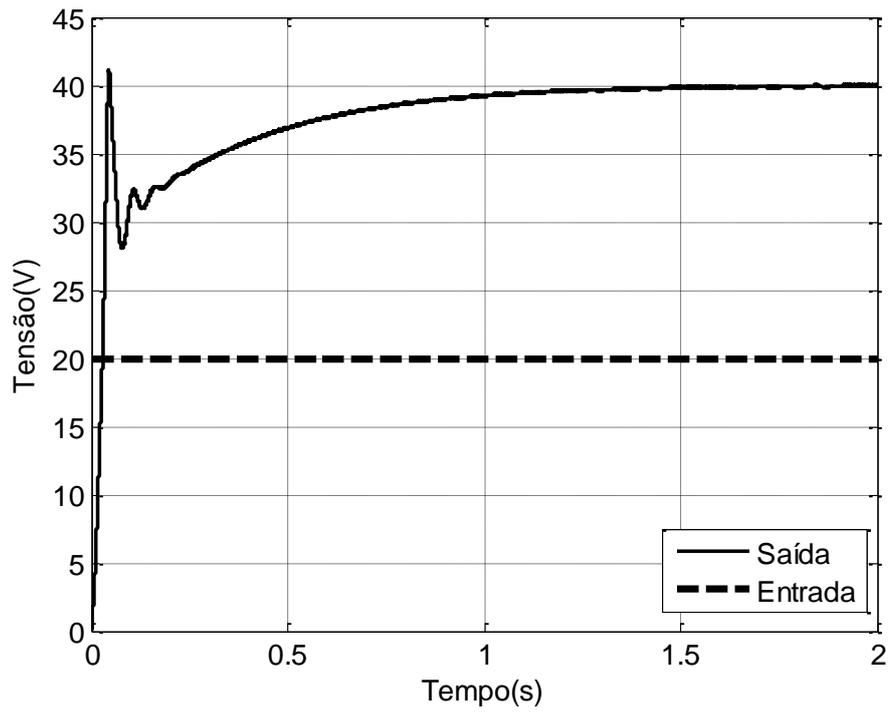


Figura 48 – Resposta com entrada de 20V.

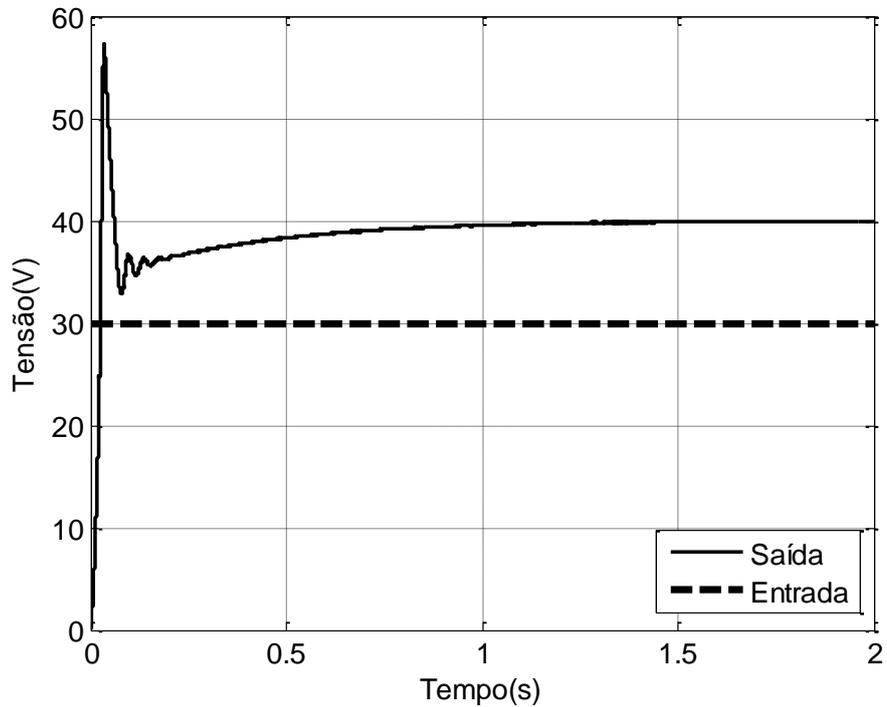


Figura 49 – Resposta com entrada de 30V.

Em comparação com os resultados encontrados para o caso do indutor ideal, ou seja, sem resistência interna, percebe-se que para tensões de entrada mais baixas do que 17,8 o

controle não consegue alcançar o valor da tensão nominal de saída, pois ocorre saturação do controle. Pela curva do ganho mostrada Figura 29 percebe-se que a resistência interna do indutor limita o nosso ganho. Com a resistência usada de $3,1 \Omega$ esse ganho fica limitado a aproximadamente 2,25, ou seja, com uma entrada de 16V o máximo que o controle consegue alcançar é uma saída de 36V (Figura 46). Outro fator importante de mencionar para a curva de ganho é a saturação da razão cíclica, percebe-se que após o ganho máximo obtido o ganho começa a cair rapidamente, por isso é importante usar um saturador para que a razão cíclica nunca ultrapasse o valor de ganho máximo (no caso a razão cíclica de ganho máximo é 80% para o indutor utilizado).

Método de Ziegler–Nichols

Para fins de comparação foi feito o projeto de um controlador PI pelo Método de Ziegler-Nichols. Foi feito como [11] propõem e ajustados os dados de acordo com a Tabela 3. A partir desses dados e com o aplicativo Rltool do Matlab a resposta do sistema foi melhorada e foram encontrados $K_p = 0,85$ e $K_i = 17$. As mesmas simulações foram realizadas e os resultados se encontram nas Figura 50, Figura 51, Figura 52 e Figura 53.

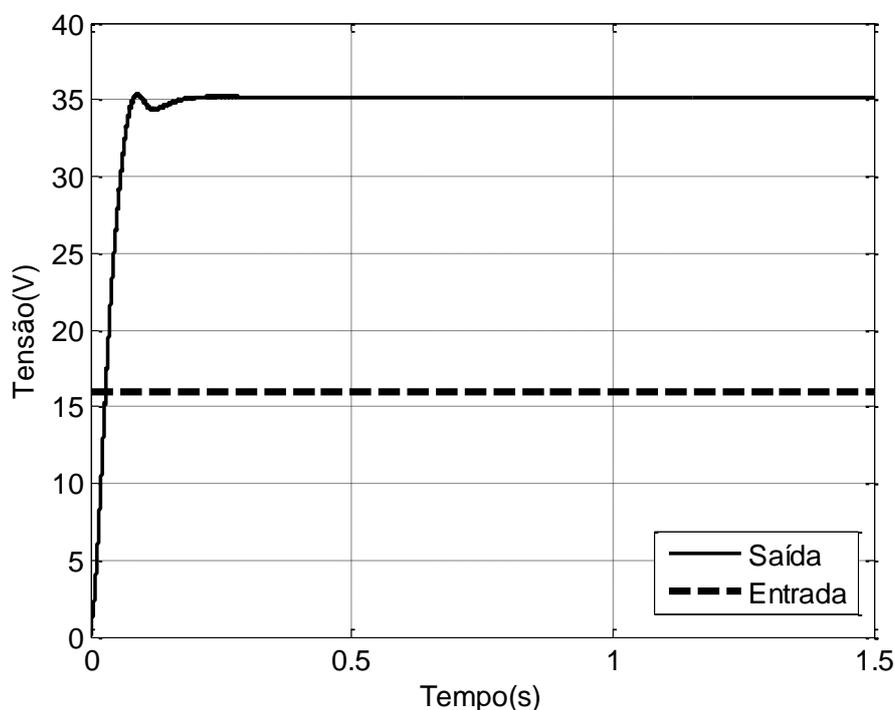


Figura 50 – Resposta para entrada de 16V.

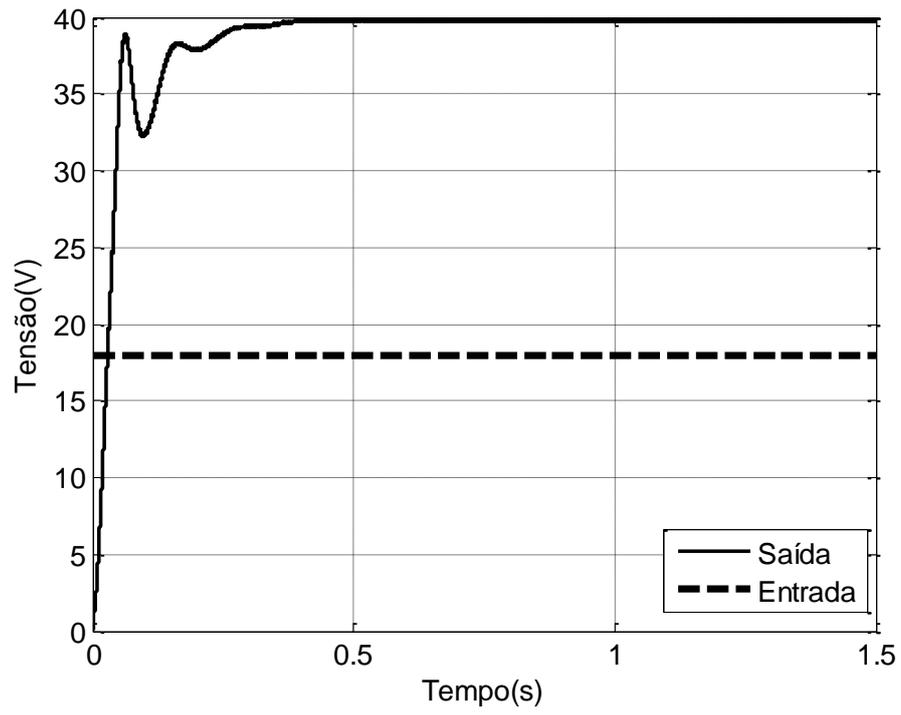


Figura 51 – Resposta para entrada de 17,8V.

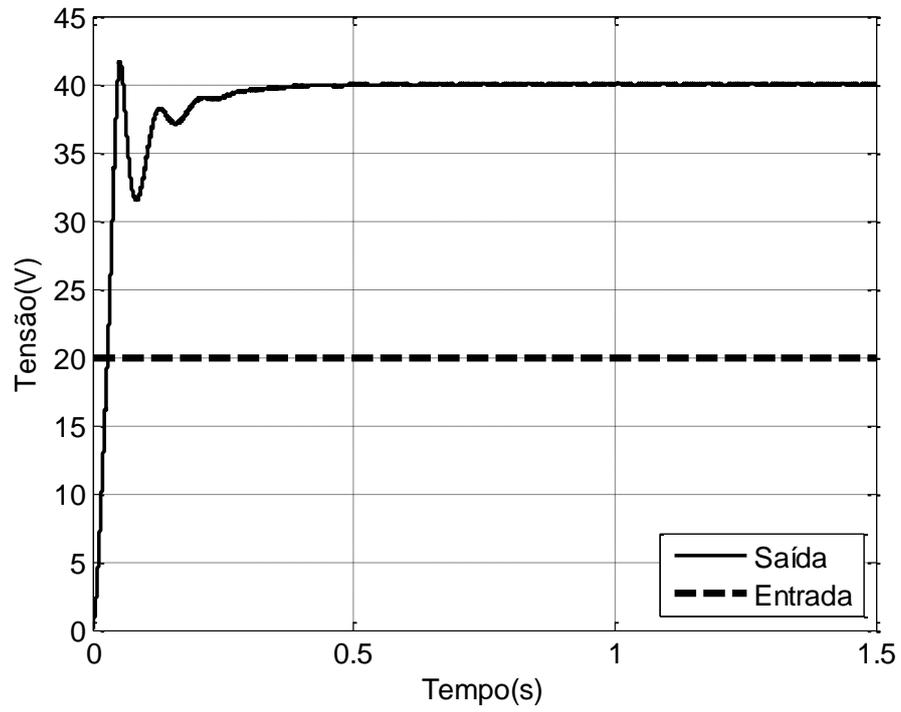


Figura 52 – Resposta para entrada de 20V.

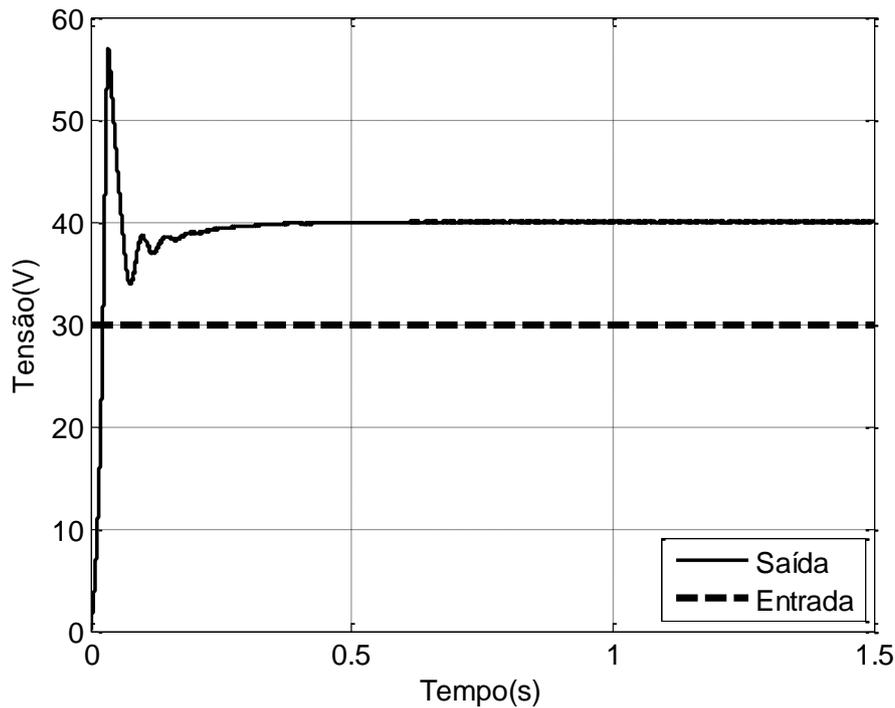


Figura 53 – Resposta para entrada de 30V.

Percebe-se que, em regime permanente, os dois controles têm o mesmo equilíbrio, porém o controlador projetado pelo método de Ziegler–Nichols apresentou um resposta transitória mais rápida. Assim pela maior simplicidade de implementação no microcontrolador e pela melhor resposta ele foi o controlador escolhido para ser usado.

4.2. Simulação Proteus/PIC C

Com o controlador projetado, o próximo passo foi a simulação no Proteus casado com o PIC C. A Figura 54 mostra o sistema simulado no Proteus. Não serão mostrados todos as situações de simulação, apenas o modo com entrada de 20V. A Figura 55 é o osciloscópio do Proteus para tal situação, conforme esperado a tensão de saída estabilizou em 40V.

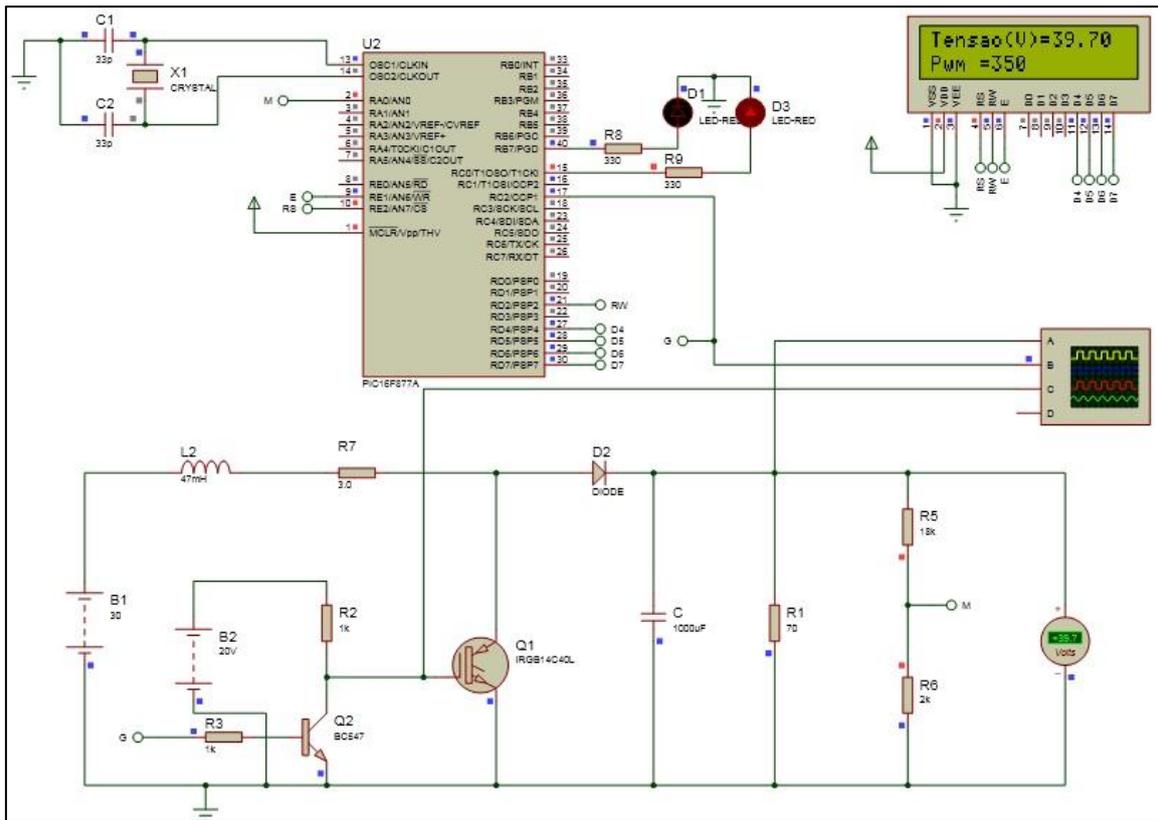


Figura 54 – Sistema simulado no Proteus.

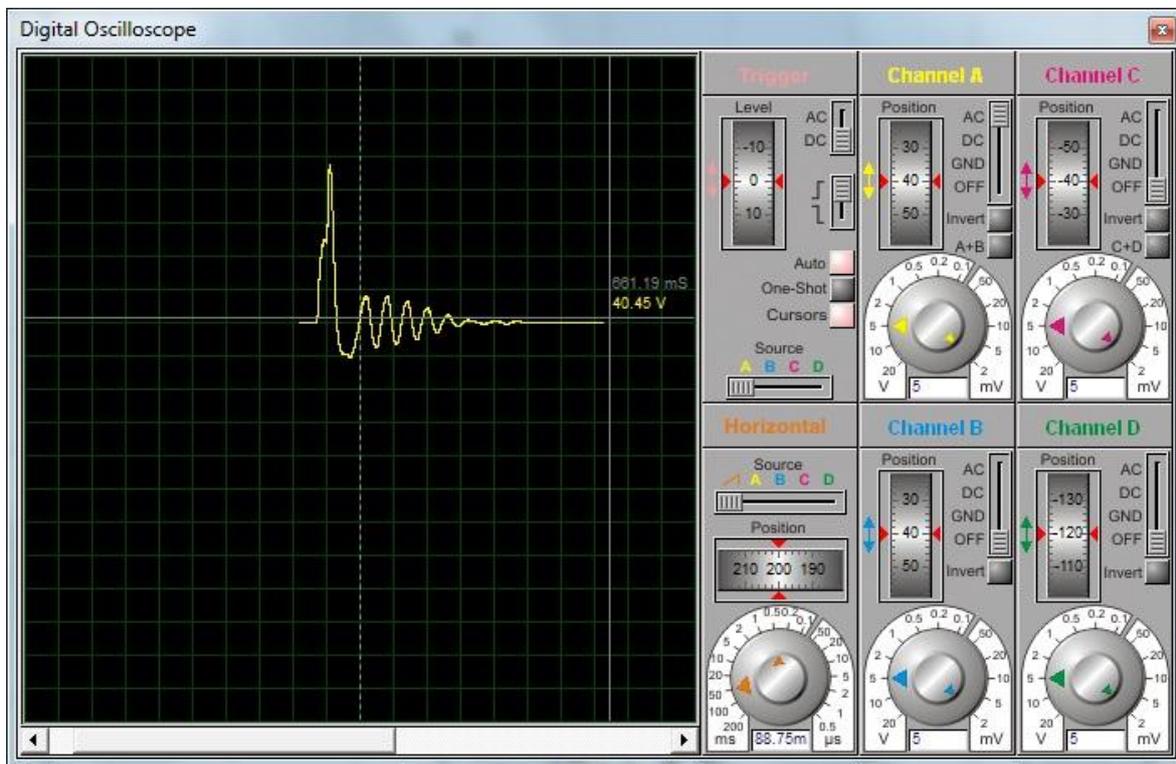


Figura 55 – Osciloscópio do Proteus.

5 *Resultados Experimentais*

O conversor foi montado fisicamente usando os componentes da Tabela 5. A Figura 56 é uma foto da bancada do experimento e a Figura 57 mostra a placa do Conversor Boost.



Figura 56 – Bancada do experimento.



Figura 57 – Placa do Conversor Boost.

Para implementar o controle digital, foi feita uma discretização do controlador PI usando um tempo de amostragem de $T=0,01s$. Para verificar se realmente o microcontrolador estava atuando no sistema com o período correto foi programado um LED para acender toda vez que o sistema atuasse, como mostra a Figura 58. Percebe-se que o período do LED piscando é de 10,86ms e que o PIC demora cerca de 0,86ms para fazer todas as operações de atualização do PWM. É um período razoavelmente bom considerando que $T=10ms$.

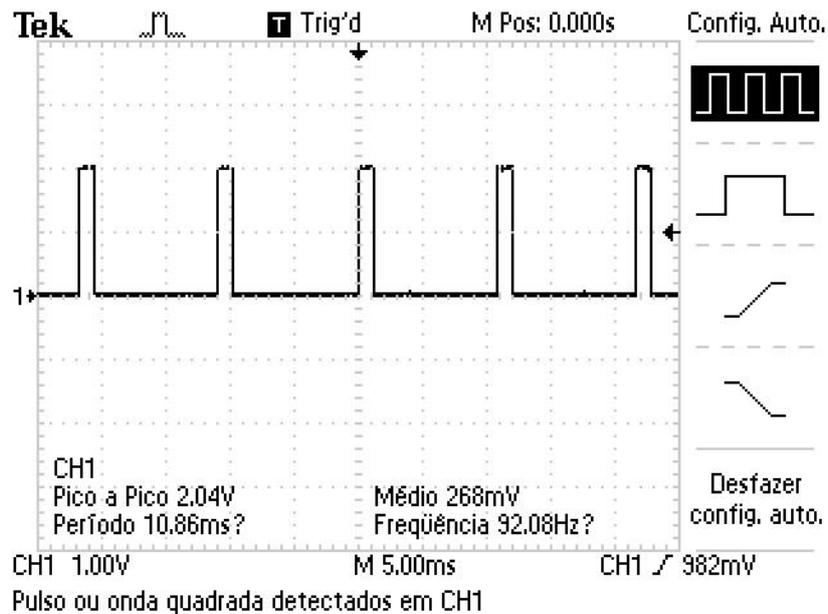


Figura 58 – Período de amostragem.

Foram feitas medições em diferentes situações. Os gráficos e os dados medidos foram salvos pelo osciloscópio. O primeiro dado medido foi em regime permanente com entrada de 20V. O gráfico do osciloscópio é mostrado na Figura 59. Lembrando que a ponta de prova do osciloscópio estava multiplicada por 10, são 2V por divisão e que o canal de cima é a saída e o canal de baixo é a entrada. Os dados medidos foram exportados para o Matlab para melhores análises, observe as Figura 59 e Figura 60.

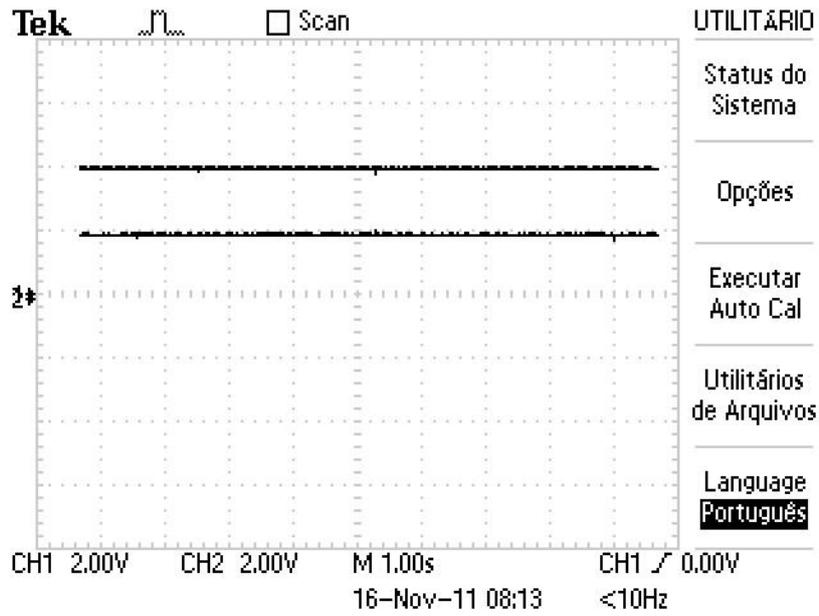


Figura 59 – Gráfico do Osciloscópio com entrada de 20V.

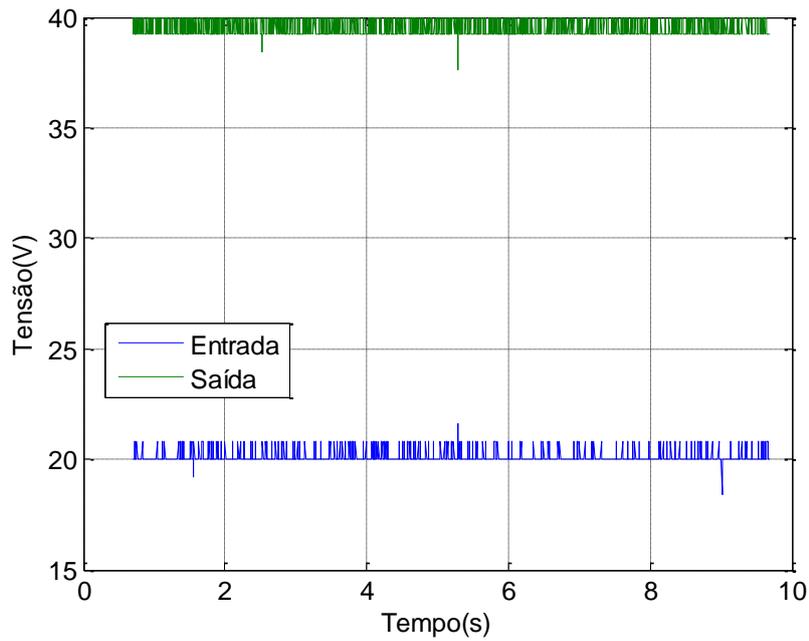


Figura 60 – Gráfico no Matlab com entrada de 20V.

Depois foi realizado um afundamento na tensão para 17.5V. O resultado é mostrado nas Figura 61 e Figura 62. Percebe-se que mesmo com o afundamento a variação de tensão na saída foi pequena, a saída ficou em torno de 39,3V durante o afundamento.

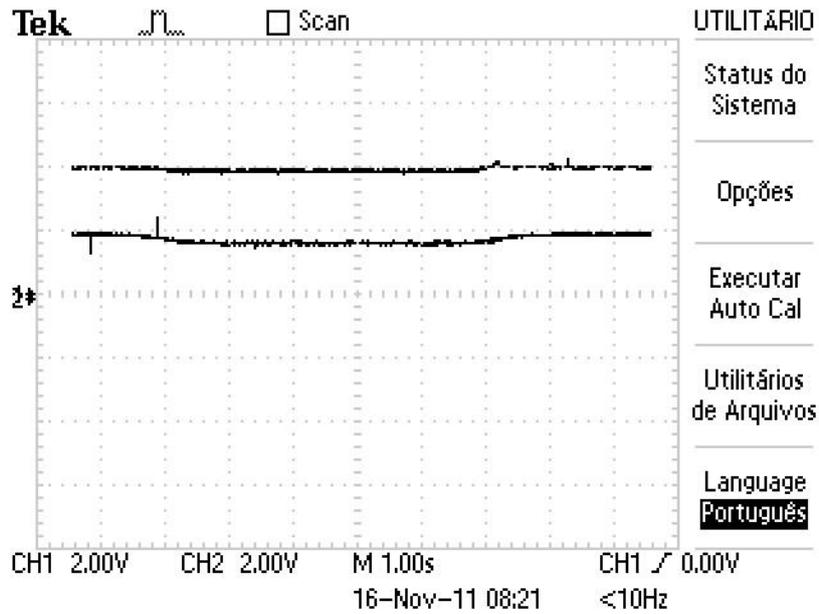


Figura 61 - Gráfico do Osciloscópio com afundamento para 17,5V.

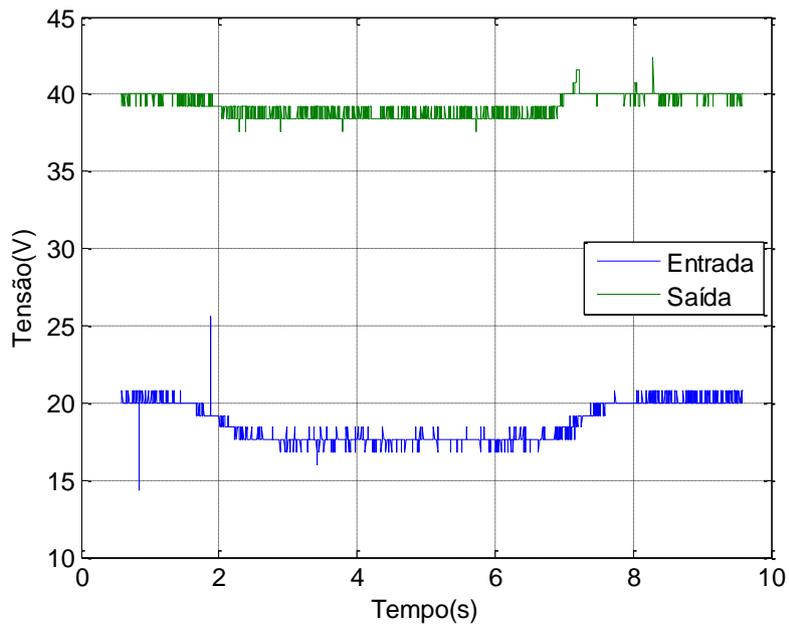


Figura 62 – Gráfico no Matlab com afundamento para 17,5V.

A próxima medida foi feita com uma sobre-tensão para 30V na entrada. As Figura 63 e Figura 64 mostram os resultados. Novamente o controle conseguiu atuar e manter a tensão de saída em 40V.

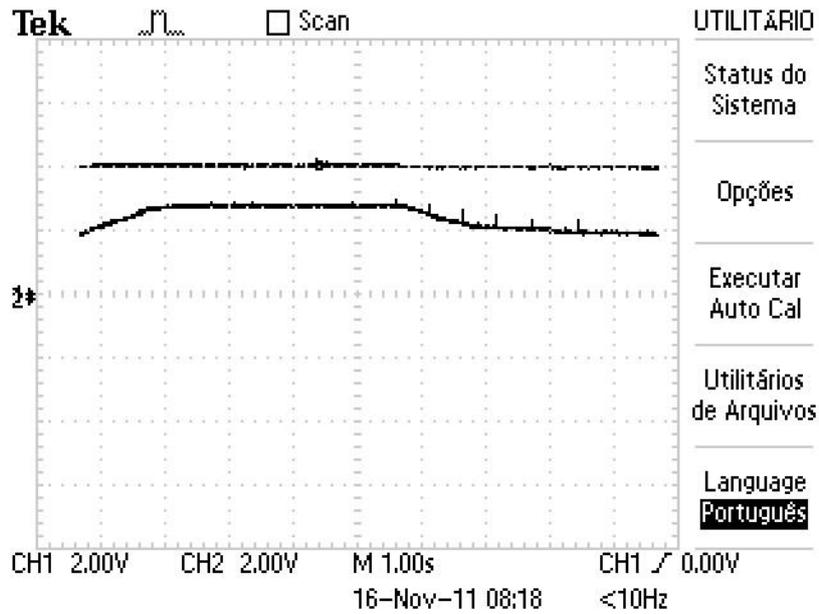


Figura 63 - Gráfico do Osciloscópio com sobre-tensão para 30V.

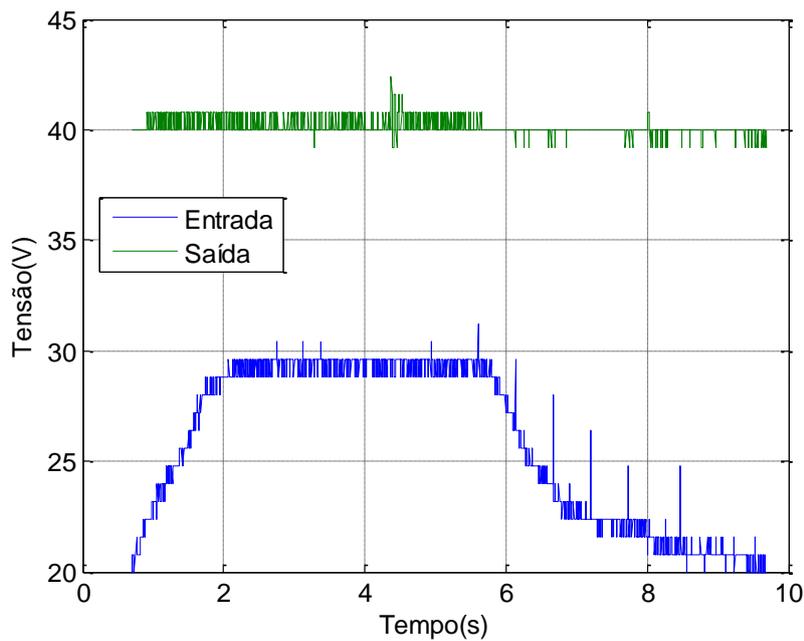


Figura 64 – Gráfico no Matlab com sobre-tensão para 30V.

Comparando os resultados, é aceitável dizer que os resultados experimentais ficaram semelhantes com os resultados simulados e foi possível perceber que realmente a resistência do indutor tem uma grande influência (limitando) no ganho do conversor.

6 Conclusão

Como pode ser observado nos resultados, o controle conseguiu atuar de forma satisfatória mesmo nos casos fora da condição nominal, alcançando o objetivo do trabalho de manter a tensão em um valor pré-estabelecido. Os resultados experimentais foram semelhantes aos resultados simulados validando assim o método utilizado.

Vale ressaltar a importância do estudo da influência da resistência interna do indutor no ganho do sistema, pois através da curva do ganho se limita a razão cíclica do conversor.

A solução utilizada é de baixo custo, principalmente comparado com o preço de todo o sistema fotovoltaico, pois é necessário apenas o uso de um microcontrolador PIC para alterar o ciclo de trabalho do conversor Boost.

7 *Bibliografia*

1. EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION - EPIA. GLOBAL MARKET OUTLOOK FOR PHOTOVOLTAICS UNTIL 2015., 2011.
2. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**. 2ª Edição. 2005.
3. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. BIG - Banco de Informação de Geração. Acesso em: 24 Novembro 2011.
4. CEPEL - CRESESB. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro, 2004.
5. E. MINEIRO, S. D. F. L. M. A. A. C. M. T. C. Photovoltaic System For Suply Public Illumination in Electrical Energy Demand Peak. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, 2004.
6. INHOFF, J. **Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos**. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Maria, 2007.
7. SIEMENS. **Solar module SP75**.
8. SKVARENINA, T. L. **The Power Electronics**. Indiana: Purdue University, 2002.
9. POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Campinas: DSCE - FEEC - UNICAMP, 2007.
10. HEVERTON, A. P.; CUPERTINO, A. F. **Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor Boost**. Viçosa, 2011.
11. OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4ª Edição. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.
12. ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC', D. **Fundamentals of Power Eletronics**. 2ª. ed. New York: Klumer Academic Publishers, 2004.