

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ÉLETTRICA – PPGEE**

**MÁRCIA KAROLINA DE LIMA VIEIRA**

**MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS REALIMENTADO PARA CONTROLE DE  
UM PUSH-PULL DE CORRENTE EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**JOÃO PESSOA  
2015**

**MÁRCIA KAROLINA DE LIMA VIEIRA**

**MODELO DE ESPAÇO DE ESTADO REALIMENTADO PARA CONTROLE DE UM  
PUSH-PULL DE CORRENTE EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes  
Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino

**JOÃO PESSOA**

**2015**

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

V658m Vieira, Márcia Karolina de Lima.  
Modelo de espaço de estado realimentado para controle de um push-pull de corrente em sistemas fotovoltaicos / Márcia Karolina de Lima Vieira.- João Pessoa, 2015.  
86f. : il.  
Orientadores: Darlan Alexandria Fernandes, Montiê Alves Vitorino  
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR  
1. Engenharia elétrica. 2. Sistema fotovoltaico. 3. Conversor CC-CC. 4. Espaços de estados.

UFPB/BC

CDU: 621.3(043)

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação de Mestrado

**MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS REALIMENTADO PARA CONTROLE DE  
UM PUSH-PULL DE CORRENTE EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Elaborado por

**MÁRCIA KAROLINA DE LIMA VIEIRA**

Como requisito parcial para obtenção do grau de

**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

**PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES – PPGEE/UFPB**

**(Orientador)**

**PROF. DR. MONTIÊ ALVES VITORINO – DEE/UFCG**

**(Coorientador)**

**PROF. DR. FABIANO SALVADORI – PPGEE/UFPB**

**(Membro interno)**

**PROF. DR. KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA – DEER/UFPB**

**(Membro externo)**

**PROF. DR. FABIANO FRAGOSO COSTA – DEE/UFBA**

**(Membro externo)**

João Pessoa/PB, \_\_\_\_ de \_\_\_\_ de \_\_\_\_.

A Deus em primeiro lugar, aos meus pais Maria Geralda e Francisco de Assis, por  
toda confiança sempre dedicada a mim, ao meu irmão, aos meus avós e ao meu  
noivo, por todo apoio de sempre...

Dedico

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por sempre ser tão fiel, e mesmo querendo muitas vezes desistir, me confortou e não permitiu isso em momento algum. Obrigada, Senhor, por tudo.

Aos meus pais, Maria Geralda Alves de Lima Vieira e Francisco de Assis Vieira, que me deram a vida e sempre todo apoio. Eles me impulsionam e motivam sempre, para dar o melhor de mim. Aos meus avós, por serem exemplos de força e de vida. Ao meu irmão, que teve muita paciência ao me ajudar nas traduções dos artigos, a ele, meu sincero obrigada. Ao meu noivo, Cláudio Freire Araújo, o grande incentivador e apoiador. Obrigada, por não ter me deixado desistir e sempre mostrar que sou muito mais capaz do que eu imagino. Aos tios, tias e toda família, aos amigos de trabalho, por sempre me incentivar.

Ao amigo e colega de pós-graduação, Francisco Júnior, pela ajuda e dedicação no desenvolvimento da programação dos experimentos, essencial para a conclusão desta dissertação.

Ao Professor do DEE/UFPB, Cícero da Rocha Souto, por ter cedido o espaço no Lasea (Laboratório de Sistemas e Estruturas Ativas), onde foram extraídos os resultados experimentais.

A José Carlos de Oliveira, por ter prestado esclarecimentos acerca do funcionamento do sistema de iluminação artificial para o painel fotovoltaico.

Ao meu orientador, Darlan, por ter tornado esse meu grande desafio, algo possível de se realizar. E, mais, agradeço a toda sua majestosa orientação.

Ao meu co-orientador, Montiê, pela oportunidade, por todo apoio e paciência.

Ao Professor Lucas Hartmann do DEE/UFPB por conceder o projeto do circuito push-pull que está sendo utilizado neste trabalho.

Aos técnicos do DEE, Pedro e Flaviano pela ajuda na montagem da bancada experimental deste trabalho.

Ao PPGEE/UFPB, pela oportunidade ímpar que me foi confiada.

Aos meus colegas de trabalho e aos meus colegas da pós-graduação, por todas as ajudas.

Ao CNPq, que por meio dos Projetos com processos 454638/2012-4 e 420442/2013-8, concederam os meios para construção da bancada experimental.

“Nada te perturbe, Nada te espante,  
Tudo passa, Deus não muda,  
A paciência tudo alcança;  
Quem a Deus tem,  
Nada lhe falta:  
Só Deus basta”  
(Santa Tereza D’avila)

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE TABELAS .....</b>	<b>XV</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>XVI</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>XVII</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>19</b>
1.1 MOTIVAÇÃO.....	21
1.2 OBJETIVO.....	21
<b>2 SISTEMA FOTOVOLTAICO COM REGULAÇÃO DE TENSÃO CC.....</b>	<b>24</b>
2.1 REVISÃO DE LITERATURA .....	24
2.2 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO COM O REGULADOR DE TENSÃO .....	27
2.3 MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS REALIMENTADO.....	30
2.4 PROJETO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR.....	33
<b>3 MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>41</b>
3.1 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO .....	41
3.2 PAINEL FOTOVOLTAICO.....	43
3.3 PUSH-PULL .....	43
3.4 ALIMENTAÇÃO DE CIRCUITOS PASSIVOS .....	44
3.5 REOSTATO DE 1KΩ.....	46
3.6 KIT DE MICROCONTROLADOR LAUNCHPAD TIVA C SERIES TM4C123G .....	46
3.7 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE TENSÃO.....	48
3.8 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE CORRENTE .....	48
<b>4 RESULTADOS.....</b>	<b>51</b>
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	51
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	55
4.2.1 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL .....	56
4.2.2 RESULTADO EXPERIMENTAL COM TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 12V .....	59
4.2.3 RESULTADO EXPERIMENTAL COM TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 15V .....	61
4.2.4 RESULTADO EXPERIMENTAL COM	

TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 17V .....	63
4.3 RASTREAMENTO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA COM ANÁLISE DE DESEMPENHO DINÂMICO .....	64
5 CONCLUSÃO .....	71
REFERÊNCIAS.....	72
ANEXO A.....	76

## **LISTA DE ILUSTRAÇÕES**

FIGURA 2.1 - MODELO PRÁTICO DO PAINEL FOTOVOLTAICO UTILIZADO EM SAFARI E MEKHILEF.....	26
FIGURA 2.2 - REGULADOR DE TENSÃO DE ENTRADA DO SISTEMA FOTOVOLTAICO .....	28
FIGURA 2.3 - OPERAÇÃO DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO DO PUSH-PULL	28
FIGURA 2.4 - MODELO DO CIRCUITO DO PV E DO PUSH – PULL.....	30
FIGURA 2.5 - FORMAS DOS PULSOS DE COMANDOS DAS CHAVES DO PUSH-PULL.....	31
FIGURA 2.6 - ESQUEMA DO CONTROLE DE REALIMENTAÇÃO POR ESPAÇO DE ESTADOS .....	33
FIGURA 2.7 - DESEMPENHO DE CONTROLE: CASO I .....	37
FIGURA 2.8 - DESEMPENHO DE CONTROLE: CASO II .....	39
FIGURA 3.1 - LÂMPADA HALÓGENA TUBULAR DE 500W.....	41
FIGURA 3.2 - ESTRUTURA METÁLICA DO ILUMINADOR ARTIFICIAL.....	42
FIGURA 3.3 - LÂMPADAS UTILIZADAS .....	42
FIGURA 3.4 - DETALHES DO PUSH-PULL DE CORRENTE DO LABORATÓRIO .	44
FIGURA 3.5 - VISÃO GERAL DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO .....	45
FIGURA 3.6 - SAÍDA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO .....	45
FIGURA 3.7 - ESPECIFICAÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	46
FIGURA 3.8 - REOSTATO .....	46
FIGURA 3.9 - MICROCONTROLADOR TIVA C SERIES TM4C123G.....	47
FIGURA 3.10 - DETALHE DO SENSOR DE TENSÃO .....	48
FIGURA 3.11 - DETALHE DO SENSOR DE CORRENTE.....	49
FIGURA 4.1 - PLATAFORMA DE SIMULAÇÃO NO SIMULINK .....	51
FIGURA 4.2 - DIAGRAMA DE BLOCO REPRESENTANDO A CARGA ELETRÔNICA .....	53
FIGURA 4.3 - RASTREAMENTO DAS TENSÕES DE REFERÊNCIA .....	54
FIGURA 4.4 - TENSÃO DE SAÍDA DO PUSHPULL .....	55

FIGURA 4.5 - FUNCIONAMENTO DA BANCADA EXPERIMENTAL .....	56
FIGURA 4.6 - TESTE EXPERIMENTAL DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL .....	57
FIGURA 4.7 - CICLO DE TRABALHO NAS DUAS CHAVES PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 12 V.....	59
FIGURA 4.8 - IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA .....	60
FIGURA 4.9 - VALORES EXPERIMENTAIS.....	60
FIGURA 4.10 - CICLO DE TRABALHO PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 15 V.....	61
FIGURA 4.11-IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA .....	62
FIGURA 4.12- VALORES EXPERIMENTAIS.....	62
FIGURA 4.13 - IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA .....	63
FIGURA 4.14 - VALORES EXPERIMENTAIS.....	64
FIGURA 4.15 - BANCADA LABORATORIAL DO SISTEMA FOTOVOLTAICO.....	65
FIGURA 4.16 - TENSÃO DO PAINEL SEM CONTROLE .....	65
FIGURA 4.17-SEQUÊNCIA PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA.....	66
FIGURA 4.18 - RESULTADO EXPERIMENTAL DA TENSÃO RASTREADA E IMPOSTA NO PAINEL FOTOVOLTAICO.....	67
FIGURA 4.19- LARGURAS DE PULSO PARA AS TENSÕES MÁXIMA E MÍNIMA.	68
FIGURA 4.20 - TENSÃO NA CARGA .....	69

## LISTA DE SÍMBOLOS

**PV** – *PHOTOVOLTAIC*(FOTOVOLTAICO)

**CC** – CORRENTE CONTÍNUA

**MPP** – *MAXIMUM POWER POINT* (PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA)

**MPPT** – *MAXIMUM POWER POINT TRACKING* (RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA)

**LPPT** – *LIMIT POWER POINT TRACKING* (RASTREAMENTO DO LIMITE DO PONTO DE POTÊNCIA)

**P&O** – PERTURBAÇÃO E OBSERVAÇÃO

**CA** – CORRENTE ALTERNADA

**PID** –PROPOCIONAL – INTEGRAL – DERIVATIVO

$K_p$  – GANHO PROPORCIONAL

$K_d$  – GANHO DERIVATIVO

$K_i$  – GANHO INTEGRAL

**PI** – PROPORCIONAL – INTEGRAL

**PWM** – *PULSE WIDTH MODULATION* (MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO)

**RCC** – *RIPPLE CORRELATION CONTROL*

**BESS** – *BATTERY ENERGY STORAGE SYSTEM* (SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIA)

**CCM** – *CONTINUOUS CONDUCT MODE* (MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA)

**DCM** – *DISCONTINUOUS CONDUCT MODE* (MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO)

**ZVS** – *ZERO VOLTAGE SWITCHING* (COMUTAÇÃO EM TENSÃO ZERO)

**ZCS** – *ZERO CURRENT SWITCHING* (COMUTAÇÃO DE CORRENTE ZERO)

$V_{PV}$  – TENSÃO DO PAINEL FOTOVOLTAICO

$I_{PV}$  – CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO

$V_{PV}^*$  – TENSÃO DE REFERÊNCIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO

$T_{on}$  – TEMPO DE CONDUÇÃO

$T$  – PERÍODO DE TEMPO

$f$  – FREQUENCIA

**VSI** – *VOLTAGE SOURCE INVERTER* (INVERSOR DA FONTE DE TENSÃO)

**$R_m$**  – RESISTÊNCIA MÉDIA

## **LISTA DE TABELAS**

TABELA 2.1 - PARÂMETROS DO MODELO DO CIRCUITO .....	33
TABELA 2.2 - ESPECIFICAÇÕES DA RESPOSTA DO CONTROLADOR .....	36
TABELA 2.3 - PARÂMETROS DO CONTROLADOR .....	37
TABELA 4.1 - COMPROVAÇÃO DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL .....	57

## **RESUMO**

### **MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS REALIMENTADO PARA CONTROLE DE UM PUSH-PULL DE CORRENTE EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**Resumo:** Este trabalho propõe uma estratégia alternativa de controle por realimentação de espaço de estados de um conversor CC-CC, aplicado para fins de regulação de sistemas fotovoltaicos (PV). A técnica de controle depende de equações de espaço de estados do gerador fotovoltaico ligado ao conversor. Os ganhos do controlador são projetados por meio da construção de um polinômio característico, que considera as condições de controlabilidade e utiliza a formulação de Ackermann. O método proposto é inicialmente testado por simulação computacional, utilizando o ambiente *Matlab/Simulink*. São apresentados resultados experimentais utilizando o painel fotovoltaico junto com o push-pull que comprovam o desempenho satisfatório do controle proposto.

**Palavras-chaves:** Sistema Fotovoltaico, conversor CC-CC, espaço de estados.

## ABSTRACT

### STATE-SPACE FEEDBACKMODELFORCONTROLLING A CURRENT-FED PUSH-PULL CONVERTER IN PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

**Abstract:** This paper proposes an alternative control strategy for feedback state space of a CC-CC converter, applied for regulation of photovoltaic (PV) systems. The control technique depends on state space equations of the photovoltaic generator connected to the inverter. The controller gains are projected through the construction of a characteristic polynomial, which considers the terms of controllability and uses the formulation of Ackermann. The proposed method is initially tested by computer simulation using *Matlab/Simulink* environment. We present experimental results using the photovoltaic panel with the push-pull that prove the satisfactory performance of the proposed control.

**Keywords:** Photovoltaic System, DC-DC converter, state space.



## 1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos vem surgindo um crescente interesse por fontes de energias renováveis como eólica, biomassa, solar e, particularmente, aquelas provenientes de sistemas fotovoltaicos. Esses sistemas têm obtido mercado, devido ao desenvolvimento tecnológico no aumento da eficiência e redução de custos dos painéis fotovoltaicos (MAHMUD, POTA e HOSSAIN, 2014).

No Brasil, apesar de dispor de um grande potencial de energia solar, que pode ser aproveitada na geração de energia elétrica, através da tecnologia solar fotovoltaica, pouco tem sido feito a respeito, pois até então os programas com tal finalidade pouco incentivaram a criação e consolidação de um mercado para o uso desta tecnologia no país.

Quanto aos problemas tipicamente relacionados à geração de energia, as preocupações incluem o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) (do inglês *Maximum Power Point Tracking* - Rastreamento do Ponto de Máxima Potência), modulação por largura de pulso (PWM) de controle do inversor e a regulação da tensão de saída do painel PV. Em relação a este último aspecto, a regulação da tensão do painel PV é fundamental para o funcionamento adequado do inversor na maioria das configurações dos sistemas PV.

A energia solar fotovoltaica é considerada uma das fontes de energia mais promissoras, devido à enorme potência disponível do sol, baixa poluição e pouco ruído na conversão de energia (BHATNAGAR, NEMA, 2012). A redução no custo da célula fotovoltaica tem aumentado o interesse no uso dessas fontes (SHADMAND, MOSA, BALOG e RUB, 2014). Apesar de todas estas vantagens mencionadas para a geração de energia utilizando a fotovoltaica, esta ainda possui uma eficiência de conversão de energia baixa, uma vez que a eficiência das células solares depende de muitos fatores, tais como a insolação, temperatura e sombreamento (MURTHY, SANDEEP, KULKARNI, 2014).

Geradores fotovoltaicos são comercializados na forma de módulos com potências da ordem de 5W a 300W, os quais podem ser associados em série ou paralelo para a obtenção de potências mais elevadas. Devido a estas características, os geradores fotovoltaicos são uma excelente alternativa para o

ambiente urbano ou em ambientes rurais com baixa demanda de energia (HARTMANN, 2007).

Os sistemas fotovoltaicos podem ser utilizados para suprir demandas de determinadas cargas, assim como podem ser conectados à rede. O sistema PV quando conectado à rede, geralmente opera abaixo do ponto de máxima potência. Nos sistemas isolados, o painel fotovoltaico, normalmente opera sob o MPPT. Existem alguns algoritmos de MPPT na literatura e os mais utilizados são de perturbação e observação (P&O), *hill-climbing*, tensão fracional de circuito aberto (ESRAM, CHAPMAN, 2007), entre outros. Alguns destes algoritmos recebem modificações tornando possível operar tanto em MPPT quanto no LPPT (do inglês *Limit Power Point Tracking* - Rastreamento do Limite do Ponto de Potência) (URTASUN, SANCHIS e MARROYO, 2013).

A tensão de saída de um painel fotovoltaico é regulada pela curva IxV (Corrente x Tensão), que apresenta natureza aleatória, devido a irradiação solar irregular. Assim, um aspecto fundamental de um sistema fotovoltaico é a regulação da tensão, que é, então, fornecida ao inversor para fonte de tensão a ser convertida e fornecida para uma rede CA (Corrente Alternada) ou para uma carga CA isolada. Esta tarefa é realizada por um conversor CC-CC (Corrente Contínua), geralmente com o auxílio de um algoritmo que utiliza a curva do painel IxV, para determinar um ponto de operação de tensão e corrente, e assegurar que a máxima potência possa ser extraída do painel.

Na literatura, existe uma grande quantidade de estratégias para controlar a ação dos conversores CC-CC com diferentes técnicas de MPPT. E, também, inúmeras topologias para esses conversores. O controle de painel PV é tradicionalmente realizado por controladores proporcional integral (PI) e controladores por histerese. Esses sistemas têm um desempenho satisfatório. Outras abordagens, tais como redes neurais e lógica fuzzy também têm sido apresentadas. Técnicas não-lineares, como o *sliding mode* e controladores adaptativos, possuem um desempenho adequado ao custo de uma formulação e realização mais complexa.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Com a crescente atenção em volta das energias renováveis, têm-se aumentado bastante os estudos em relação a estes sistemas, principalmente os de energia solar, composto por painéis fotovoltaicos e reguladores de tensão. Alguns trabalhos fazem uso de técnicas com inclusão de não-linearidades, tornando o projeto de controle mais complexo e, às vezes, com imprecisão. Existem outros que fazem uso de controladores mais usuais como os proporcionais-integrais, que são abordagens mais simples de serem implementadas e que podem apresentar uma boa relação custo-benefício. O uso de um ou outro controlador é baseado no modelo que é desenvolvido para o sistema em análise juntamente com os propósitos de controle a serem alcançados.

Os modelos baseados na formulação em espaço de estados sempre surgem como uma boa opção de projeto, pois os objetivos de controle são alcançados, e ainda, com uma formulação simplificada, uma vez que faz uso de uma equação de estado e uma outra de saída. Ainda, estes tipos de sistemas sempre são de ordem um, ou seja, por mais que o modelo apresente um polinômio característico de ordem  $p$  para o sistema, a representação força que se tenha  $p$  equações de ordem 1. Os sistemas ainda permitem possuírem múltiplas entradas, diferente da representação por função de transferência.

## 1.2 OBJETIVO

Sendo assim, este trabalho tem o objetivo de propor um modelo do conjunto de painéis e o regulador de tensão CC, utilizando uma formulação em espaço de estados. Além da representação do modelo são incluídos controladores para se ajustar a resposta dinâmica garantindo o erro zero em regime permanente. Com a tensão como variável de referência, o erro zero permite que uma das variáveis internas do sistema seja o ciclo de trabalho do regulador CC, e assim, determiná-lo. O propósito é que o tempo de assentamento seja pequeno sem que existam

oscilações durante o período transitório. Para tanto, os controladores serão projetados a partir da ideia de forçar o polinômio característico a possuir informações que façam com que se tenham as respostas dinâmicas desejadas, e no caminho direto, tenha-se um integrador para forçar erro zero de regime permanente.

Este trabalho de dissertação está organizado de acordo com os seguintes capítulos:

- No capítulo 2 é feita uma revisão da literatura, levantando uma discussão sobre os conversores e controles já utilizados na mesma linha de pesquisa do trabalho em questão. E, também é feito a modelagem e o controle do conversor push-pull;
- No capítulo 3é apresentado todo o instrumental utilizado para a montagem da bancada experimental;
- No capítulo 4 são mostrados os resultados de simulação retirados da plataforma *Simulink* do *Matlab* e os resultados experimentais extraídos da bancada montada no laboratório LaSea, localizado na UFPB;
- No capítulo 5, apresenta-se a conclusão.

## **2 SISTEMA FOTOVOLTAICO COM REGULAÇÃO DE TENSÃO CC**

## 2 SISTEMA FOTOVOLTAICO COM REGULAÇÃO DE TENSÃO CC

Inicialmente, será realizada uma revisão bibliográfica sobre o tema proposto com discussões sobre alguns modelos e controles já utilizados. Posteriormente, mostra-se o conversor trabalhado e, em seguida é feita a modelagem do mesmo. Por fim, o controlador do sistema será devidamente projetado.

### 2.1 REVISÃO DE LITERATURA

É apresentado em Elshaer, Mohamed e Mohammed (2010) um novo controlador *smart-PID* para otimizar um conversor *boost* CC-CC, utilizado em sistemas fotovoltaicos. O controlador utilizado aumenta a faixa de operação estável usando algoritmos genéticos para ajustar os parâmetros do PID. A otimização visa minimizar o tempo de subida, tempo de assentamento, ondulação e erro de regime permanente da tensão de saída do conversor, que corresponde ao passo de mudança da tensão de saída e da carga. Logo após, usa-se a lógica *fuzzy* para adicionar o fator de inteligência ao controlador PID, de maneira que possa mover-se em diferentes valores de ganho proporcional ( $K_p$ ), ganho derivativo ( $K_d$ ) e ganho integral ( $K_i$ ), baseado nas condições do sistema. O conversor *boost* é utilizado entre o painel fotovoltaico e a carga. O *boost* converte qualquer tensão de entrada, dentro da faixa de operação, mantendo constante a tensão de saída. O ciclo de trabalho regula o quanto de tensão será alcançada na entrada durante a operação do conversor. Ou seja, controlando o ciclo de trabalho, pode-se ter a tensão de saída constante, mesmo no caso de variação na tensão de entrada ou na carga. Neste trabalho, foi utilizado um controlador baseado na lógica *fuzzy* (*fuzzybased*), que adapta o ciclo de trabalho, com base nas condições da tensão de entrada e do ciclo de trabalho, de tal maneira que a tensão de saída permaneça constante.

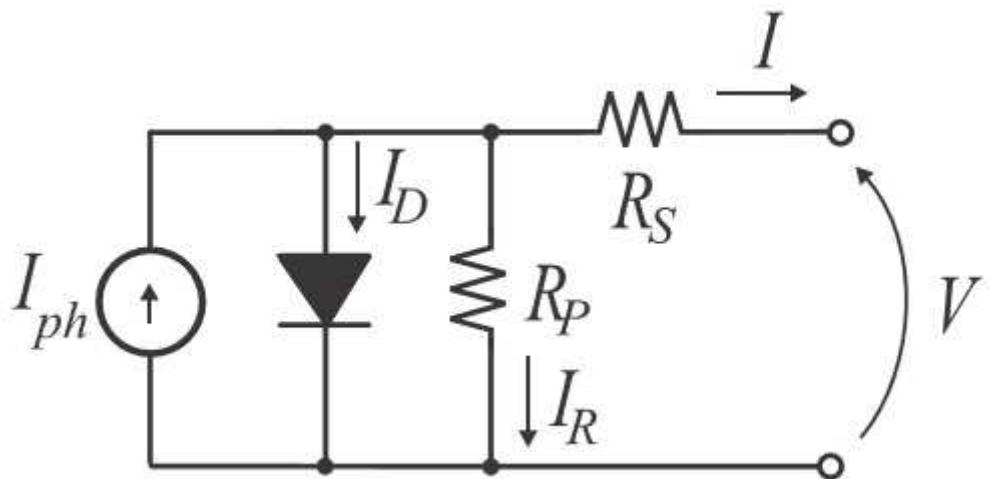
De acordo com Ratsame e Tanitteerapan (2011), o MPPT é projetado e é feito uma implementação em tempo real de sistemas fotovoltaicos. O MPPT estuda o conversor CC-CC e opera em modo de condução contínua (CCM), o algoritmo

perturbação & observação pesquisa o ponto de máxima potência de acordo com a irradiação do Sol. O conversor utilizado é um *boost* e o controlador é um PI. O MPPT é o algoritmo do conversor CC-CC, que define como opera o MPP (do inglês *Maximum Power Point* – Ponto de Máxima Potência) e independente da carga. O ciclo de trabalho é automaticamente ajustado e usado no controlador PI, a fim de manter a tensão de entrada. Para o método proposto é usado um microcontrolador para média da potência de saída e mudar o ciclo de trabalho do sinal de controle do conversor. O algoritmo de controle MPPT é baseado no cálculo da potência de saída do painel PV e a mudança da potência pela amostragem da tensão e da corrente. A mudança da potência é detectada pela comparação dos níveis de tensão atuais e anteriores, a fim de calcular a tensão de referência ( $V_{PV}^*$ ), que é utilizada para produzir o sinal de controle PWM. Os resultados mostram que o algoritmo de MPPT proposto foi bem sucedido para o rastreamento do ponto de máxima potência da energia transferida na mudança da condição de irradiação.

O conversor CC-CC utilizado também é um *boost* em Bhatnager e Nema (2012). O conversor transforma o baixo nível da tensão obtido do conjunto de painéis para uma tensão mais elevada, que é necessário para um sistema conectado à rede. Assim o conversor *boost*, transforma a baixa tensão oscilante para uma de nível mais elevado com o MPPT. No projeto em análise, o sistema PV junto com o conversor, foi controlado usando duas técnicas PWM e histerese. O conversor opera em dois modos, que são eles: modo de condução contínua (CCM) e modo de condução descontínua (DCM). Na técnica de controle PWM, o tempo de condução ( $T_{on}$ ) da chave é variável, mas o período de tempo ( $T$ ) e, portanto a frequência ( $f$ ) é mantida constante. No controle por histerese, o conversor é controlado de maneira que a corrente da carga é mantida entre dois limites. Quando a corrente excede o limite superior, o fator de roda livre e a corrente diminuem linearmente. Quando se atinge o limite inferior o conversor é ligado. A diferença entre o máximo e o mínimo valor da corrente, determina a frequência de comutação. O método de controle por histerese tem algumas vantagens, como a corrente nunca começa descontínua, proteção contra sobrecorrente, pode ser implementada facilmente. Uma desvantagem desta técnica de controle é que ela não funciona em todos os tipos de sistemas.

Em Safari e Mekhilef (2011), o conversor utilizado no sistema fotovoltaico é o cuk. A região de operação do conversor cuk, no plano  $I \times V$  do painel fotovoltaico varia da tensão curto-circuito para abrir o circuito na condição de fazer o conversor opere inteiramente no plano  $I \times V$  com zero na região de não-funcionamento. É desejável que o conversor cuk opere em alta frequência, pois sendo assim, reduz o tamanho dos componentes reativos e os custos. Porém, a operação em alta frequência de modulação resulta no aumento das perdas de comutação, que podem ser reduzidas substancialmente pelo uso de técnicas de comutação suave como a comutação de tensão-zero (ZVS) e comutação de corrente-zero (ZCS). RCC (do inglês *Ripple Correlation Control* -) é o algoritmo usado pelo MPPT, sendo utilizado para controlar o ciclo de trabalho na entrada do conversor para rastrear o MPP. O modelo elétrico simplificado do PV é uma fonte de corrente em anti-paralelo com um diodo. Resistência em série e em paralelo são incluídas para obter o modelo prático para simulação do PV.

FIGURA 2.1- MODELO PRÁTICO DO PAINEL FOTOVOLTAICO UTILIZADO EM SAFARI E MEKHILEF



O princípio básico do algoritmo RCC MPPT é estimar a tensão correspondente ao ponto de máxima potência, explorando a tensão do módulo e ondulações da corrente que são inerentes aos conversores eletrônicos de potência (ESRAM, KIMBALL, KREIN, CHAPMAN e MIDYA, 2006). Os resultados de simulação confirmam a viabilidade e a confiabilidade do ZVS-PWM ativo grampeado ao conversor cuk para sistemas de energia solar.

Em Adhikari, Singh, Vyas, Chandra e Kamal-Al-Haddad (2011) é proposto um sistema fotovoltaico isolado, para a geração de energia. O sistema é composto por um conjunto de painéis fotovoltaicos, o conversor push-pull com o controle MPPT, um sistema de armazenamento de bateria (BESS – do inglês *Battery Energy Storage System*) para energia adicional, uma fonte inversora de tensão (VSI) com um filtro LC e um controle de realimentação. O conversor CC-CC opera no modo de condução contínua. O desempenho do sistema foi demonstrado com carga linear e não-linear.

## 2.2 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPOSTO COM O REGULADOR DE TENSÃO

A energia solar é uma forma de energia limpa e abundante, além de ser renovável. Na região aonde este trabalho vem sendo desenvolvido há uma elevada quantidade de irradiação, que é o litoral nordestino. Então, é proposto um sistema fotovoltaico, composto por painéis solares com um regulador de tensão CC.

A aplicação do conversor push-pull para regulação da tensão de saída de fontes de alimentação comutadas é bem conhecida. Por outro lado, para sistemas fotovoltaicos, o desafio é calcular a tensão de entrada do conversor, que é geralmente determinada por um algoritmo MPPT. Então, considera-se um valor fixo da tensão de saída do conversor a ser controlado por um esquema independente, como uma carga eletrônica ou um controlador por realimentação de um controlador (PI), para inserir o estágio de inversão do painel na rede elétrica.

Na Fig. 2.2 é mostrado o gerador fotovoltaico, com o conversor CC-CC, neste trabalho, um push-pull.

O PV representa um conjunto de painéis fotovoltaicos, convenientemente organizados para produzir uma potência desejada. A operação do conversor é regulada pelo intervalo de tempo de modulação das chaves  $q_a$  e  $q_b$  (Fig. 2.2) estão conduzindo. A regulação de tensão, depende da tensão de saída, do ciclo de trabalho e da relação de transformação do transformador de alta frequência ( $n$ ). No conversor push-pull, as duas chaves  $q_a$  e  $q_b$  não podem bloquear simultaneamente,

para não interromper a corrente que passa através do indutor  $L$ . Os modos de operação do conversor são observados na Fig. 2.3.

FIGURA 2.2 - REGULADOR DE TENSÃO DE ENTRADA DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

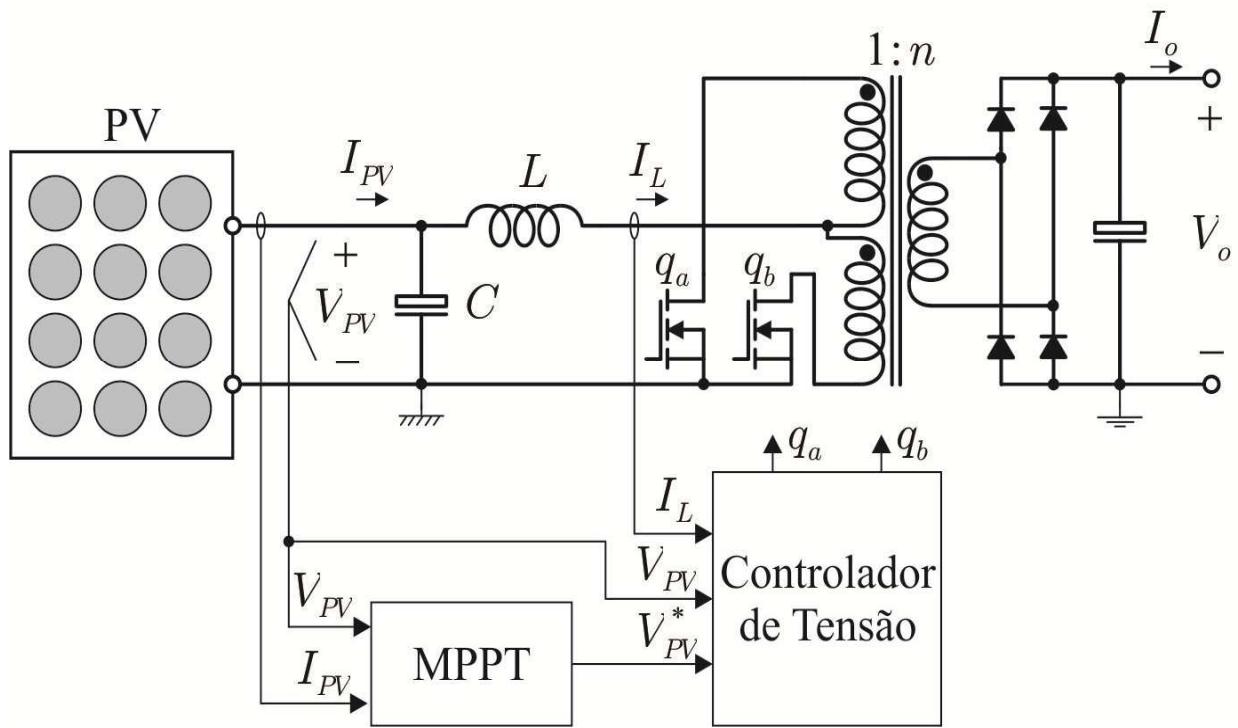
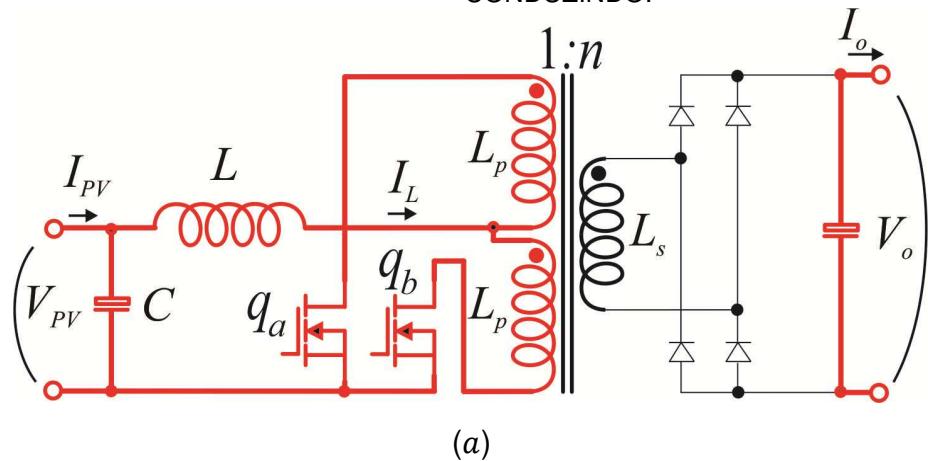
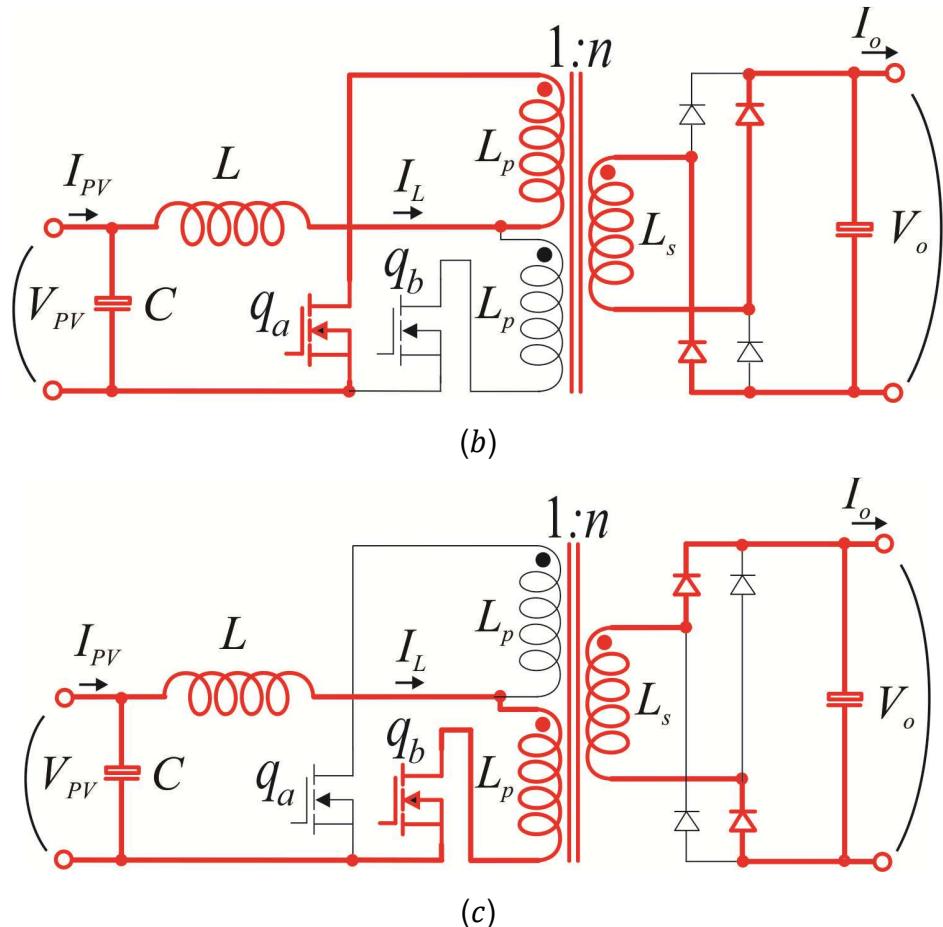


FIGURA 2.3 - OPERAÇÃO DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO DO PUSH-PULL. (a)  $q_a$  E  $q_b$  CONDUZINDO. (b)  $q_a$  CONDUZINDO E  $q_b$  BLOQUEADA. (c)  $q_a$  BLOQUEADA E  $q_b$  CONDUZINDO.





Na situação onde os dois comutadores estão fechados, na Fig. 2.3(a), o gerador fotovoltaico transfere a energia para o indutor  $L$ , e a corrente é fornecida à carga pelo capacitor da saída e não há transferência de energia do lado primário do transformador para o secundário. Quando um dos comutadores está bloqueado, como mostra a Fig. 2.3(b) e a Fig. 2.3(c), o gerador e o indutor transferem a energia através do transformador para o capacitor da saída e a energia.

O ciclo de trabalho  $D$ , controla a operação do conversor. A variação do valor é entre 0 e 1, independentemente do valor da tensão de saída ser sempre maior que a tensão refletida do transformador primário para o secundário. Para este conversor, o ganho  $h$  é dado por:

$$h = \frac{V_o}{V_{PV}} = \frac{n}{1 - D}, \quad (1)$$

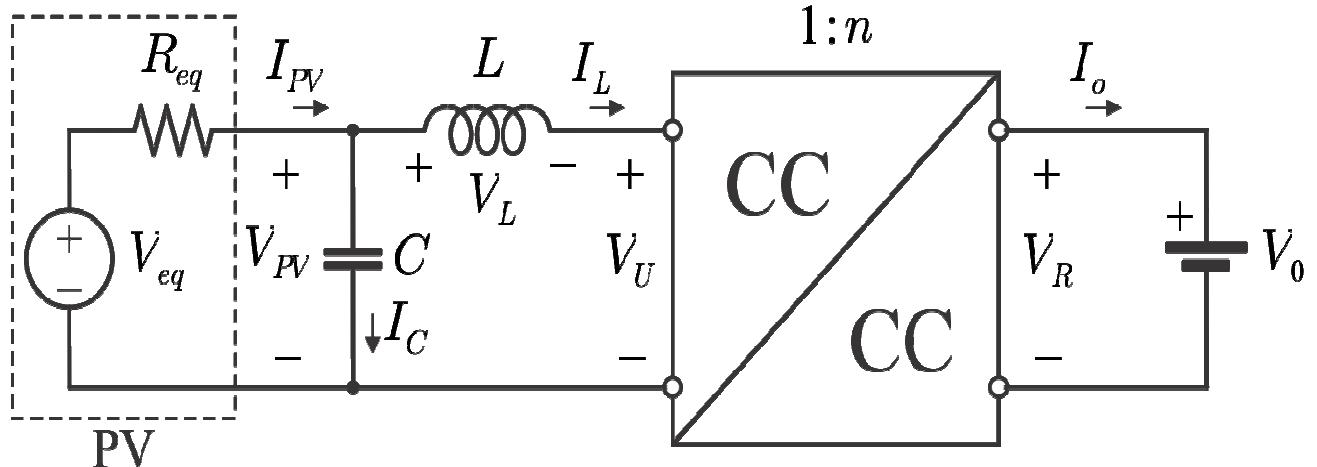
onde  $n$  é a relação de espiras do transformador,  $n = \sqrt{L_s/L_p}$ .

Quando projetado o conversor, é interessante selecionar a relação de transformação e o ciclo de trabalho, para que não exista a variação em uma faixa ampla. Algumas vezes, valores elevados de  $n$  devem ser evitados para garantir que a modulação PWM do inversor de tensão funcione com baixo índice de modulação.

### 2.3 MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS REALIMENTADO

A Fig. 2.4 mostra esquematicamente o circuito que é estudado neste trabalho. O objetivo é controlar a tensão de entrada do conversor,  $V_{PV}$ . O painel PV é modelado com uma fonte de tensão em série com uma resistência. A tensão  $V_{PV}$  é estabelecida, e então é extraída do conversor a máxima potência a partir do painel PV.

FIGURA 2.4 - MODELO DO CIRCUITO DO PV E DO PUSH – PULL.



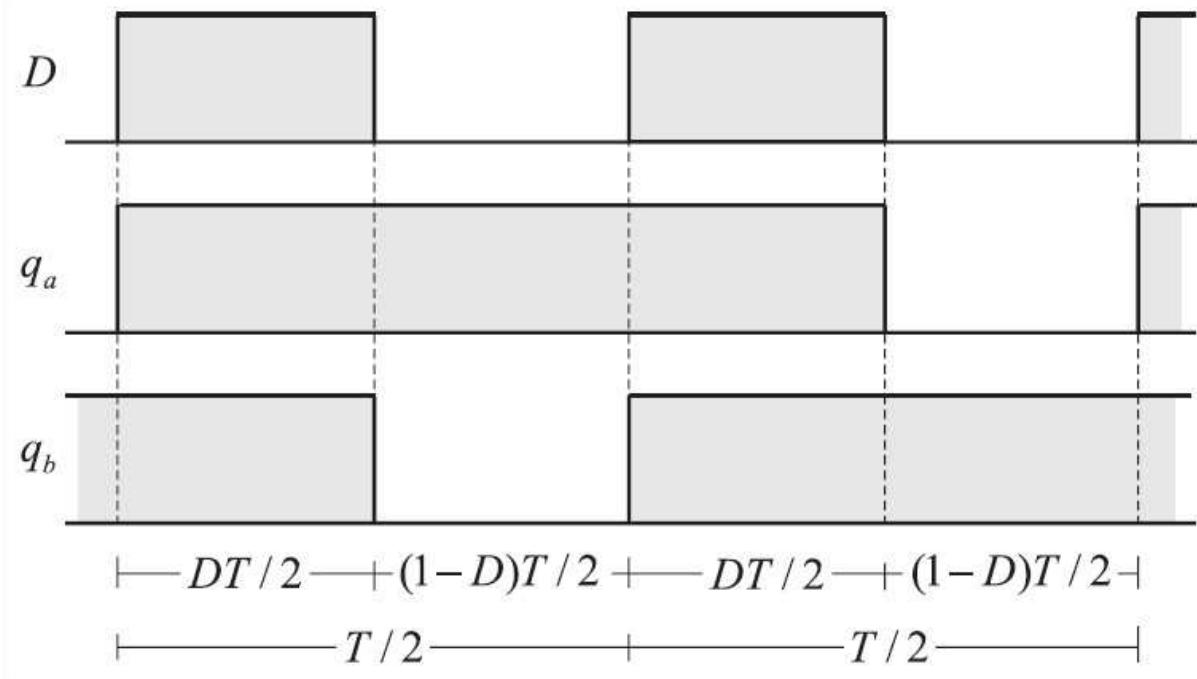
A tensão de saída é dada por:

$$V_0 = n \frac{V_{PV}}{d} \quad (2)$$

com  $d = 1 - D$ , onde  $D = 2d_q - 1$ ,  $d_q$  é o tempo que as chaves permanecem fechadas e o  $d$  é o ciclo de trabalho. Sendo assim o  $d_q$  deve sempre permanecer entre o intervalo 0,5 e 1,0, pois caso contrário, essa variável será zero ou negativa.

Na Fig. 2.5 são mostradas um exemplo das formas de onda dos pulsos de comando para as chaves do conversor push-pull.

FIGURA 2.5 - FORMAS DOS PULSOS DE COMANDOS DAS CHAVES DO PUSH-PULL



A tensão  $V_{PV}$  é ado capacitor. Substituindo  $V_{PV}$  por  $V_U$ , é possível escrever:

$$V_U = d \frac{V_0}{n} \quad (3)$$

Observando a Fig 2.4, tem-se a malha do circuito da esquerda:

$$-V_{eq} + R_{eq}I_{PV} + V_{PV} = 0 \quad (4)$$

Da Fig. 2.4, considerando que  $I_{PV} = I_L + I_C$  e  $I_C = C \frac{dV_{PV}}{dt}$  segue:

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = -\frac{V_{PV}}{R_{eq}C} + \frac{V_{eq}}{R_{eq}C} - \frac{I_L}{C}. \quad (5)$$

Analisando a malha do circuito da direita da Fig 2.4, obtém-se a seguinte relação:

$$-V_{PV} + V_L + V_U = 0 \quad (6)$$

com  $V_L = L \frac{dI_L}{dt}$  sendo a tensão do indutor. Substituindo a Equação (3), obtém-se:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{PV}}{L} - \frac{V_0}{nL} d \quad (7)$$

Considerando como os estados do sistema a tensão sobre o capacitor  $V_{PV}$  (Equação 5) e a corrente sobre o indutor  $I_L$  (Equação 7), podemos representar nosso sistema no espaço de estado na forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx, \end{cases}$$

onde A, B e C são identificadas por meio de (8):

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_0}{nL} \end{bmatrix} \quad C = [1 \quad 0]$$

substituindo as matrizes na representação em espaço de estados, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{PV} \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_0}{nL} \end{bmatrix} d \quad (8)$$

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} V_{PV} \\ I_L \end{bmatrix}$$

A tensão equivalente ( $V_{eq}$ ) foi omitida, para se adequar ao modelo de espaço de estado.

A Tabela 2.1 mostra os parâmetros do sistema. A relação  $n$  deve ser adequada para atender a tensão de saída. A capacitância  $C$  é selecionada para reduzir as ondulações da tensão e a indutância  $L$  para reduzir a ondulação da corrente do indutor.

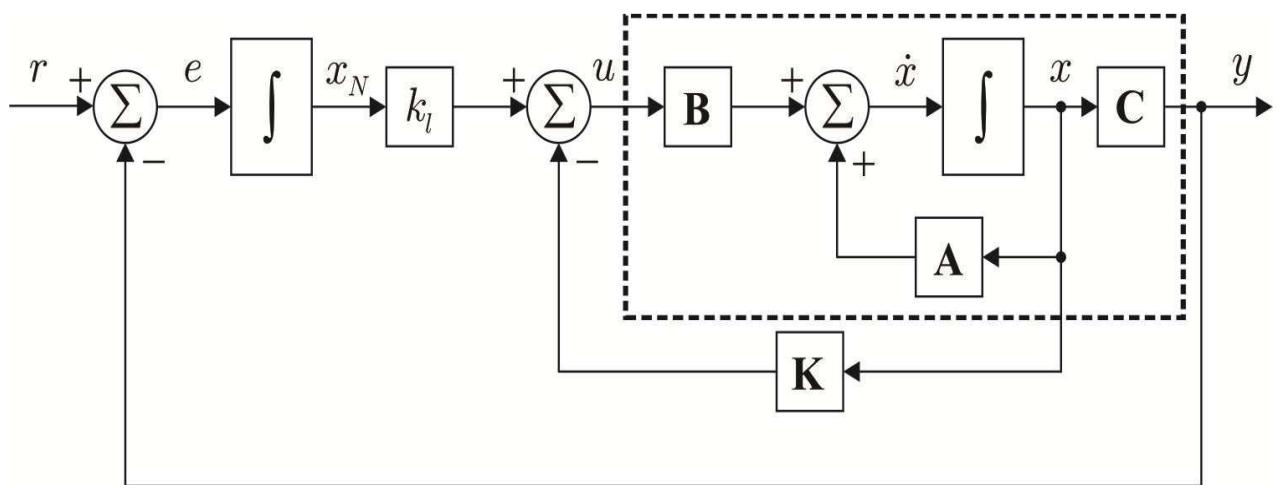
TABELA 2.1- PARÂMETROS DO MODELO DO CIRCUITO

Parâmetros	Valor
$L$	150μH
$C$	60μF
$R_{eq}$	10Ω
$n$	6
$V_0$	120V

#### 2.4 PROJETO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

Nesta seção será mostrado o projeto do controlador descrito na seção anterior, baseado na formulação de *Ackermann*. Para isso, considera-se o diagrama de blocos da Fig. 2.6, em que o sistema a ser controlado encontra-se dentro da caixa tracejada.

FIGURA 2.6 - ESQUEMA DO CONTROLE DE REALIMENTAÇÃO POR ESPAÇO DE ESTADOS



O bloco representado pela matriz  $\mathbf{K}$  controla a dinâmica do sistema através da realimentação das variáveis de estado. Ele permite impor características da resposta transitória como percentual de ultrapassagem ( $O_S$ ) e tempos de subida e de assentamento. O erro nulo é imposto pela inclusão da integração, como mostrado na

Fig.2.6. A fim de definir os elementos da matriz  $\mathbf{K}$ , deve-se considerar que a dinâmica do sistema em malha fechada de ordem  $b$  é determinada por pólos de um polinômio característico, escrito por:

$$s^b + a_{b-1}s^{b-1} + \dots + a_1s + a_0. \quad (9)$$

Assim, ajustando os parâmetros de  $b$  através de  $\mathbf{K}$ , é possível alocar todos os pólos do sistema de malha fechada para qualquer localização desejada. Para isso, primeiro passo do projeto é a construção e a verificação da matriz de controlabilidade do sistema. A ordem dessa matriz tem que ser igual à ordem polinomial, caso contrário, o sistema não é capaz de realizar o projeto do controlador (NISE, 2012).

A matriz de controlabilidade montada a partir do sistema, tem o valor do posto igual a 2, que é de mesma ordem do polinômio característico, portanto o sistema é controlável.

Comprovada a controlabilidade do sistema, o passo seguinte é determinar o polinômio característico do sistema que contém os pólos dominantes. As raízes do polinômio característico  $P_C$  do sistema de segunda ordem é determinada por:

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (10)$$

Onde  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $\omega_n$  é a frequência natural. A relação de ultrapassagem ( $O_s$ ), da resposta transitória e do fator de amortecimento é dada por:

$$\zeta = \frac{-\ln(O_s)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(O_s)}} \quad (11)$$

A frequência natural do sistema pode ser escrita como:

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} \quad (12)$$

O tempo de assentamento ( $t_s$ ) é selecionado baseado na constante de tempo do sistema.

A partir do diagrama de blocos mostrado na Fig. 2.6, a formulação no espaço de estados pode ser escrita como vetores e matrizes aumentadas.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\dot{x}_N = -Cx + r$$

$$y = Cx$$

Portanto:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (13)$$

$$y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix},$$

Mas

$$u = -Kx + k_l x_N = -[K \quad -k_l] \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} \quad (14)$$

Substituindo a Equação (14) na Equação (13) e simplificando, temos o sistema completo com o controle de realimentação de estado que é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & Bk_l \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (15)$$

$$y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix},$$

onde  $x_N$  é a terceira variável de estado, que é a integral do erro do sistema e  $r$  é a nova referência a ser seguida pela saída  $y$ . Portanto, a ordem do sistema foi aumentada, e pode-se utilizar a equação característica associada com a equação de espaço de estados para projetar  $K$  e  $k_l$  a fim de se obter a resposta transitória desejada e reduzir o erro finito da saída para zero. O aumento da ordem requer a adição de um pólo auxiliar, cujo valor deve ser escolhido para ser mais rápido que os pólos dominantes. Para este fim, esse pólo deve ser pelo menos cinco vezes mais distante da parte real dos pólos dominantes (NISE, 2012). Isso garante que o

comportamento do sistema de segunda ordem é minimamente afetado pelo pólo adicionado. Assim, o polinômio característico, torna-se:

$$P_C = (s + p_1)(s + p_2)(s + \alpha). \quad (16)$$

Os coeficientes deste polinômio característico, formado a partir de espaço de estados do sistema aumentado, de modo que o vetor  $K_a = [K \ k_l]$ , o controlador do sistema realimentado, pode ser projetado.

A técnica de controle é testada, primeiramente, usando os parâmetros definidos na Tabela 2.2, Caso I.

TABELA 2.2 - ESPECIFICAÇÕES DA RESPOSTA DO CONTROLADOR

	Caso I	Caso II
Parâmetros	Valor	Valor
$t_s$	<b>5ms</b>	<b>5ms</b>
$\zeta$	<b>12%</b>	-
$p_1$	<b><math>-800 + j1185.4</math></b>	<b>-800</b>
$p_2$	<b><math>-800 - j1185.4</math></b>	<b>-800</b>
$\alpha$	<b>-4800</b>	<b>-8000</b>

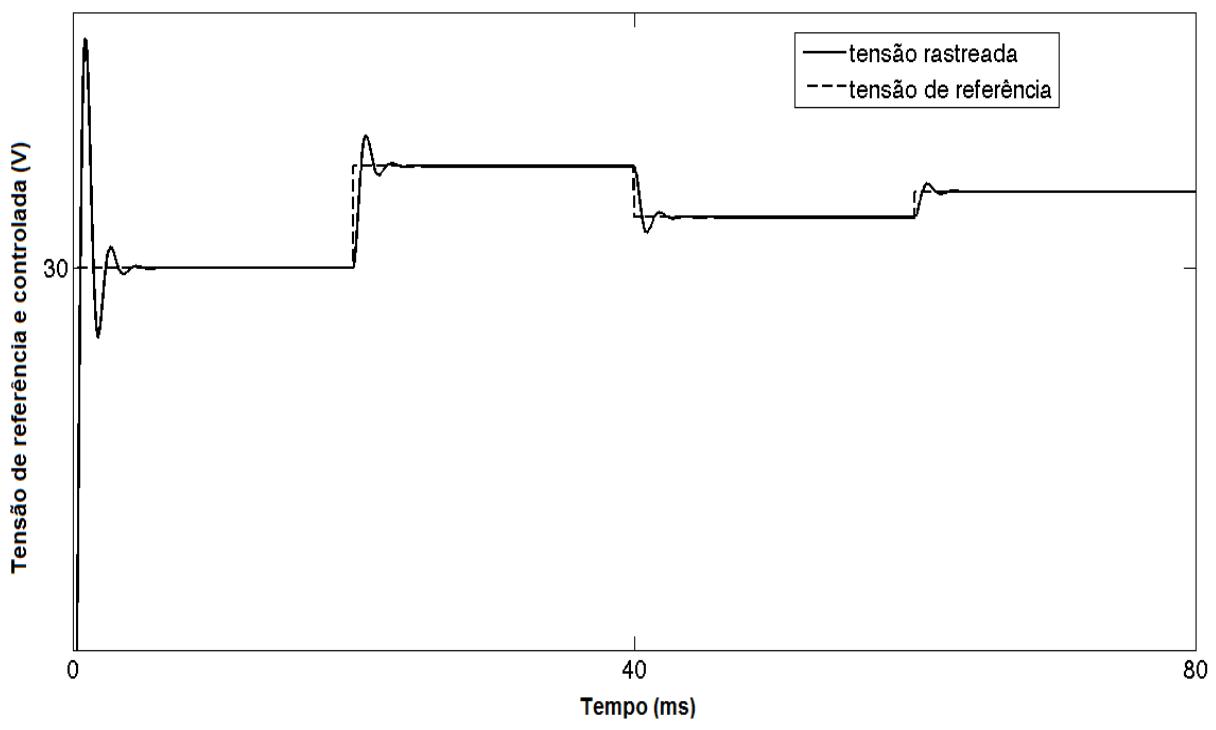
A relação de amortecimento  $\zeta$  e o tempo de assentamento são definidos por meio das Equações (11) e (12). O terceiro pólo do sistema é alocado para ser seis vezes além da parte real dos pólos dominantes complexos, pois segundo Nise(2012), se o pólo real estiver à esquerda dos pólos dominantes, cinco vezes mais distante admite-se que o sistema seja representado por seu par de pólos de segunda ordem dominante. Os parâmetros de controle são mostrados na Tabela 2.3, Caso I.

TABELA 2.3 - PARÂMETROS DO CONTROLADOR

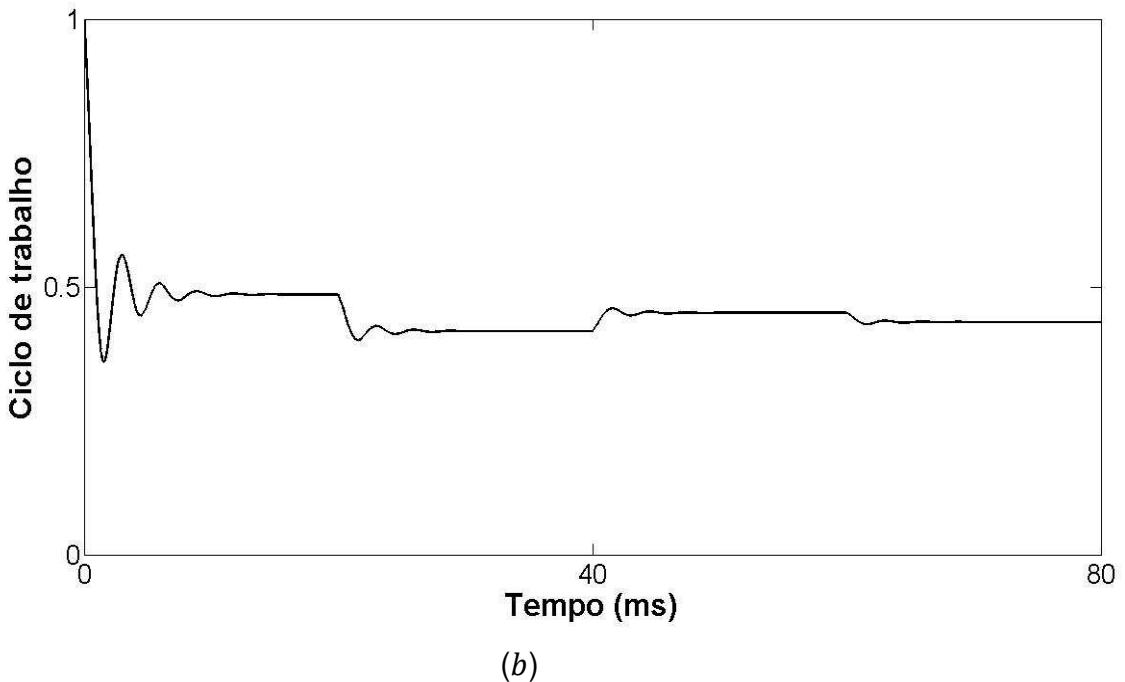
	Caso I	Caso II
Controle	Valor	Valor
$K$	$[-0.0046 \quad 0.0012]$	$[0.006 \quad -0.000160]$
$k_l$	15.1453	20

Na Fig. 2.7(a), onde a resposta segue a referência da tensão  $V_{PV}$ . Essa referência é fixada pelo algoritmo MPPT. As mudanças graduais são para simular a variação de irradiação sobre o painel, durante os períodos de tempo.

FIGURA 2.7 - DESEMPENHO DE CONTROLE: (a) TENSÃO DE CONTROLADA  $V_{PV}$ , RASTREANDO A REFERÊNCIA  $V_{PV}^*$ . (b) CICLO DE TRABALHO DO CONVERSOR PUSH-PULL IMPOSTO PELO CONTROLE – CASO I



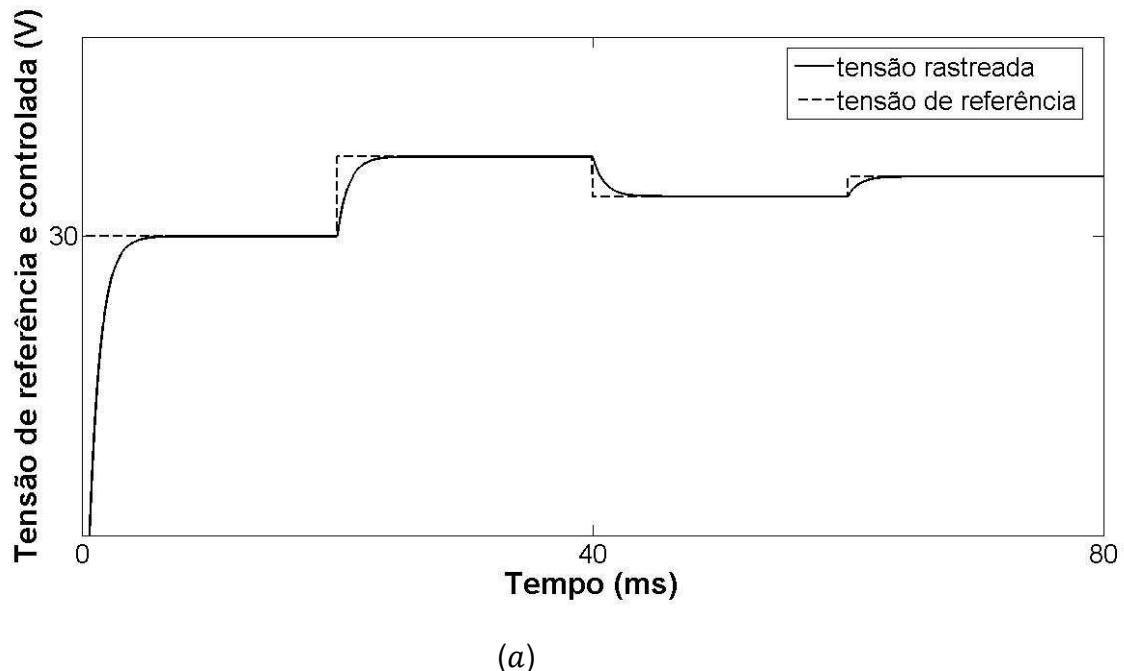
(a)



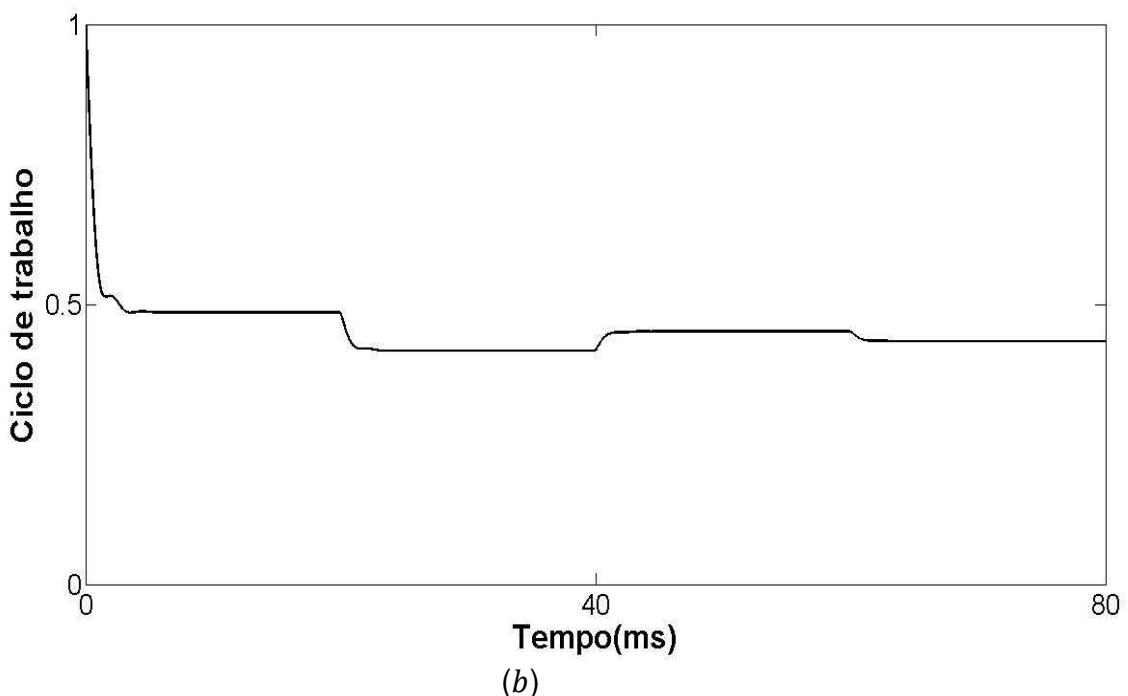
Da figura podemos notar que a tensão  $V_{PV}$  tem uma oscilação de amortecimento com *overshoot* não desprezível. A razão para esta resposta é que os parâmetros de controle são específicos do sistema sub-amortecido. No entanto, a resposta de estado estacionário é alcançada rapidamente. O ciclo de trabalho, determinado pelo sistema de controle, é mostrado na Fig.2.7(b).

Na próxima simulação, os pólos do sistema de segunda ordem são especificados de acordo com os valores da Tabela 2.2, Caso II. O terceiro pólo é definido para ser dez vezes o valor da parte real dos pólos de segunda ordem. Isso dá origem a um sistema criticamente amortecido, cujos parâmetros de controle são descritos na Tabela 2.3, Caso II. A resposta do sistema é mostrada na Fig. 2.8(a). A tensão de referência é a mesma da simulação anterior.

FIGURA 2.8 - DESEMPENHO DE CONTROLE: (a) TENSÃO DE CONTROLADA  $V_{PV}$  RASTREANDO A REFERÊNCIA  $V_{PV}^*$ . (b) CICLO DE TRABALHO DO CONVERSOR PUSH-PULL IMPOSTO PELO CONTROLE – CASO II



Como esperado, não há oscilação. O tempo de assentamento é aproximadamente o mesmo do anterior. O ciclo de trabalho para este caso é mostrado na Fig. 2.8 (b). Comparado com a simulação anterior, pode-se observar que não existe oscilação para esta variável.



### **3 MATERIAIS E MÉTODOS**

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é abordada a montagem da bancada, composta do painel fotovoltaico junto com o conversor e outros componentes do sistema. É apresentado também todo instrumental que foi desenvolvido para realização dos testes.

#### 3.1 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO

Mesmo sendo a luz solar o método natural de iluminação do painel fotovoltaico, não foi possível utilizá-la para testes devido à inconstância da irradiação. Para testes laboratoriais é preferível que se tenha condições controladas. A repetição dos testes com uma diversidade de condições desejadas é um outro aspecto interessante para as análises, sendo possível serem também realizadas em laboratório.

Então, foi utilizado um sistema de iluminação artificial do PV. Esse sistema possui três pares de lâmpadas halógenas tubulares de 500W (Fig. 3.1).

As lâmpadas foram colocadas em refletores e instaladas em uma estrutura metálica, que pode ser vista na Fig. 3.2 e com mais detalhes na Fig. 3.3.

FIGURA 3.1 - LÂMPADA HALÓGENA TUBULAR DE 500W



FIGURA 3.2- ESTRUTURA METÁLICA DO ILUMINADOR ARTIFICIAL



FIGURA 3.3 - LÂMPADAS UTILIZADAS



### 3.2 PAINEL FOTOVOLTAICO

O painel fotovoltaico utilizado nas medições é de modelo I-100/12 da marca isofotón®, com condições padrão de teste para irradiância solar de  $1000W/m^2$  e temperatura de  $25^\circ C$ , possuindo as características apresentadas no quadro a seguir:

QUADRO 3.1 - CARACTERÍSTICA DO PAINEL FOTOVOLTAICO

Painel Fotovoltaico - Fabricante (isofotón®)
$P_{máx} = 100W$
$I_{sc} = 6,54A$
$V_{oc} = 21,6V$
$I_{Pmáx} = 5,74A$
$V_{Pmáx} = 17,4V$

### 3.3 PUSH-PULL

O push-pull utilizado neste trabalho é um conversor CC-CC elevador alimentado por corrente. Este conversor apresenta vantagens na aplicação em sistemas fotovoltaicos, onde a tensão de entrada tende a ser baixa (10,5-60V) e o ganho elevado. Uma malha dedicada de controle de fluxo elimina a saturação magnética do transformador, evitando as perdas a ela associadas, e permitindo que o núcleo possua um menor volume. O sistema é configurado de modo a operar no MPP apenas enquanto as cargas do sistema suportarem tal potência, evitando a necessidade de uma garantia de consumo mínimo (HARTMANN, 2007).

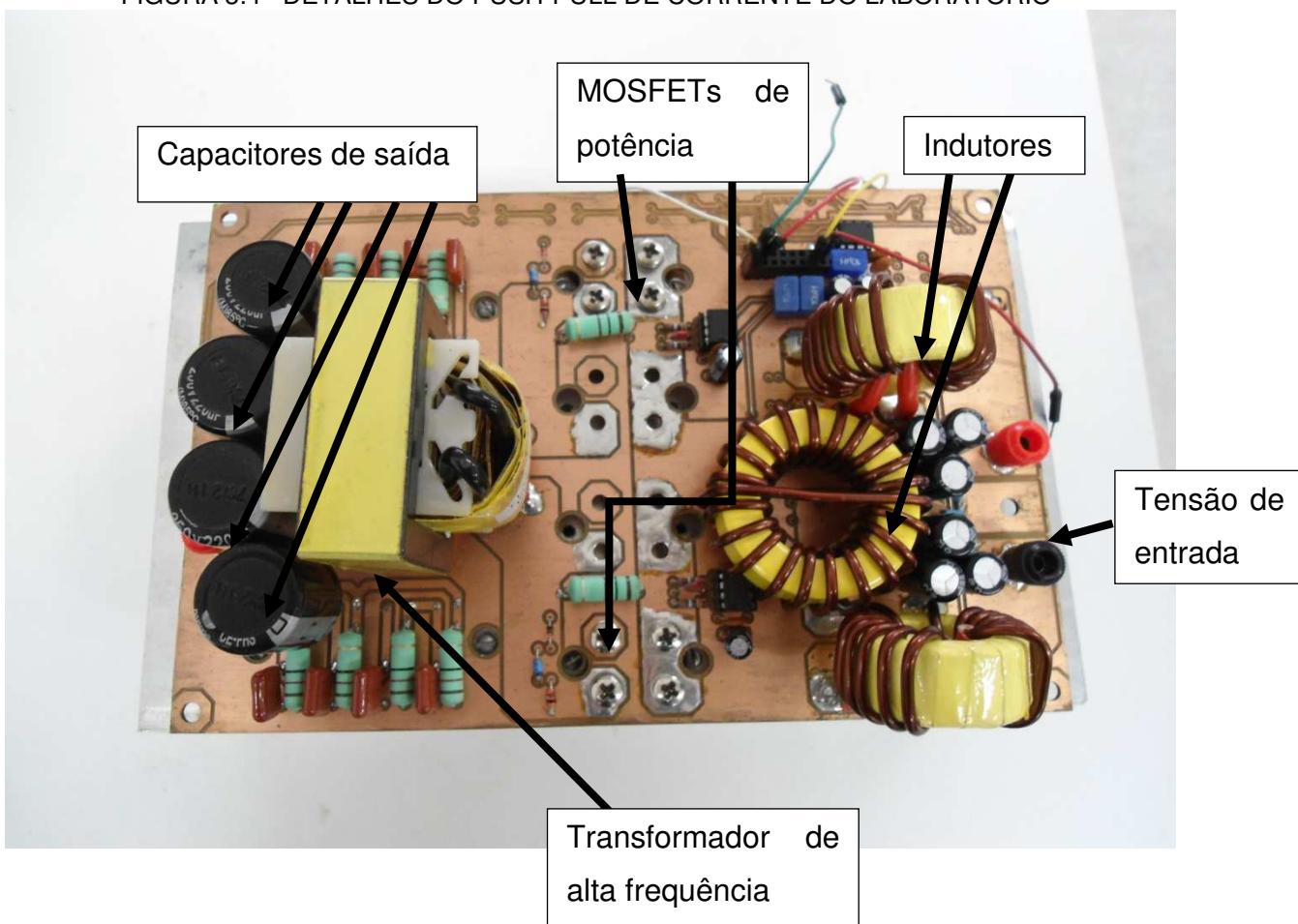
A utilização de um transformador no conversor permite elevar o ganho na saída. Esta característica é essencial quando se utiliza no estágio seguinte um inversor de tensão, pois a tensão de seu barramento CC é bem mais elevada que a tensão fornecida pelo painel fotovoltaico.

Este conversor tem as duas chaves referenciadas ao terra da entrada. Possui baixo estresse de corrente, uma vez que a mesma se divide para ambas as chaves.

Como desvantagem, este conversor apresenta alto estresse de tensão, porém como está sendo utilizado em sistemas fotovoltaicos, que tem como característica baixa tensão de entrada, isso não se torna um problema.

Na Fig. 3.4, pode-se ver os detalhes do push-pull.

FIGURA 3.4– DETALHES DO PUSH-PULL DE CORRENTE DO LABORATÓRIO



### 3.4 ALIMENTAÇÃO DE CIRCUITOS PASSIVOS

Para a alimentação dos componentes passivos, utilizou-se uma fonte de tensão da marca *Mean Well™* com alimentação da rede alternada de 220V e tensões de saída de 15V, -15V, e 5V e o GND.

Na Fig. 3.5 temos uma visão geral da fonte utilizada.

FIGURA 3.5 - VISÃO GERAL DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

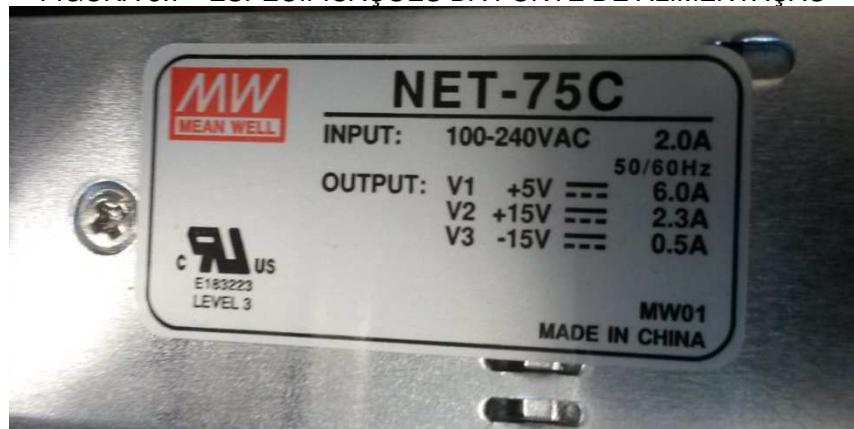


Na Fig. 3.6, observa-se a saída da fonte de alimentação.

FIGURA 3.6 - SAÍDA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO



FIGURA 3.7 - ESPECIFICAÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

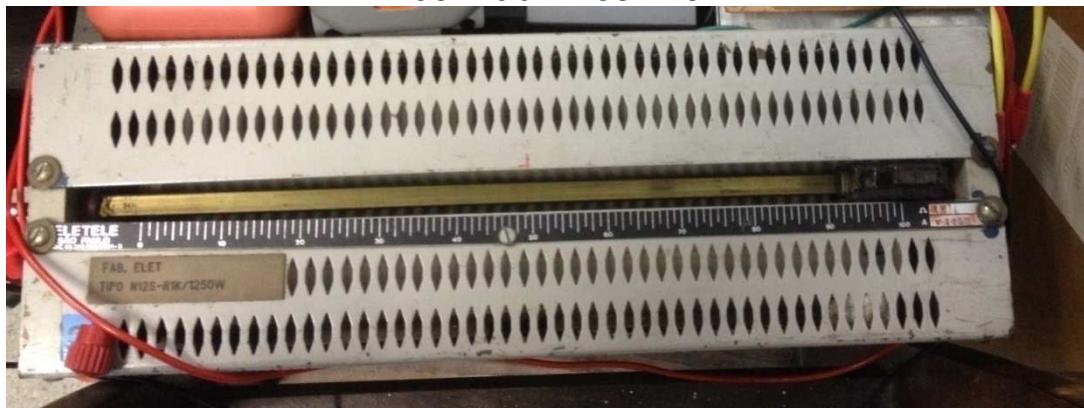


Na Fig. 3.7 mostra as especificações da fonte.

### 3.5 REOSTATO DE 1KΩ

Para a saída do sistema, utilizou-se um reostato com resistência variável entre 0 e 1kΩ.

FIGURA 3.8 - REOSTATO



### 3.6 KIT DE MICROCONTROLADOR LAUNCHPAD TIVA C SERIES TM4C123G

O microcontrolador escolhido foi o LaunchPadTiva C Series TM4C123G, da *Texas Instruments*, observa-se os detalhes na Fig. 3.9.

FIGURA 3.9 - MICROCONTROLADOR TIVA C SERIES TM4C123G



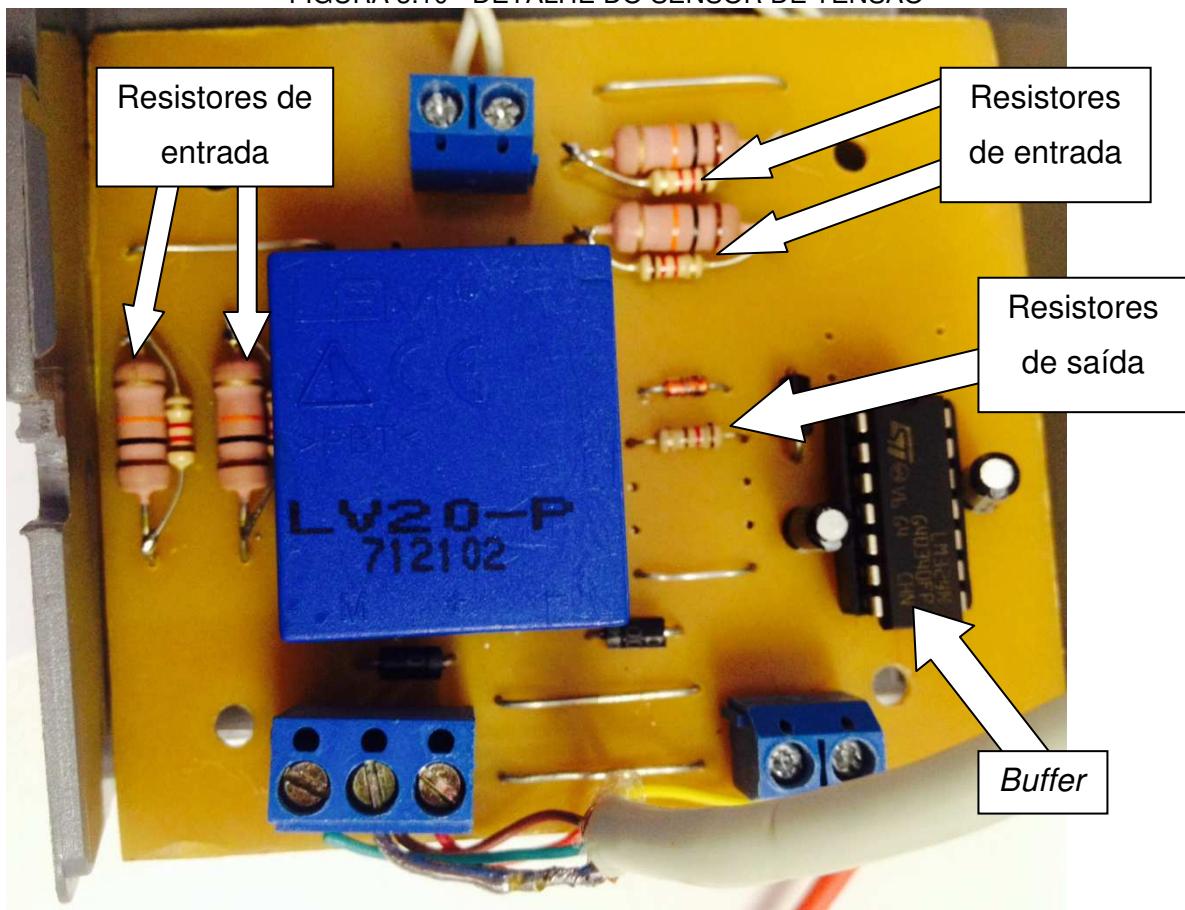
Esse microcontrolador tem a capacidade de funcionamento de 80MHz e apresenta algumas vantagens, dentre elas, a que pode ser conectado diretamente à porta USB do computador, por onde a gravação do *firmware* é realizada. A plataforma de desenvolvimento oferece algumas facilidades, como a possibilidade de visualização em tempo real de variáveis que estão sendo utilizadas, a possibilidade de utilização de breakpoints para verificar o correto funcionamento do circuito, entre outras. Maiores informações sobre este microprocessador e mais detalhes sobre suas funcionalidades podem ser encontrados na página da fabricante (Tiva C Series LaunchPadEvaluation Kit, 2015).

### 3.7 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE TENSÃO

O circuito de condicionamento de tensão possui resistores de entrada, o sensor de efeito hall “LV 20-P”, buffer e um resistor de saída.

O sensor “LV 20-P” é da marca *LEM Components*. Ele possui boa precisão e linearidade, baixo deslocamento térmico, resposta rápida, boa largura de banda e alta imunidade a interferências externas.

FIGURA 3.10 - DETALHE DO SENSOR DE TENSÃO



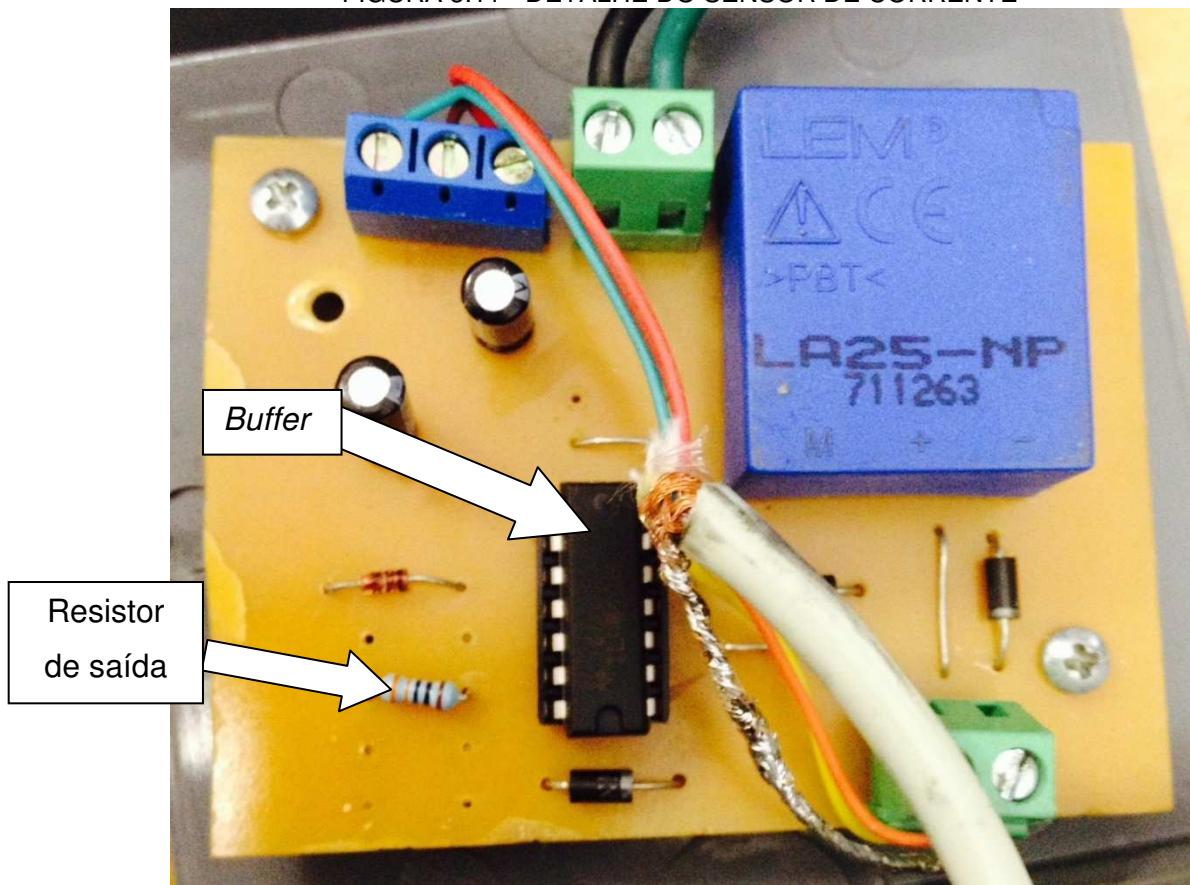
### 3.8 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE CORRENTE

O circuito de condicionamento de corrente possui o sensor “LA 25-P”, um resistor na saída do sensor e isolação na saída.

O sensor utilizado é da marca *LEM Components*, tem efeito *hall*, circuito eletrônico interno, fornece um sinal analógico de corrente proporcional ao sinal da corrente medida. A corrente é aplicada sobre um resistor que transforma o sinal de corrente em tensão.

Além disso, ele apresenta algumas vantagens como: excelente precisão, boa linearidade, larga banda de frequência, imunidade a interferências externas, dentre outras.

FIGURA 3.11 - DETALHE DO SENSOR DE CORRENTE



## **4      RESULTADOS**

## 4 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados de simulação e os experimentais do modelo de espaço de estados para controle do push-pull de corrente, conectado a um sistema fotovoltaico.

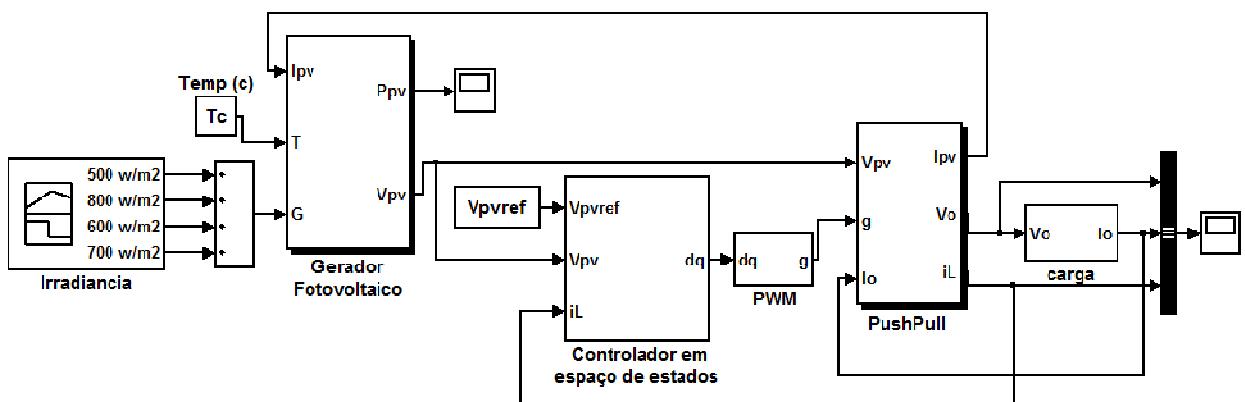
A plataforma de simulação foi desenvolvida no ambiente *Simulink*, do *Matlab*.

Os resultados experimentais que serão mostrados foram obtidos utilizando a bancada montada no laboratório LASEA, do DEE/UFPB.

### 4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para obtenção de resultados de simulação foi montada uma plataforma no *Simulink* do *MatLab*.

FIGURA 4.1 - PLATAFORMA DE SIMULAÇÃO NO SIMULINK



O bloco “Gerador Fotovoltaico” representa o painel fotovoltaico com a curva  $I_xV$  para cada irradiação solar, fornecida pelo bloco “Irradiância”. Dentro do gerador está o modelo não-linear do painel fotovoltaico, como representado na Fig. 2.1, e como desenvolvido em Fernandes, Almeida e Costa (2015). Neste modelo é necessário entrar com o valor de irradiação e temperatura e assim, a tensão de

saída é calculada. Para não ter que usar um método numérico para a solução não-linear, é feita uma realimentação de corrente. Vale destacar que todas as operações numéricas utilizadas são feitas com os diagramas de bloco disponíveis no *Simulink*, nunca sendo utilizada uma equação diretamente. O modelo de equação utilizado para a construção do bloco “Gerador Fotovoltaico”, é representado, por:

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{V + R_S I}{m V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V + R_S I}{R_P} \quad (17)$$

Onde,  $I_{ph}$  é a fonte de corrente, representa a corrente elétrica gerada pelo feixe de radiação luminosa incidente sobre a superfície ativa do gerador.  $I_0$  é a corrente reversa máxima de saturação do diodo;  $V$  é a tensão nos terminais do gerador;  $m$  é o fator de idealidade do diodo;  $R_S$  é a resistência parasita série;  $R_P$  é a resistência série paralela;  $V_t$  é o potencial térmico dado por  $V_t = kT/q$ , onde  $k$  é a constante de Boltzman ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$ ),  $T$  é a temperatura absoluta do gerador em K e  $q$  é a carga do elétron ( $q = 1,6 \cdot 10^{-19} C$ ).

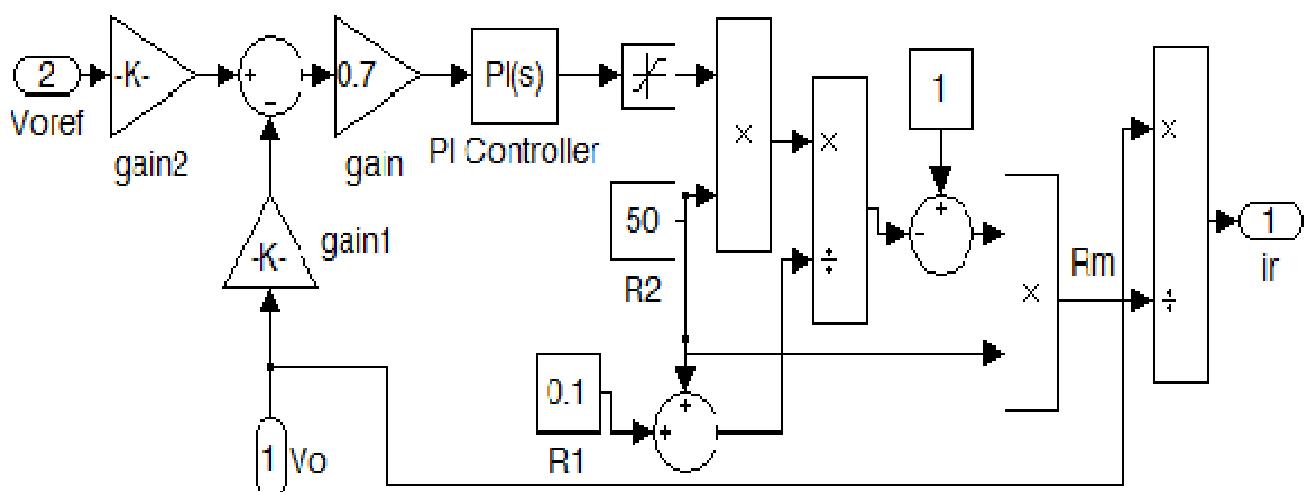
A referência de tensão para o painel é disponibilizada pelo o bloco “Controlador em espaço de estados”, onde todo o sistema de controle projetado em espaço de estados é implementado. Assim como previsto, o bloco recebe três sinais de entrada, a saber,  $V_{PV}^*$ ,  $V_{PV}$  e  $I_L$ . O primeiro é a referência do controlador que deseja-se impor na saída do painel (entrada do push-pull), e os dois últimos, correspondem às variáveis de estado da planta. A saída do bloco é o valor da largura de pulso a serem produzidos pelos dois Mosfets do push-pull. A realização do sinal modulado é feita no bloco seguinte, “PWM”, onde é utilizada um sinal dente-de-serra com frequência de 80kHz. Desta forma, o sinal “g” na saída deste bloco já é o sinal modulado com ciclo de trabalho calculado pelo controle.

O estágio seguinte corresponde ao conversor push-pull. Assim como para o caso do gerador, o circuito é implementado dentro do bloco “PushPull” a partir das equações dinâmicas deste circuito, mostrado na Fig. 2.3. Também, apenas blocos *built-in* do próprio *Simulink* foram utilizados. A organização dos blocos é de tal modo que os três circuitos equivalentes para o modo de condução contínua funciona-

automaticamente a partir de sinais de *flag*. Detalhes do funcionamento também podem ser encontrados em Fernandes, Almeida e Costa(2015).

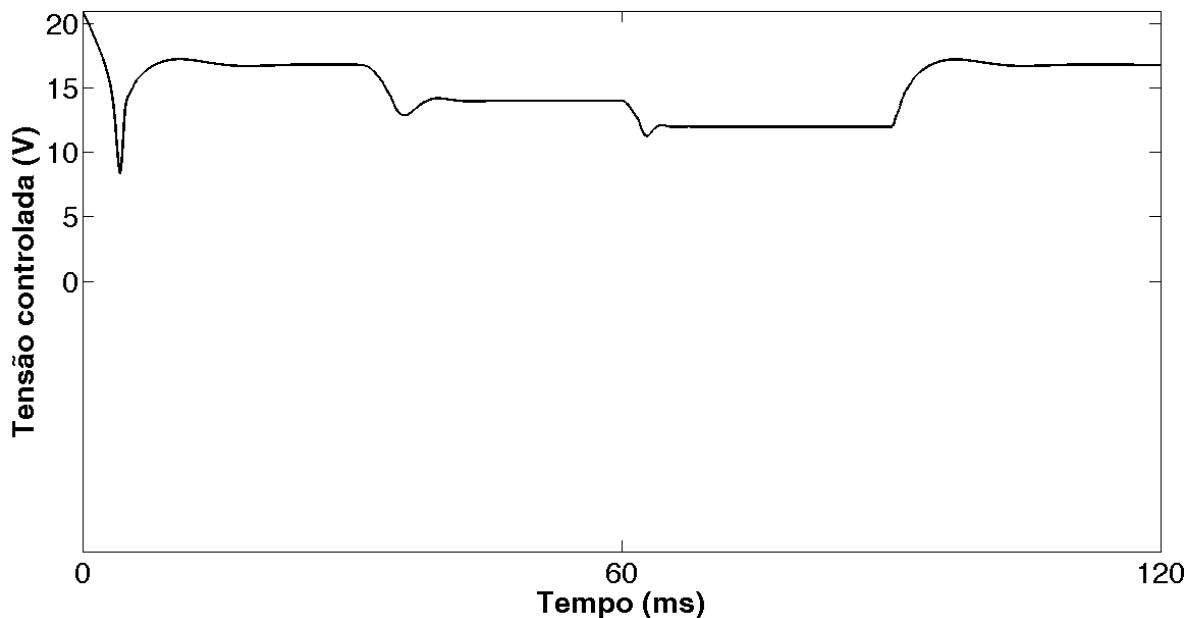
O bloco “carga” corresponde à carga eletrônica aqui proposta. Como é sabido, a tensão de saída do push-pull deve ser constante para que se possa alterar a tensão na entrada. Então, a carga produz dentro de um ciclo de PWM um valor médio entre dois valores diferentes de resistência, chaveadas a partir de um Mosfet. Este chaveamento é independente das chaves do push-pull. O controlador PI força o erro nulo para a referência constante, dada para a tensão na carga. A Fig. 4.2 mostra o conteúdo interno deste bloco. Como pode ser observado, os valores de resistência variam entre 0,1 e 50 $\Omega$ . Esta larga faixa de valores permite que o controle encontre uma resistência média ( $R_m$ ) dentro do período de chaveamento para manter a tensão na saída constante.

FIGURA 4.2 - DIAGRAMA DE BLOCO REPRESENTANDO A CARGA ELETRÔNICA



Para testar o desempenho da plataforma de simulação, um cenário com três tensões de referência é utilizado. A simulação inicia com uma tensão de referência de 16,8V e a cada 30ms, esta referência é devidamente modificada para análise de desempenho. A Fig.4.3 mostra a tensão controlada na saída do gerador fotovoltaico.

FIGURA 4.3 - RASTREAMENTO DAS TENSÕES DE REFERÊNCIA

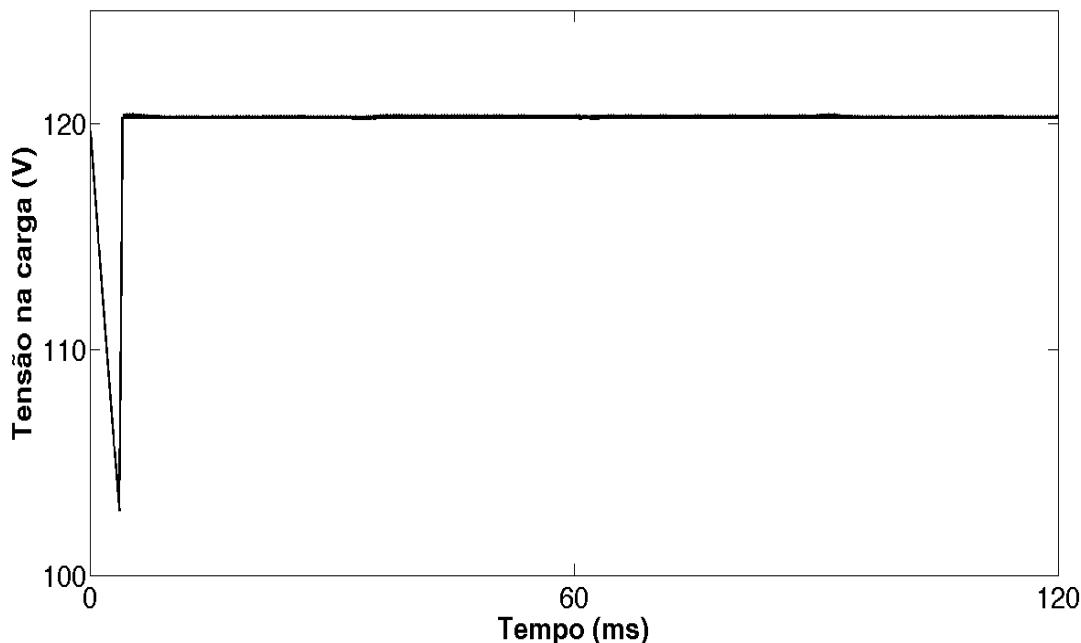


Nesta primeira faixa de tempo é observado um transitório mais longo, pois a condição inicial está distante da tensão de regime permanente. O valor de referência é alcançado precisamente e no instante de aproximadamente 13ms. Em um segundo instante, a referência é modificada para 14V e permanece neste valor até o instante de 60ms. O transitório é menor tanto em intensidade como em duração. O terceiro instante é iniciado em 60ms com a modificação da referência para 12V. Novamente, o sistema de controle rapidamente converge ao regime permanente, levando a tensão do painel para o valor correto. Por fim, em 90ms, a referência é modificada para 16,8V. Mais uma vez, a tensão do painel é levada para o valor de referência. Desta forma, a modelagem do sistema dinâmico juntamente com o projeto do sistema de controle funcionam como previsto.

Como já mencionado anteriormente, as tensões na entrada puderam ser reguladas com a fixação da tensão de saída. Na Fig.4.4 é mostrada a tensão mantida pela carga eletrônica.

Como esperado, após o período transitório, a tensão é fixada durante todo o intervalo de tempo. O valor de 120V foi escolhido para se ter uma adequação com o valor no experimento, como será observado na próxima subseção.

FIGURA 4.4 - TENSÃO DE SAÍDA DO PUSH PULL



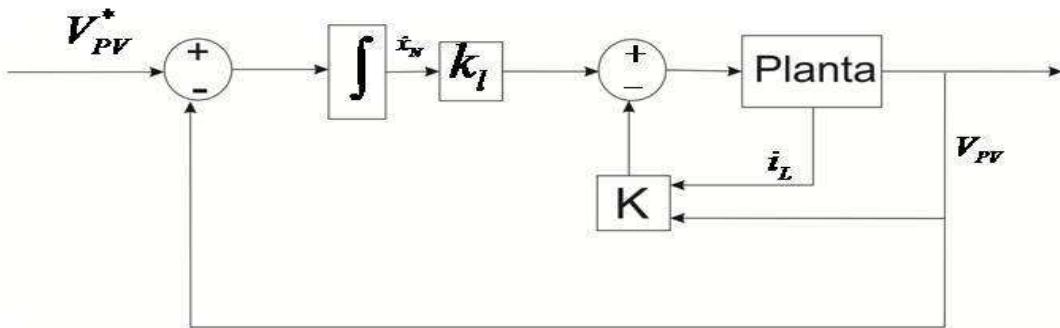
#### 4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para resultados experimentais, utilizou-se a bancada montada no LaSea, na UFPB.

A bancada montada no laboratório conta com um aparato de seis lâmpadas halógenas com potência de 500W cada, que iluminam o painel fotovoltaico de potência de 100Wp, conectado ao conversor push-pull de corrente. Para a geração do PWM, foi utilizado um microcontrolador TIVA da *Texas Instruments*, modelo EK TM4C123GXL, ligados a uma carga resistiva.

A bancada experimental está funcionando de acordo com o esquema montado na Figura 4.5. O bloco “Planta” corresponde ao painel fotovoltaico e push-pull.

FIGURA 4.5 - FUNCIONAMENTO DA BANCADA EXPERIMENTAL



Este diagrama é o mesmo mostrado na Fig.2.6. Nele, fica claro que a tensão do painel e a corrente no indutor são os estados realimentados, e o sinal de saída, uma das variáveis de estado, que no caso,  $V_{PV}$ .

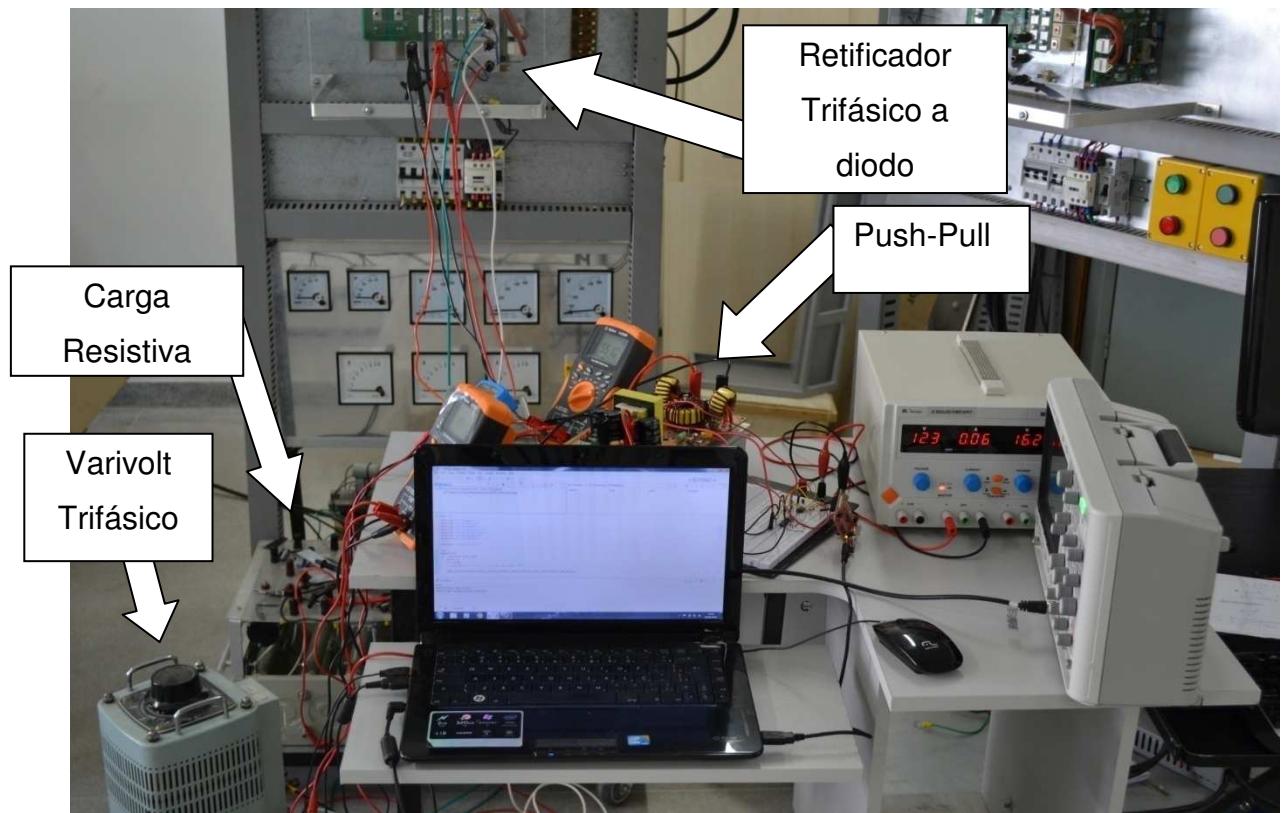
#### 4.2.1 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL

O push-pull proposto neste trabalho tem uma relação entrada-saída descrita como em (6), e aqui repetida:

$$V_o = \frac{n}{1 - D} V_i \quad (18)$$

Sendo  $V_o$  a tensão de saída,  $V_i$  a tensão de entrada,  $n$  a relação de transformação do transformador de alta frequência e  $D$  a razão cíclica. A relação entre o tempo de condução do Mosfet ( $d_q$ ) e a razão cíclica  $D$  é dada por  $D = 2d_q - 1$ . Para validar experimentalmente a relação (18), foi montado um aparato como mostrado na Fig.4.6.

FIGURA 4.6 - TESTE EXPERIMENTAL DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL



Neste experimento, uma ponte de diodo trifásica, ou seja, três braços de diodos são utilizados para retificar a tensão trifásica senoidal do varivolt. A tensão retificada é a entrada do conversor push-pull. Um multímetro é utilizado para monitorar a tensão CC de entrada. Na saída do conversor são conectados resistores de potência. Desta forma, a tensão de saída, bem como as correntes de entrada e saída são também monitoradas. Com um osciloscópio, a razão cíclica  $d_q$  é monitorada. A Tabela 4.1 mostram as variações que foram feitas e valores coletados.

TABELA 4.1 - COMPROVAÇÃO DA RELAÇÃO DO PUSH-PULL

$R_{eq}(\Omega)$	$d_q(%)$	$D(%)$	$V_i(V)$	$V_o(V)$	$I_{in}(A)$	$I_{out}(mA)$	$P_{in}(W)$	$P_{out}(W)$	$n$
400	60	20	5,0	39,2	0,88	100	4,4	3,92	6,2
400	75	50	5,0	61,7	2,2	158,3	11,45	9,78	6,1
484	60	20	5,0	39,6	0,74	82,11	3,7	3,25	6,3
484	75	50	5,0	63,2	1,92	130,8	9,6	8,27	6,3
484	80	60	5,0	78,9	3,12	163	15,6	12,86	6,3

Na última coluna estão os valores de  $n$ , que são calculados. Assim, a relação de transformação teve uma média igual a 6,2. Isso comprova que o conversor foi projetado com  $on = 6$ .

As lâmpadas produzem a irradiância para o painel, geram uma tensão e uma corrente, que é entregue ao conversor. As variáveis de estado que são a tensão do painel e a corrente do indutor são medidas a partir de sensores de efeito *Hall*, cada um inserido em um circuito de condicionamento projetado para as tensões de saída adequarem-se aos canais do ADC do microcontrolador TIVA. Esta placa, além de realizar a conversão A/D, processa o controle e produz os dois sinais PWM dos Mosfets do push-pull. O código para programação da placa está apresentado no ANEXO A.

Neste, encontra-se também a expressão da nova variável de estado  $x_N$ , que foi discretizada pelo método numérico de integração trapezoidal. Esta integração é a mais recomendada para circuitos com chaveamento. Para a discretização foi utilizado o sistema apresentado no diagrama de blocos mostrado na Fig. 2.6. O método utilizado é mostrado passo-a-passo, a seguir:

$$\dot{x}_N = [r(t) - V_{PV}(t)]$$

$$\frac{dx_N}{dt} = r(t) - V_{PV}(t)$$

$$dx_N = r(t)d(t) - V_{PV}(t)d(t)$$

$$x_N(t) - x_N(t-h) = r(t)h - [V_{PV}(t) + V_{PV}(t-h)]\frac{h}{2}$$

$$x_N(t) = x_N(t-h) + r(t)h - V_{PV}(t)\frac{h}{2} - V_{PV}(t-h)\frac{h}{2}$$

$$x_N(t) = x_N(t-h) - V_{PV}(t-h)\frac{h}{2} + r(t)h - V_{PV}(t)\frac{h}{2}$$

Onde, a diferença  $x_N(t - h) - V_{PV}(t - h)\frac{h}{2}$  será denominada de  $V_{hist}(t - h)$ . Assim, tem-se:

$$x_N(t) = V_{hist}(t - h) + h[r(t) - \frac{V_{PV}(t)}{2}]$$

sendo,

$$h = 12,5\mu s$$

$$k_l = 2000$$

$$K = [0,007 \quad -0,0016]$$

#### 4.2.2 RESULTADO EXPERIMENTAL COM TENSÃO DEREFERÊNCIA DE 12V

Com o conversor operando, foram realizadas as medições da tensão de entrada  $V_{PV}$ , da corrente do indutor ( $I_L$ ) e do ciclo de trabalho ( $d_q$ ).

A tensão de referência (chamada no programa de  $r$ ), utilizada para o primeiro teste foi de 12V, obteve-se êxito, pois a tensão de entrada permaneceu no valor de referência imposta pelo controle.

O PWM ficou estabelecido com  $d_q$  de 0,647, como mostra a Fig.4.7. Como pode ser observado, o valor ficou na faixa entre 0,5 e 1,0, que é o intervalo em que push-pull funciona adequadamente.

FIGURA 4.7 - CICLO DE TRABALHO NAS DUAS CHAVES PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 12 V

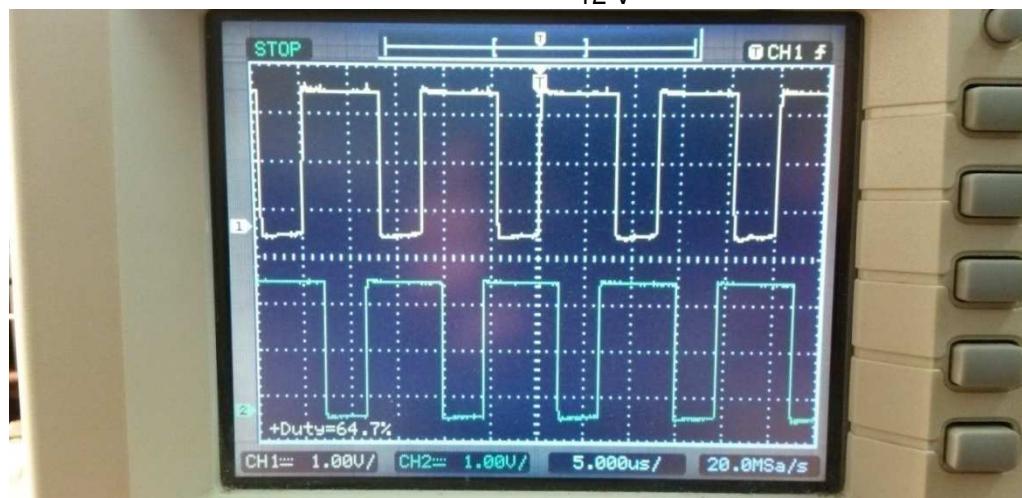
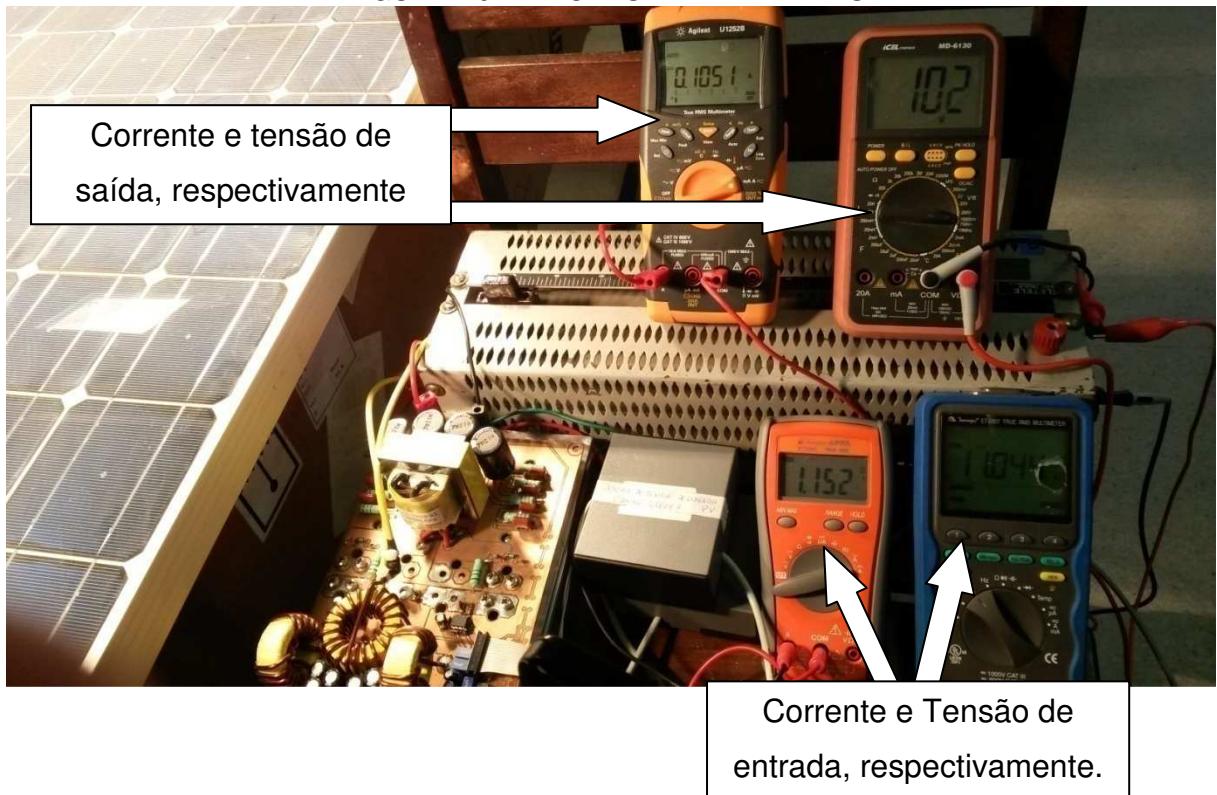


FIGURA 4.8 - IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA

Expression	Type	Value	Address
(x)= Vpv	float	12.03529	0x200004C4
(x)= iL	float	1.15192	0x200004D0
(x)= d	float	0.7120515	0x20000494
(x)= xn	float	0.0003969878	0x200004D8
(x)= Vhist	float	0.0003955087	0x200004B8
<a href="#">+ Add new expression</a>			

Observa-se que o ciclo de trabalho ( $d$ ) é de 0,71, e que a tensão de entrada se mantém constante e seguindo a referência imposta pelo controle. Como  $d = 1 - D$ , onde,  $D = 2d_q - 1$  e  $d_q = 0,64$ . Substituindo na equação de  $D$ , tem-se  $D = 0,294$  e  $d = 0,706$ .

FIGURA 4.9 - VALORES EXPERIMENTAIS

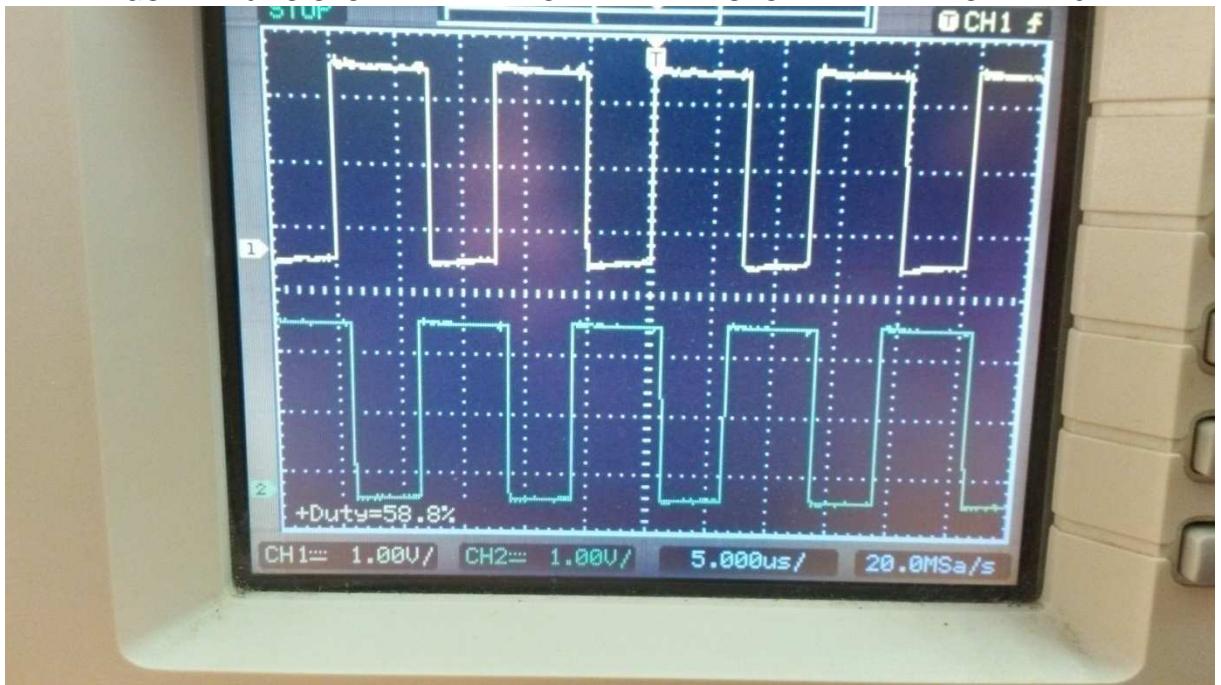


Existe uma pequena diferença entre o valor mostrado na “watchwindow” do software *Code Composer* e o valor real medido. Essa diferença se dá devido ao fator de condicionamento do circuito de medição tensão.

#### 4.2.3 RESULTADO EXPERIMENTAL COM TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 15V

O teste seguinte foi para uma tensão de referência ( $V_{PV}^*$ ) de 15V. Assim que ligado, o sistema já de imediato foi para a tensão imposta pelo controle, o ciclo de trabalho ( $d$ ) foi de 0,82. A Fig.4.10 mostra a imagem do osciloscópio com a largura de pulso ( $d_q$ ) para este cenário.

FIGURA 4.10 - CICLO DE TRABALHO PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 15 V



Como pode ser observado, o osciloscópio mede um ciclo de trabalho  $d_q=0,588$ . Como esperado, este valor é menor que o cenário de 12V, uma vez que a relação entre a tensão de entrada e este ciclo de trabalho são inversas.

Assim como no caso anterior, a Fig.4.11 mostra a “watchwindow” do *Code Composer* utilizado pela TIVA.

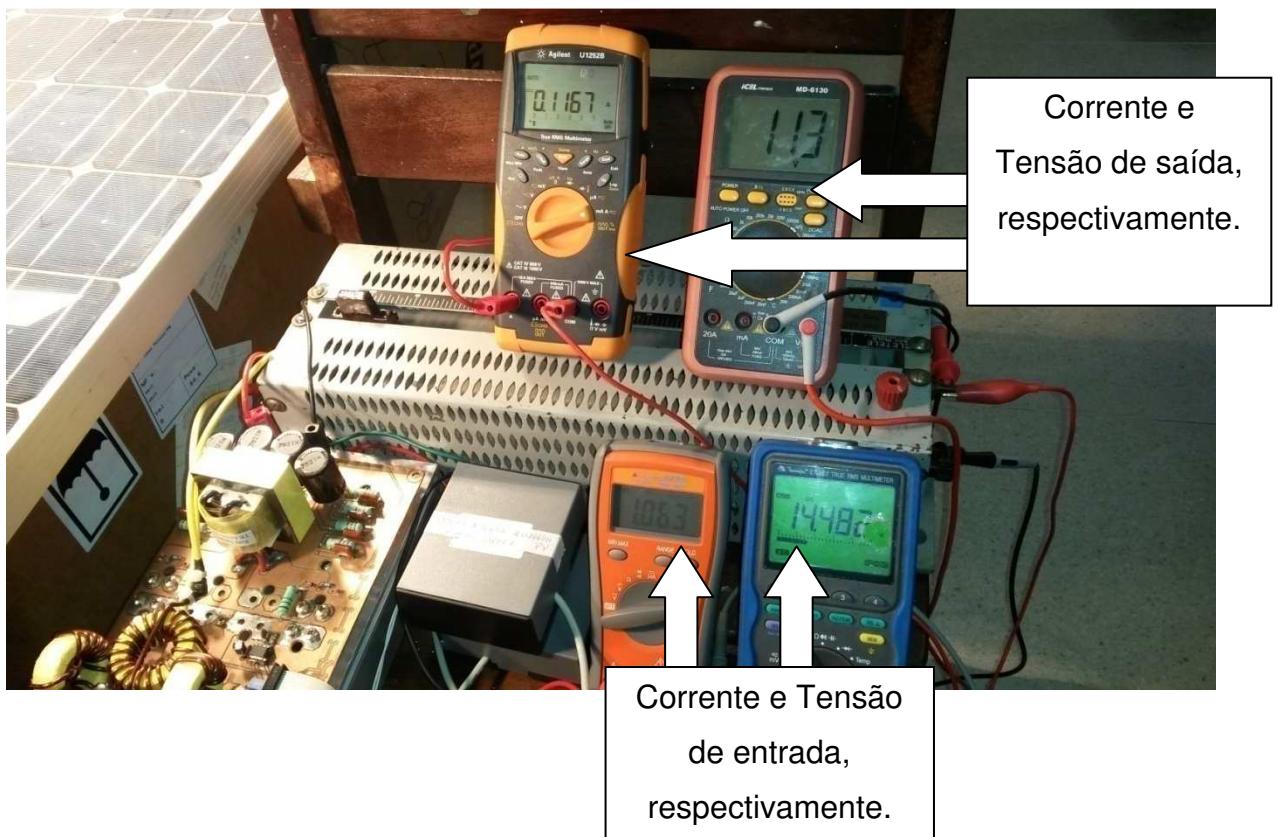
FIGURA 4.11-IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA

Expression	Type	Value	Address
(x)= Vpv	float	15.02026	0x200004C4
(x)= iL	float	1.13498	0x200004D0
(x)= d	float	0.8279048	0x20000494
(x)= xn	float	0.0004656436	0x200004D8
(x)= Vhist	float	0.000463818	0x20000488
<a href="#">Add new expression</a>			

A variável  $d$  medida como 0,82 está adequada com o valor do osciloscópio, pois como  $d = 1 - D$ , onde,  $D = 2d_q - 1$  e  $d_q = 0,588$ . Substituindo na equação de  $D$ , tem-se  $D = 0,176$  e  $d = 0,824$ .

A foto da bancada experimental juntamente com os medidores estão mostrados na Fig.4.12.

FIGURA 4.12- VALORES EXPERIMENTAIS



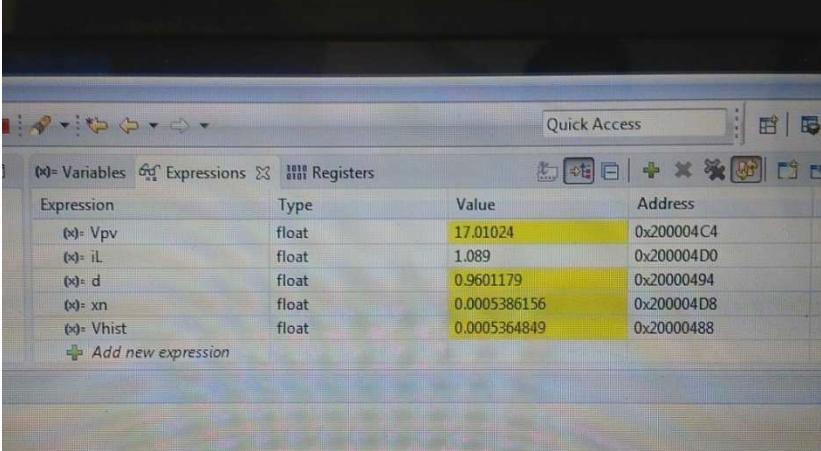
Como pode ser observado pelos dois multímetros inferiores, as duas variáveis de estado correspondem com os valores esperados. Mais uma vez, a tensão do painel medida como 14,5V tem uma pequena diferença com o valor lido dentro do programa da placa TIVA (15V) devido a um pequeno desajuste do parâmetro usado para desfazer o condicionamento de tensão do circuito de medição.

#### 4.2.4 RESULTADO EXPERIMENTAL COM TENSÃO DE REFERÊNCIA DE 17V

Um terceiro valor de tensão, 17V, é utilizado para teste.

Primeiramente o  $d_q$ , visualizado pelo osciloscópio, foi de 0,50. A variável  $d$  foi 0,96, como pode ser observado na Fig.4.13. Assim como nos dois casos anteriores, a Fig.4.15, mostra as medições pelos multímetros, e que mais uma vez o controle obteve comportamento satisfatório, seguindo a tensão imposta pela referência, ajustando o ciclo de trabalho.

FIGURA 4.13 - IMAGEM DA TELA DO PROGRAMA



The screenshot shows a software interface with a toolbar at the top and a table below. The table has columns for Expression, Type, Value, and Address. The 'Value' column is highlighted in yellow. The data is as follows:

Expression	Type	Value	Address
(x)= Vpv	float	17.01024	0x200004C4
(x)= iL	float	1.089	0x200004D0
(x)= d	float	0.9601179	0x20000494
(x)= xn	float	0.0005386156	0x200004D8
(x)= Vhist	float	0.0005364849	0x20000488

FIGURA 4.14- VALORES EXPERIMENTAIS

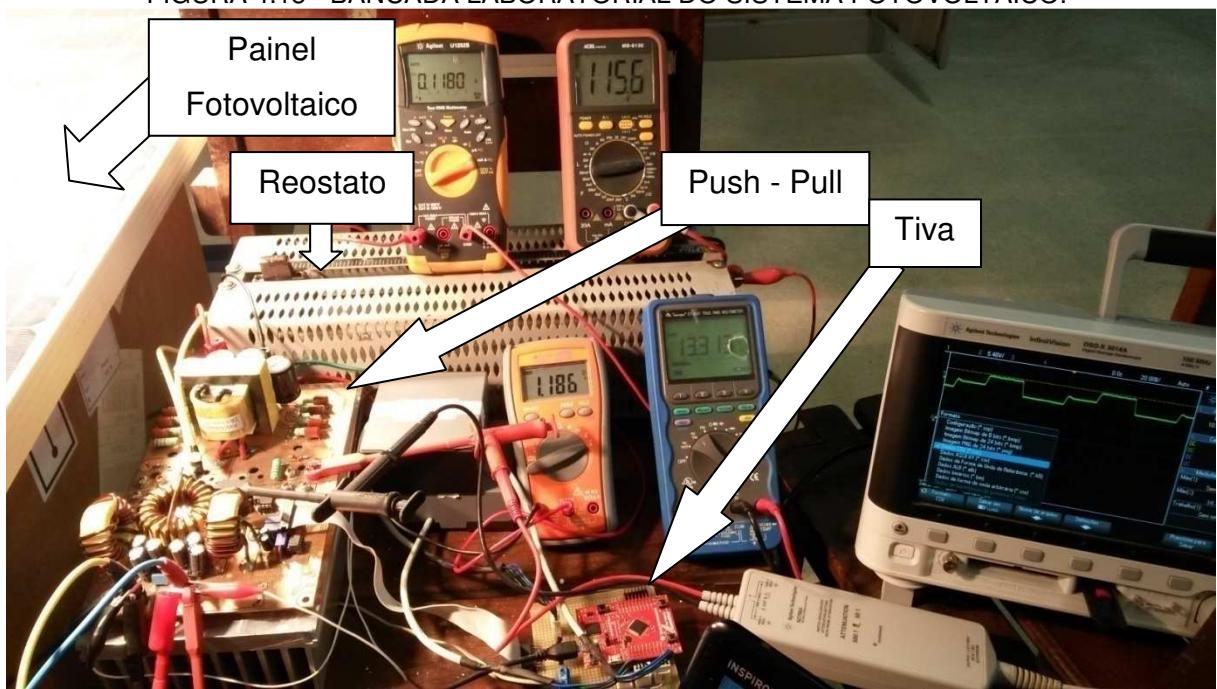


#### 4.3 RASTREAMENTO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA COM ANÁLISE DE DESEMPENHO DINÂMICO

Na seção anterior, já foram feitos ensaios experimentais para análise da eficácia do sistema de controle proposto. Nesta seção será feita uma análise experimental diferente. Agora, um valor de irradiância será mantido sob o painel fotovoltaico, acendendo-se todas as lâmpadas halógenas e permanecendo assim até o fim do experimento. A partir desta situação serão utilizados três valores de referência de tensão durante o mesmo experimento para que o controle siga as modificações nestas referências. Para tanto, a faixa de tempo total do experimento será subdividida em três faixas de tempo iguais. Com isso, espera-se analisar o desempenho dinâmico do modelo e do sistema de controle propostos.

A bancada experimental é a mesma, assim como a programação da placa. A Fig.4.15 mostra a bancada em operação.

FIGURA 4.15 - BANCADA LABORATORIAL DO SISTEMA FOTOVOLTAICO.



A diferença para a seção anterior basicamente é a mudança do valor da tensão de referenciado painel fotovoltaico em uma mesma janela de tempo. Mas, inicialmente, o sistema de iluminação do painel é ligado e o microcontrolador não é posto para funcionar. Desta forma, o osciloscópio conectado na entrada mede apenas a tensão do painel, como mostra a Fig.4.16.

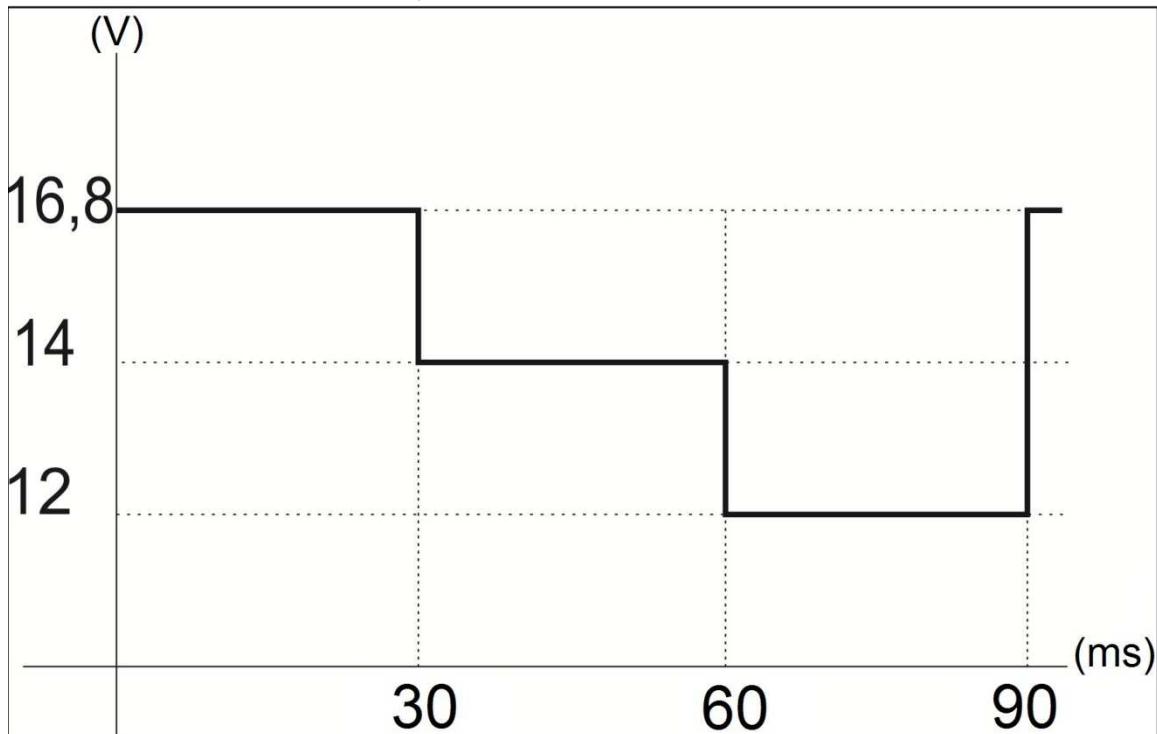
FIGURA 4.16 - TENSÃO DO PAINEL SEM CONTROLE



A tensão ( $V_{PV}$ ) medida tem valor de 19,3V.

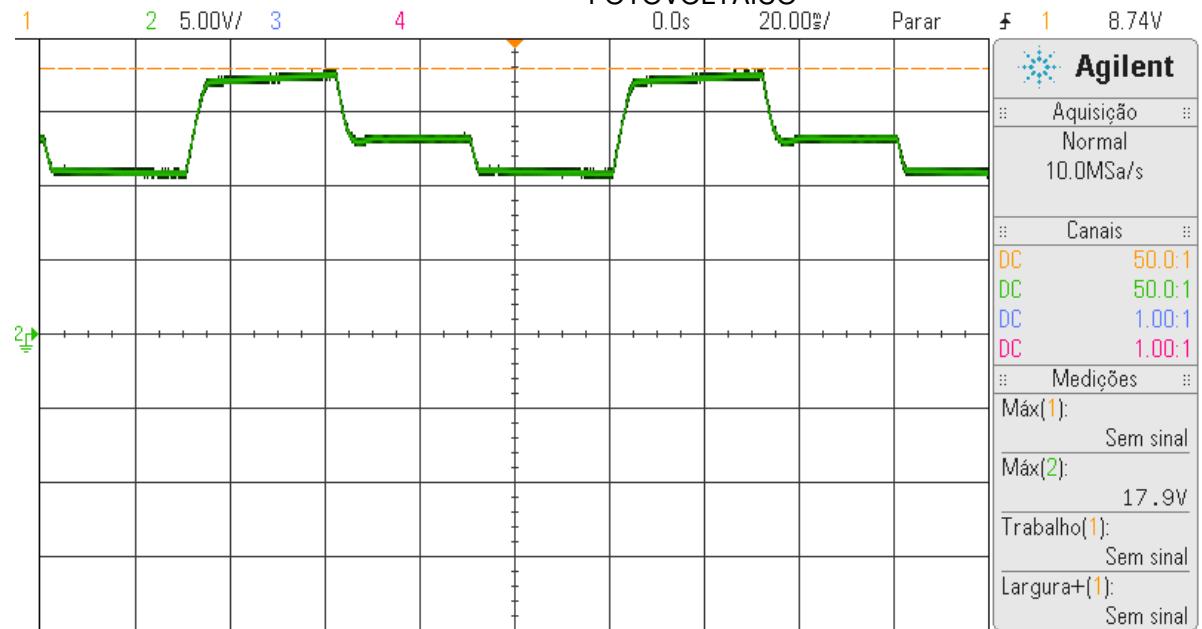
Agora, as modificações da tensão de referência serão realizadas a cada 30ms. As tensões escolhidas e incluídas na programação são de 16,8V, 14V e 12V, e em seguida, repete-se esta sequência indefinidamente. Cada referência irá permanecer por 30ms. Esta sequência para a tensão de referência será como mostrado na Fig.4.17.

FIGURA 4.17-SEQUÊNCIA PARA A TENSÃO DE REFERÊNCIA



A intenção é que a tensão do painel atinja o valor de referência e comporte-se como o resultado de simulação mostrado na Fig.4.3. Realizado o experimento, a Fig.4.18 mostra o resultado medido no osciloscópio.

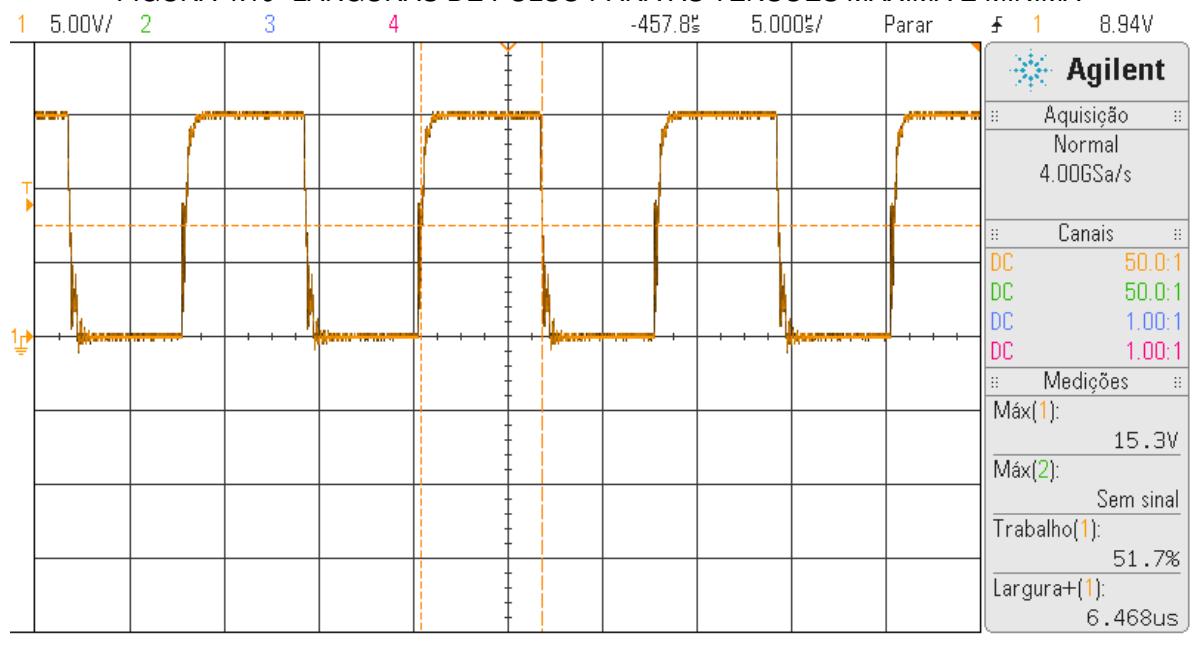
FIGURA 4.18 - RESULTADO EXPERIMENTAL DA TENSÃO RASTREADA E IMPOSTA NO PAINEL FOTOVOLTAICO



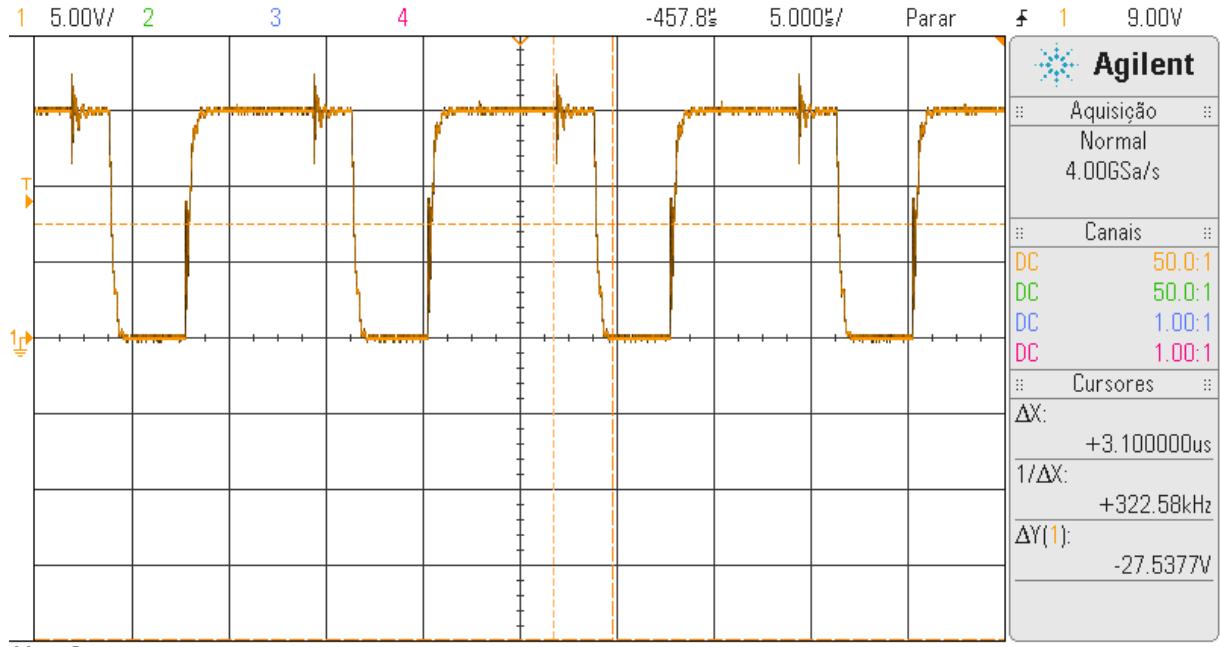
Como pode ser observado, o controlador leva a tensão do painel para as tensões de referência. Estas mudanças são realizadas, e rapidamente a tensão atinge o regime permanente. Pode-se ver que os valores experimentais, seguem os valores utilizados na simulação, inclusive, com a mesma base de tempo para a mudança das tensões de referência. Os parâmetros projetados para os controladores mais uma vez evidenciam que cumprem o seu propósito.

Para cada tensão de referência, a variável de saída do controlador é a largura de pulso a ser produzida pelas chaves do push-pull. Nas Figs.4.19(a) e (b) mostram dois dos três instantes em que a largura de pulso é variada. Estes dois momentos correspondem as tensões 12V e 16,8V, respectivamente. Capturar a largura de pulso no osciloscópio para o valor de tensão de 14V é muito difícil, uma vez que a modificação destas acontecem a cada 30ms.

FIGURA 4.19- LARGURAS DE PULSO PARA AS TENSÕES MÁXIMA E MÍNIMA



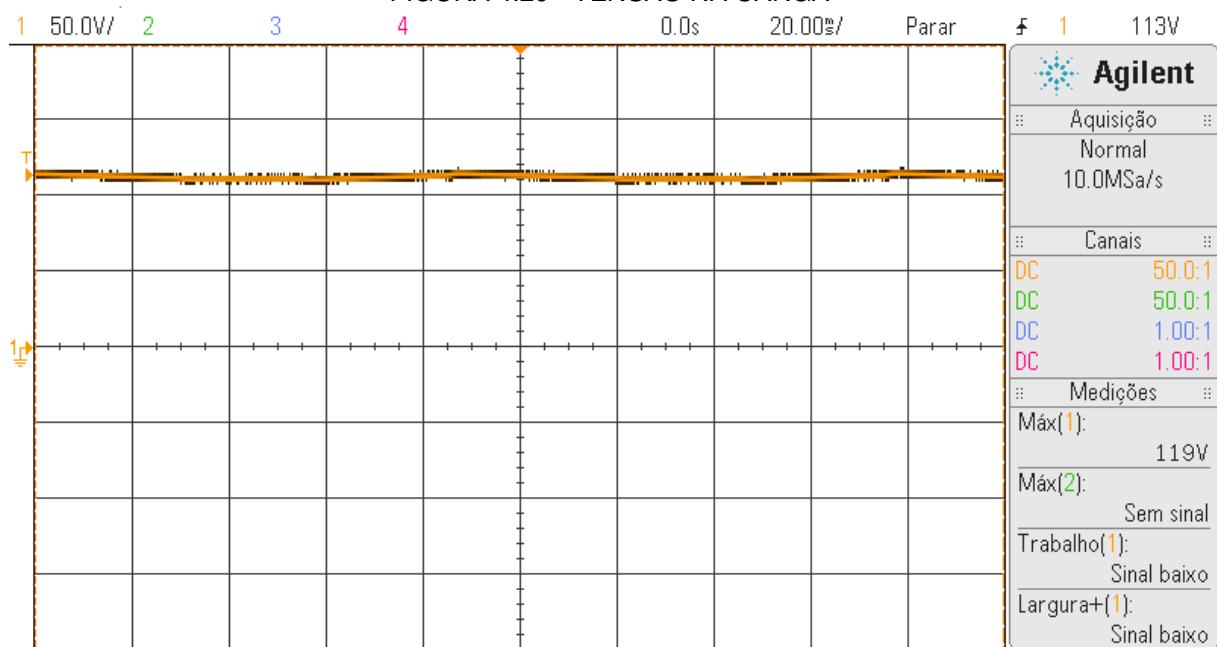
(a)



(b)

Como já mencionado anteriormente, a tensão na saída do push-pull deve permanecer constante, para que a entrada seja alterada a partir das larguras de pulso. A Fig.4.20é a tensão medida no osciloscópio para o cenário da Fig.4.18.

FIGURA 4.20 - TENSÃO NA CARGA



O que se observa é que, apesar das alterações das larguras de pulso a cada 30ms, a tensão na saída permanece praticamente constante durante toda a faixa de tempo.

## **5 CONCLUSÃO**

## 5 CONCLUSÃO

O sistema proposto nesse trabalho é composto por painel fotovoltaico, junto com o conversor CC-CC. Para controle da tensão, é sugerida a utilização do sistema em espaço de estados.

O projeto do controlador foi feito com base na técnica de controle denominada de *Ackermann*, não foi utilizando diretamente a expressão dessa técnica e sim nos procedimentos.

O conversor CC-CC juntamente com o gerador fotovoltaico é modelado por um sistema de espaço de estados, em que as variáveis de estado são a tensão de entrada do conversor e a corrente do indutor. A variável de entrada do processo é o ciclo de trabalho que é controlado para regular a tensão cuja referência é determinada pelo usuário, de forma automática ou não. A tensão de saída do conversor se mantém constante.

Projetado o controlador, foi feita uma análise do desempenho de simulação, que se comportou como o esperado.

O aparato experimental onde utilizou-se as lâmpadas halógenas para iluminar o painel fotovoltaico, que fornecia tensão e corrente para o conversor push-pull e para os sistemas de condicionamento de sinais, foi realizado com os mesmos parâmetros do controlador que foi usado em simulação. Os resultados de experimentais retirados do osciloscópio foram idênticos aos de simulação. Portanto, o objetivo do trabalho foi cumprido.

Vale salientar, que para a utilização de um outro conversor CC-CC, como por exemplo, *flyback*, *buck-boost*, *boost* ou outro tipo de conversor elevador, faz-se necessário uma nova análise da planta do sistema, pois esses conversores tem outros parâmetros, diferente do push-pull utilizado neste trabalho. Então, aconselha-se a não utilizar os parâmetros desse sistema para qualquer conversor CC-CC.

## REFERÊNCIAS

- Adhikari, N., Singh, B., Vyas, A. L., Chandra, A, and Kamal-Al-Haddad, “*Analysis and Design of Isolated Solar-PV Energy Generating System*”, 2014.
- Alam, M., Azeem, M., and Alouani, A., “*Modified queen-bee algorithm based fuzzy logic control for real-time robust load matching for a solar PV system*,” IEEE Trans. Sustainable Energy, vol. 5, no. 2, pp. 691–698, April 2014.
- Araújo, F. M. U., “Sistemas de controle”, Fev. 2007, Natal-RN.
- Barreto, L. H. C., Praca, P. P., Jr, D. S. O. and Silva, R. A. L., “*High voltage gain boost converter based on three-state commutation cell for battery charging using PV panels in a single conversion stage*,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 1, pp. 150–158, Jan. 2014.
- Bhatnagar, P., and Nema, R.K., “*Control Techniques Analysis of DC–DC Converter for Photovoltaic Application using SIMSCAPE*”, 2012.
- Buticchi, G., Barater, D., Lorenzani, E., and Franceschini G., “*Digital control of actual grid-connected converters for ground leakage current reduction in PV transformer less systems*,” IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 8, no. 3, pp. 563–572, Aug 2012.
- Custodio, José Carlos de Oliveira, “Melhoramento da eficiência de captação de energia fotovoltaica utilizando um sensor de irradiância solar”, João Pessoa, Paraíba, Brasil, 2015.
- Elshaer, M., Mohamed, A. and Mohammed, O. “*Smart Optimal Control of DC-DC Boost Converter in PV Systems*”, IEEE/PES Transmissionand Distribution Conference and Exposition: LatinAmerica, 2010.

- Esram, T., Kimball, J. W., Krein, P. T., Chapman, P. L. and Midya, P., "Dynamic Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic modules using ripple correlation control," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1282-1290, Sep. 2006.
- Esramand, T., Chapman, P. L., "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007.
- Fernandes, D. A., Almeida, R. G., Costa, F. F., "Modeling and Simulation of Photovoltaic Systems Based on Simulink Built-in Blocks". *IEEE Trans. Sustainable Energy*, 2015, submitted.
- Fernandes, D. A., Vieira, M. K. L., Vitorino M. A. and Costa, F. F., "Modeling and State-Space Feedback Control of a DC-DC Converter for Photovoltaic Systems", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, vol.1, p. 1119-1128, 2014.
- Hartmann, L. V., Vitorino, M. A., Correa, M. B., and Lima, A. M. N., "Combining model-based and heuristic techniques for fast tracking the maximum power point of photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 2875–2885, Jun. 2012.
- Hu, X. and Gong, C., "A high voltage gain dc-dc converter integrating coupled-inductor and diode-capacitor techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 789–799, Feb. 2014.
- Konstantopoulos, C. and Koutroulis, E. "Global maximum power point tracking of flexible photovoltaic modules," *IEEE Trans. Power Electronic*, vol. 29, no. 6, pp. 2817–2828, June 2014.

LEM, "CurrentTransducer LA 25\_P", Disponível em:  
<http://www.lem.com/docs/products/la%2025-p%20e.pdf> Acesso em: 14 de Maio de 2015.

LEM, “*Voltage Transducer LV 20-P*”, Disponível em:  
<http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/LEM%20USA%20PDFs/LV%2020-P.pdf>: Acesso em: 14 de Maio de 2015.

Mamarelis, E., Petrone G., and Spagnuolo, G. “*Anhybrid digital-analog sliding mode controller for photovoltaic applications*,” *IEEE Trans Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1093–1103, May 2014.

Mahmud, M. A., Pota, H. R., and Hossain, M. J., “*Nonlinear current control scheme for a single-phase grid-connected photovoltaic system*,” *IEEE Trans. Sustainable Energy*, vol. 5, no. 1, pp. 218–227, Jan. 2014

Murthy, M. K., Sandeep. N. and Kulkarni, P.S., “*Analysis and Design of ZVS-PWM Active Clamping DC-to-DC Cuk Converter Based PV Generation System*”, 2014.

Nise, N. S., *Control System Engineering*, 6th ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2012.

Ratsame, C., and Tanitteerapan, T., “*An Efficiency Improvement Boost Converter Circuit for Photovoltaic Power System with Maximum Power Point Tracking*”, 2011.

Shadmand, Mohammad B., Mosa, M., Balog, Robert S., and Rub, Haitham A., “*An Improved MPPT Technique for High Gain DC-DC Converter using Model Predictive Control for Photovoltaic Applications*”, 2014

Shahrabak, Z. M., Tabesh, A. and Yousefi, G. R., “*Economical design of utility-scale photovoltaic power plants with optimum availability*,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3399–3406, Jul. 2014.

Singh, B., Jain, C., and Goel, S., “*ILST control algorithm of single stage dual purpose grid connected solar PV system*,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5347–5357, Oct 2014.

Singh, B., Shahani, D., and Verma, A., “*Neural network controlled grid interfaced solar photovoltaic power generation*”, Power Electronics, IET, vol. 7, no. 3, pp. 614–626, March 2014.

Steffel, S., and Dinkel, A., “*Absorbing the rays: Advanced inverters help integrate PV into electric utility distribution systems*,” *IEEE Power Energ. Magazine*, vol. 11, no. 2, pp. 45–54, Mar./Apr. 2013.

Urtasun, A., Sanchis, P. and Marroyo, L., “*Adaptive Voltage Control of the DC/DC Boost Stage in PV Converters With Small Input Capacitor*” *Power Electronics, IEEE Transactions*, vol. 28, no. 11, pp. 5038–5048, Nov 2013.

Wang, Z. and Li, H., “*An integrated three-port bidirectional dc-dc converter for PV application on a dc distribution system*,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4612–4624, Oct. 2013.

## ANEXO A

```
#include <stdint.h>
#include <stdlib.h>    //for ltoa(..);
#include <stdbool.h>
#include <string.h>
#include <math.h>
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "inc/hw_gpio.h"
#include "driverlib/debug.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/fpu.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pwm.h"
#include "driverlib/adc.h"
#include "driverlib/rom.h"
#include "driverlib/timer.h"

// Condições iniciais das variaveis Globais
uint32_t ADC_1[4];    //Variavel
int a = 1;           //

floatVpv;
floatiL;
int kl = 2000;
int r = 12;
float k1 = 0.007;
float k2 = -0.0016;
float h = 1.0/80000.0;
```

```

floatmh = 0.5*(1.0/80000.0);
floatxn;
floatVhist = 0.0;
float auxm1,auxm2;

int k = 0;

intwaitState;

// Referências e fundos de escala
const floatkAD_Vpv = 0.01363;//0.0120849609375; //Constante de tensão
KAD_V = 25 (Vpv_max) / 4096 (ADmax)
const floatkAD_Ipv = 0.00242;//0.0002; //Constante de Corrente KAD_I = 9,428
(Ipv_max) / 4096 (ADmax)

// Variável que contem o valor da frequência do PWM (100KHz)
const uint32_t freq = 1000; //freq = Clock sistema(80*10^6) / Freq
chaveamento(80*10^3) = 1000 clocks

// Variavel do ciclo de trabalho
floatdq = 0.52;
float d = 0.96;

//Limites do ciclo de trabalho
floatLimSupCiclo = 0.68;
floatLimInfCiclo = 0.51;

///////////////////////////////Tratamento da interrupção do TM4C123 //////////////////
voidPWMConversionDone()
{

```

```

    // Nível alto no pino PB3 (porta B). para teste de funcionamento da
    //interrupção
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, 0xFF);

    waitState = -1;

    // Atualiza o ciclo de trabalho
    PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, freq*(1-dq));
    PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, freq*dq);

    //Limpa o flag de interrupção PWMA-UP
    PWMGenIntClear(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_INT_CNT_ZERO);

    // Nível baixo no pino PB3 (porta B). para teste de funcionamento da
    //interrupção
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, 0x00);
}

///////////////////////////////Configura o ADC do TM4C123///////////////////////
///////////////////////////////Configura o ADC do TM4C123///////////////////////

voidADCInit(void)
{
    // Habilitar os pinos GPIO para ADC
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);

    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);
    ROM_GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_2); // Habilita o pino
    PE3 para o ADC AIN1

    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC1);
    ROM_GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_3); // Habilita o pino
    PE2 para o ADC AIN0
}

```

```

ADCSequenceDisable(ADC0_BASE, 0);

// Configurar as sequências de amostras com um gatilho(trigger) de sinal do
processador.

// Sequência 0 fazem oito amostras quando o processador envia um sinal
para iniciar a conversão.

// Sequência 1 e 2 fazem quatro amostras quando o processador envia um
sinal para iniciar a conversão.

// Sequência 3 faz uma única amostra quando o processador envia um sinal
para iniciar a conversão.

// Cada módulo ADC tem quatro seqüências programáveis, seqüência de 0 a
seqüência 3.

ROM_ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE,           1,
ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);

// Configurar os passos das seqüências de Amostras dos canais
// a seqüência0 tem oito etapas programáveis. Sequência 1 e 2 têm quatro
etapas programáveis.

// Sequência 3 tem apenas um passo programável, entao só é nescessario
configurar o passo 0.

// utilizamos a seqüência1, para 4 amostras mais configurando apenas tres
passos (3 amostras)

// Configurar o flag de interrupção a ser definida quando a amostra é feita
usamos (ADC_CTL_IE).

// E por ultimo para dizer a lógica ADC que é a última conversão em
seqüência1 usamos (ADC_CTL_END).

ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE,1,0,ADC_CTL_CH0); //Seque
ncia 1 passo 0:Amostra do canal do pino PE3
ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE,1,1,ADC_CTL_CH1      |
ADC_CTL_IE | ADC_CTL_END);

// Uma vez que a amostra de seqüência1 está configurado, este deverá ser
habilitado.

```

```
ROM_ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 1);

    // Limpar o status do flag de interrupção.
    // Isto é feito para garantir que o flag de interrupção seja cancelado antes da amostra.
    ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 1);

}

///////////////////////////////Configura o PWM do TM4C123///////////////////////
///////////////////////////////voidPWMInit()
{
    // Configurando o clock do PWM para seguir o do sistema
    ROM_SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);

    // Habilita o sistema de controle do PWM 0
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);

    // Habilita a porta de pinos B para o PWM.
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);

    // Configura os pinos PB6 e PB4 como PWM
    ROM_GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTB_BASE,     GPIO_PIN_4      |
GPIO_PIN_6);

    // Configura o PWM_GEN_0, que é o responsável por M0PWM0
    // Configura o PWM_GEN_1, que é o responsável por M0PWM2
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PB6_M0PWM0);
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PB4_M0PWM2);

    // PWM_GEN_MODE_UP_DOWN (configurada para uma portadora triangular)
```

```

ROM_PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_0,
(PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC));
ROM_PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_1,
(PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC));

// Configurar o período para 100khz(freq = Clocksistema(80*10^6) / Freq
chaveamento(800*10^3) = 1000)
ROM_PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, freq);
ROM_PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, freq);

// Inicializa o ciclo de trabalho com 75%
ROM_PWPMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, freq*(1-dq));
ROM_PWPMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, freq*dq);

// Desabilita o tempo morto, já que se trata de um push-pull fonte de corrente
ROM_PWMDeadBandDisable(PWM0_BASE, (PWM_GEN_0));
ROM_PWMDeadBandDisable(PWM0_BASE, (PWM_GEN_1));

// Configura o estado de saída dos pinos PWM
ROM_PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_0_BIT | PWM_OUT_2_BIT
, true);

// Inverte o sinal M0PWM0 do PWM
ROM_PWMOutputInvert(PWM0_BASE, PWM_OUT_0_BIT , true);

// Habilita a interrupção no ZERO da portadorar triangular
ROM_PWMGenIntTrigEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0,
PWM_INT_CNT_ZERO);
    // Limpa o flag de interrupção no ZERO da portadorar triangular
ROM_PWMGenIntClear(PWM0_BASE, PWM_GEN_0,
PWM_INT_CNT_ZERO);
    // Grava a rotina de interrupção do PWM na função PWMConversionDone
PWMGenIntRegister(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, &PWMConversionDone);
    // Habilita o gerador de interrupção

```

```

ROM_PWMIntEnable(PWM0_BASE, PWM_INT_GEN_0);

// Habilita o PWM
ROM_PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);
ROM_PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_1);
}

///////////////////////////////Inicializa o Programa do TM4C123///////////////////
intmain(void)

{
    // Configurando o Clock do sistema em 80MHz
ROM_SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5 | SYSCTL_USE_PLL | SYSCTL_XTAL_16MHZ | SYSCTL_OSC_MAIN);

    // Configura os pinos PB2 e PB3 como saída para saber tempo com
    // osciloscópio
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3 | GPIO_PIN_2);

    // Configura os pinos do Led para indicação visual PF1, PF2 e PF3 da porta
    // F como saída
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE,
GPIO_PIN_1|GPIO_PIN_2|GPIO_PIN_3);

    // As três primeiras linhas desbloqueia o GPIO PF0 para ser entrada
    // Configura os dois botões pinos PF0 e PF4 da porta F
HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_LOCK) = GPIO_LOCK_KEY;
HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_CR) |= 0x01;
HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_LOCK) = 0;

```

```

ROM_GPIODirModeSet(GPIO_PORTF_BASE,      GPIO_PIN_4|GPIO_PIN_0,
GPIO_DIR_MODE_IN);
ROM_GPIOPadConfigSet(GPIO_PORTF_BASE,    GPIO_PIN_4|GPIO_PIN_0,
GPIO_STRENGTH_2MA, GPIO_PIN_TYPE_STD_WPU);

// Ascende o LED ( 0x02 = Vermelho ou 0x04 = Azul ou 0x08 Verde)
// Cor vermelha para indicar que o PWM esta zerado
GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,    GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 |
GPIO_PIN_3, 0x02);

auxm1 = h*0.02;
auxm2 = auxm1*0.5;

// Inicializa o ADC
ADCInit();

while(a)
{
    //Se apertar o botão sai do loop e continua o programa
    if(ROM_GPIOPinRead(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_0)==0x00)
    {
        // Cor do LED verde para indicar que o PWM e o programa vai começar
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,    GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 |
GPIO_PIN_3, 0x00);

        //enquanto o botão estiver apertado, não faz nada.
        while (ROM_GPIOPinRead(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_0)==0x00){}
        a = 0; // "a" igual a zero para sair do loop
    }
}

// Inicializa o PWM
PWMDInit();

// Dispara a conversão do ADC

```

```

ROM_ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 1);
// Aguarda até que a conversão da amostra tenha concluída.
while(!ADCIntStatus(ADC0_BASE, 1, false)){}
// Limpar o status do flag de interrupção.
ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 1);
// Ler o valor da ADC (tensão e corrente)
ROM_ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 1, ADC_1);
Vpv = ADC_1[0] * kAD_Vpv;
iL = ADC_1[1] * kAD_Ipv;

xn = Vhist + r*auxm1 - Vpv*auxm2;
/*
    if(xn< 0)
    {
        xn = 0.1;
    }
*/
Vhist = xn - Vpv*auxm2;

d = k1 * xn - (k1*Vpv + k2*iL);

///////////////////////////////Programa principal - Loop infinito///////////////////
while(1)
{
    // Nível alto no pino PB3 (porta B). para teste de funcionamento da
    // interrupção
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, 0xFF);
}

```

```

//-----LEITURA ANALOGICA-----
-
-
// Dispara a conversão do ADC
ROM_ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 1);
    // Aguarda até que a conversão da amostra tenha
concluída.

    while(!ADCIntStatus(ADC0_BASE, 1, false)){}

    // Limpar o status do flag de interrupção.
    ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 1);
    // Ler o valor da ADC (tensão e corrente)
    ROM_ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 1, ADC_1);
    Vpv = ADC_1[0] * kAD_Vpv;
    iL = ADC_1[1] * kAD_Ipv;

//-----
k = k + 1;
if(k > 2400)
{
    if(r == 12)
    {
        r = 14;
    }
    else
    {
        if(r == 14)
        {
            r = 16;
        }
        else
        {
            r = 12;
        }
    }
}

```

```

}

k = 0;
}

xn = Vhist + r*auxm1 - Vpv*auxm2;
/*
    if(xn< 0)
    {
        xn = 0.1;
    }
*/
Vhist = xn - Vpv*auxm2;

d = k1 * xn - (k1*Vpv + k2*iL);
/*
    if(d < 0.1)
    {
        d = 0.1;
    }
    if(d > 0.95)
    {
        d = 0.95;
    }
*/
dq = -0.5*(d - 2);
// dq = 0.70;

if(dq<LimInfCiclo)
{
    dq = LimInfCiclo;
}

```

```
if(dq>LimSupCiclo)
{
    dq = LimSupCiclo;
}

/*
if(xn< 0)
{
    xn = 0.1;
}

waitState = 1;

// Nível baixo no pino PB3 (porta B). para teste de funcionamento da
interrupção
GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, 0x00);

while (waitState>= 0)
{
    if(waitState == -1)
    {
        break;
    }
}

}
```