

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA

RUAN MOREIRA FERRAZ

**TÉCNICAS DE MODELAGEM E CONTROLE DE UM DRIVER DE LEDS
DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST**

Juiz de Fora

2016

RUAN MOREIRA FERRAZ

**TÉCNICAS DE MODELAGEM E CONTROLE DE UM DRIVER DE LEDS
DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Juiz de Fora

2016

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Ferraz, Ruan Moreira .

Técnicas de modelagem e controle de um driver de LEDs de baixa frequência baseado no pré-regulador boost / Ruan Moreira Ferraz. -- 2017.

80 f. : il.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2017.

1. Diodos emissores de luz. 2. Driver de LEDs em baixa frequência. 3. Pré-regulador boost. 4. Modelo de Hammerstein. 5. Controle digital. I. Braga, Henrique Antônio Carvalho , orient. II. Título.

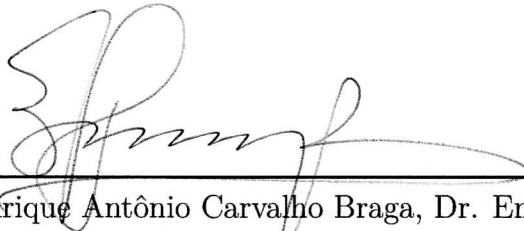
RUAN MOREIRA FERRAZ

**TÉCNICAS DE MODELAGEM E CONTROLE DE UM DRIVER DE LEDS
DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado à Faculdade de Engenharia da
Universidade Federal de Juiz de Fora, como
requisito parcial para obtenção do grau de
Engenheiro Eletricista.

Aprovada em: 27/01/2017

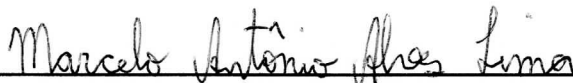
BANCA EXAMINADORA



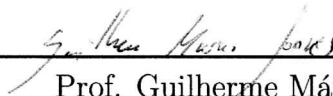
Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. -
Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Marcelo Antônio Alves Lima, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Guilherme Márcio Soares, M. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, por estar presente em minha vida e me dar forças para alcançar meus objetivos.

Aos meus pais, Airton e Aparecida, por serem responsáveis pela minha formação moral e me dado todo apoio necessário nesta graduação. Ao meu irmão, Rodrigo, por ser um grande amigo e companheiro. E a toda minha família que sempre esteve em meu lado. Em especial à minha tia Maria das Graças, por todo incentivo e motivação.

À minha namorada Daiana, por todo cuidado, carinho e compreensão desde o dia em que nos conhecemos.

Agradeço ao meu orientador professor Henrique Braga, ao professor Pedro Almeida e, em especial, ao professor Guilherme Soares por me ajudarem em todos trabalhos realizados no NIMO e pela oportunidade de fazer ciência. A todos professores que de alguma forma, contribuíram na minha formação.

Aos amigos das faculdade por estarem presentes nos momentos difíceis e me ajudarem durante toda graduação. Agradeço também àqueles, que mesmo de longe, me deram todo apoio.

A todos companheiros do NIMO e LENNER, que tive a oportunidade de trabalhar, por me ajudarem em toda caminhada. Por fim, agradeço o apoio do CNPq.

"Obstáculo é aquilo que você enxerga, quando tira os olhos do seu objetivo."
(Henry Ford)

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem e o controle de um controlador de LEDs de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* operando em modo de condução descontínua (DCM) aplicado em luminárias de iluminação pública. A função de transferência, que relaciona a corrente de saída e o tempo em que o interruptor conduz em um período de comutação, foi encontrada por meio de duas técnicas. A primeira delas é a de pequenos sinais, sendo que a análise desse conversor é revisada, encontrando assim, as equações que descrevem as correntes nos elementos estáticos (MOSFET e diodo). A partir delas, as variáveis médias foram linearizadas e perturbadas. O desenvolvimento desta metodologia, devido sua complexidade, exige tempo. A segunda técnica implementada, é mostrada como sendo uma alternativa rápida para modelagem do conversor. Esta é do tipo caixa preta empregando o modelo não linear de Hammerstein, que fornece uma função de transferência aproximada a partir dos dados de entrada e saída do sistema real. Os modelos são validados por meio da resposta ao degrau e pela análise em frequência do *driver*. O sistema de controle, bem como o projeto do controlador estão mostrados no trabalho. Foi utilizado o microcontrolador *Stellaris*, modelo EK-LM4F120XL, para realizar o controle digital da luminária. A fim de avaliar experimentalmente o sistema proposto, foram realizados ensaios que mostraram um bom desempenho da luminária, garantindo estabilidade, rejeição a distúrbios inseridos na tensão de entrada, na referência e na carga, e erro nulo em regime permanente.

Palavras-chave: Diodos emissores de luz. *Driver* de LEDs em baixa frequência. Pré-regulador *boost*. Modelagem de pequenos sinais. Modelo de Hammerstein. Controle digital.

ABSTRACT

This work presents the modeling and control of a LED driver of low frequency inspired on the boost pre-regulator in Discontinuous Conduction Mode (DCM) applied in street lighting luminaires. Obtaining the transfer function relating the output current and the time at which the switch conducts a switching period was accomplished by two techniques. The first is a small signal, and an analysis of the converter is reviewed, thus finding the equations that describe as currents in the nonlinear elements. From them, the average variables was linearized and disturbed. The development of this methodology, due to its complexity, requires time. The second implemented technique is shown as being a quick alternative for modeling the converter. This is a black box type employing the nonlinear model of Hammerstein, which provides an approximate transfer function from the input and output data of the real system. The models are validated through step response and frequency analysis of the driver. The control system and controller project are shown in the work. The Stellaris microcontroller model EK-LM4F120XL was used to perform digital control of the luminaire. In order to experimentally evaluate the proposed system, tests were performed that showed good performance of the luminaire, guaranteeing stability, rejection to disturbances inserted in the input voltage, reference and load, and zero error in steady state.

Key-words: Light emitting diode. Low frequency LED driver. Modeling of small signals. Nonlinear model of Hammerstein. Digital control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquemático do funcionamento de um LED.	16
Figura 2 – Tipos de LEDs aplicados em iluminação, (a) HB-LED e (b) HP-LEDs.	17
Figura 3 – Modelo linear de um LED.	18
Figura 4 – Conversor de baixa frequência aplicado para iluminação pública.	21
Figura 5 – Visão geral da modelagem caixa preta.	21
Figura 6 – Resposta característica ao degrau de um (a) sistema de primeira ordem (b) sistema de segunda ordem.	22
Figura 7 – Circuito equivalente do conversor de baixa frequência para fins de modelagem.	25
Figura 8 – Etapas de funcionamento do conversor de baixa frequência.	25
Figura 9 – Formas de onda do <i>driver</i> de baixa frequência em meio ciclo da rede.	27
Figura 10 – Modelo médio equivalente do conversor de baixa frequência.	28
Figura 11 – Circuito equivalente médio para análise de pequenos sinais.	30
Figura 12 – Forma de simular o modelo médio de pequenos sinais.	32
Figura 13 – Resultados de simulação em malha aberta do conversor de baixa frequência.	32
Figura 14 – Corrente média de saída em malha aberta do conversor de baixa frequên- cia para um afundamento de 10% da tensão da rede.	33
Figura 15 – Corrente média de saída em malha aberta do conversor de baixa frequên- cia para um degrau de -13% de t_{on}	34
Figura 16 – Resposta em frequência de sistemas lineares com uma entrada senoidal.	34
Figura 17 – Princípio de modulação por largura de pulso.	35
Figura 18 – Modulação por largura de pulso implementada para o <i>driver</i> de baixa frequência.	36
Figura 19 – Envoltória da corrente de saída ao aplicar o sinal PWM senoidal.	36
Figura 20 – Análise da referência e da portadora em um período de comutação do conversor.	37
Figura 21 – Metodologia para encontrar os valores discretos do seno de referência.	37
Figura 22 – Forma de onda da corrente de saída do protótipo para o seno de referência modulado com frequência de 15 Hz.	38
Figura 23 – Espectro da corrente de saída do protótipo para o seno de referência modulado com frequência de 15 Hz.	38
Figura 24 – Resposta em frequência do conversor.	39
Figura 25 – Fluxograma com as etapas de um processo de identificação de sistemas.	40
Figura 26 – Construção da matriz de dados para fins da modelagem caixa preta.	42
Figura 27 – Protocolo utilizado na comunicação.	43
Figura 28 – Interface computacional implementada para coleta de dados.	43
Figura 29 – Sistema proposto simplificado para realização da coleta de dados na modelagem caixa preta.	44

Figura 30 – Representação em diagrama de blocos do modelo de Hammerstein.	45
Figura 31 – Modelo ARX em diagrama de blocos.	46
Figura 32 – Modelo de Hammerstein a fins de modelagem.	49
Figura 33 – Relação estática do conversor.	49
Figura 34 – Resultados de simulação em malha aberta do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.	53
Figura 35 – Resposta em frequência do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.	53
Figura 36 – Topologia proposta para o controle em malha fechada do conversor.	55
Figura 37 – Frequência de cruzamento de ganho unitário da FTMA em função da % das harmônicas da corrente de entrada em relação a fundamental.	56
Figura 38 – Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da função de transferência em malha aberta (FTMA) considerando a planta como modelo de pequenos sinais.	57
Figura 39 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF) considerando a planta como modelo de pequenos sinais.	57
Figura 40 – Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da função de transferência em malha aberta considerando a planta como modelo de Hammerstein.	58
Figura 41 – Resposta em frequência a função de transferência em malha fechada considerando a planta como modelo de Hammerstein.	58
Figura 42 – Simulação em malha fechada do conversor, rejeitando uma elevação de tensão da rede elétrica.	59
Figura 43 – Simulação em malha fechada do conversor, mostrando o seguimento da referência.	59
Figura 44 – Esquema completo do protótipo da luminária.	61
Figura 45 – Placa do sensor de corrente isolado.	61
Figura 46 – Esquemático funcional do AMC1200 com os limites de entrada e saída.	62
Figura 47 – Placa do circuito de comando.	62
Figura 48 – Formas de onda em cada período de comutação para acionamento do MOSFET.	63
Figura 49 – Stellaris Launchpad.	63
Figura 50 – Fluxograma simplificado embarcado no microcontrolador para geração do PWM.	65
Figura 51 – Equipamentos utilizados nos experimentos: (a) osciloscópio da Tektronix DPO-3014 e (b) wattímetro Yokogawa WT-230.	67
Figura 52 – Formas de onda na entrada do conversor em condição nominal: tensão de entrada (lilás) e corrente de entrada (azul). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500 mA/div e 4 ms/div.	68

Figura 53 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.	68
Figura 54 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada de 220 V para 232 V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 40 ms/div.	69
Figura 55 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada de 220 V para 212 V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 100 ms/div.	70
Figura 56 – Dinâmica da corrente nos LEDs após elevação de 3 % da tensão de entrada e posteriormente, o retorno para condição nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.	71
Figura 57 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100% para 75% do valor nominal e posteriormente, uma variação para 50% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.	71
Figura 58 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100 % para 50 % do valor nominal e posteriormente, o retorno para o valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.	72
Figura 59 – Módulo de LEDs juntamente com a chave manual empregados no experimento de variação de carga.	73
Figura 60 – Dinâmica da corrente de saída após mudança na carga de 96 para 92 LEDs associados em série. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 100 ms/div.	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros nominais do protótipo do conversor.	27
Tabela 2 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais.	31
Tabela 3 – Resultados obtidos pela simulação em malha aberta do conversor de baixa frequência.	33
Tabela 4 – Resultados obtidos em malha aberta do protótipo do <i>driver</i>	33
Tabela 5 – Resultados obtidos pela simulação em malha aberta do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.	53
Tabela 6 – Parâmetros elétricos de entrada do conversor em malha fechada medi- ante à variação da tensão de entrada.	68

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital (do inglês, <i>Analog to Digital Converter</i>)
ARX	Modelo autorregressivo com entradas exógenas (do inglês, <i>Autorregressive Model with Exogenous Input</i>).
ASCII	Código Padrão Americano para o Intercâmbio de Informação (do inglês, <i>American Standard Code for Information Interchange</i>)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DC	Corrente direta (do inglês, <i>Direct Current</i>)
DCM	Modo de condução descontínuo (do inglês, <i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
FFT	Transformada rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>)
FIFO	Primeira a chegar e primeiro a sair (do inglês, <i>First in first out</i>)
FP	Fator de potência
FTMA	Função de transferência em malha aberta
FTMF	Função de transferência em malha fechada
GPIO	GPIO (<i>General Purpose Input/Output</i>)
HB	Alto-brilho (do inglês, <i>High-Brightness</i>)
HP	Alta potência (do inglês, <i>High Power</i>)
IDE	Ambiente de desenvolvimento integrado (do inglês, <i>Integrated development environment</i>)
IP	Iluminação pública
LED	Diodo emissor de luz (do inglês, <i>Light Emitting Diode</i>)
NIMO	Núcleo de Iluminação Moderna
PWM	Modulação da largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção harmônica total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)

UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
ZOH	Conversor de ordem zero (do inglês, <i>Zero-Order Hold</i>)
μC	Microcontrolador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS	16
1.1.1	Diodos emissores de luz	16
1.1.2	Modelo elétrico dos LEDs	17
1.1.3	LEDs na iluminação pública	18
1.2	CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA	19
1.3	CONCEITOS DE MODELAGEM	21
1.3.1	Identificação de sistemas	22
1.4	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	23
2	MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA	24
2.1	CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i>	24
2.2	MODELO MÉDIO DO CONVERSOR	27
2.3	MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR	28
2.4	VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS	31
2.4.1	Resposta ao degrau	31
2.4.2	Resposta em frequência	34
2.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	39
3	MODELAGEM EMPREGANDO A TÉCNICA DE HAMMERS- TEIN DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA	40
3.1	GERAÇÃO E COLETA DE DADOS	41
3.1.1	Aquisição microcontrolada dos sinais de entrada e saída	41
3.1.2	<i>Software</i> de obtenção dos dados de entrada e saída	43
3.2	ESCOLHA DO MODELO	44
3.2.1	Modelo paramétrico não-linear de Hammerstein	45
3.2.2	Modelo paramétrico linear ARX	45
3.3	ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS	46
3.3.1	Método dos mínimos quadrados com restrição	47
3.4	IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO DE HAMMERSTEIN PARA O CONVERSOR	49
3.4.1	Função estática não linear	49
3.4.2	Modelo dinâmico linear	50
3.4.3	Algoritmo de estimação de parâmetros e resultados encontrados	51

3.5	VALIDAÇÃO DO MODELO DE HAMMERSTEIN	52
3.6	CONCLUSÕES PARCIAIS	54
4	TÉCNICA DE CONTROLE PROPOSTA PARA O <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA	55
4.1	PROJETO DO CONTROLADOR	55
4.2	CONTROLADOR DIGITAL	60
4.3	PROTÓTIPO DA LUMINÁRIA	60
4.3.1	Sensor de corrente	61
4.3.2	Placa de comando	62
4.3.3	Microcontrolador	63
4.4	<i>SOFTWARE</i> EMBARCADO	64
4.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	66
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	67
5.1	AVALIAÇÕES NA ENTRADA DO CONVERSOR	67
5.2	AVALIAÇÕES NA SAÍDA DO CONVERSOR	69
5.2.1	Perturbações na tensão de entrada	69
5.2.2	Variações na corrente de referência	71
5.2.3	Variação da carga	72
5.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	73
6	CONCLUSÃO	75
	PRODUÇÃO CIENTÍFICA DO AUTOR	76
	REFERÊNCIAS	77

1 INTRODUÇÃO

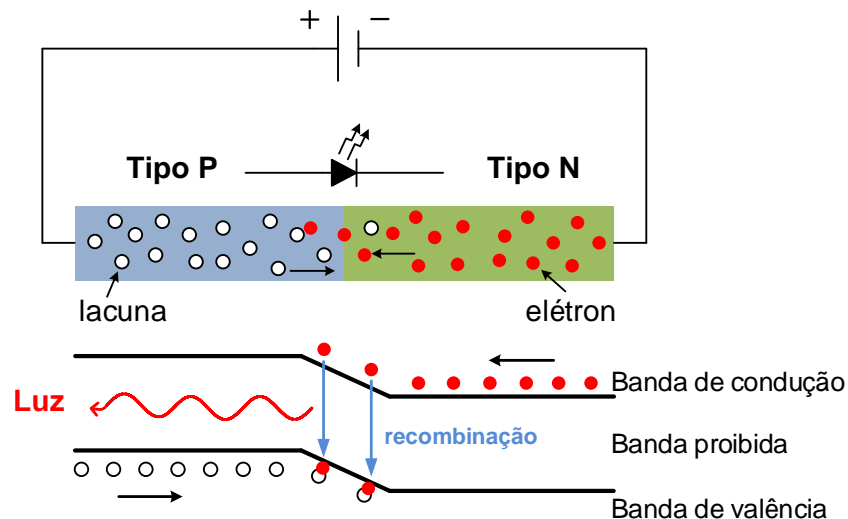
1.1 ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS

1.1.1 Diodos emissores de luz

Os diodos emissores de luz (LEDs) são dispositivos formados por duas camadas semicondutoras, uma do tipo P e outra do tipo N, formando assim uma junção P-N. Estes semicondutores são dopados, ou seja, possuem um acréscimo de impurezas selecionadas em sua estrutura cristalina. Os semicondutores do tipo N são dopados com impurezas que criam um excesso de elétrons, enquanto os do tipo P são dopados com impurezas que geram um excesso de lacunas (ausência de elétrons).

O esquemático do funcionamento de um LED pode ser observado na Figura 1. Quando a junção P-N é polarizada diretamente, ocorre um fluxo de elétrons da região N para a P (sentido do maior potencial do campo elétrico), enquanto um movimento aparente de lacunas da região P para a N também se estabelece, de forma dual (ALMEIDA, 2014). Quando o elétron possui energia suficiente para atravessar a junção PN, ele passa da camada de condução (maior nível energético) para a camada de valência (menor nível energético), recombinando-se com uma lacuna. Este processo libera energia em forma de calor e luz.

Figura 1 – Esquemático do funcionamento de um LED.



Fonte: Adaptado de (SOARES, 2014).

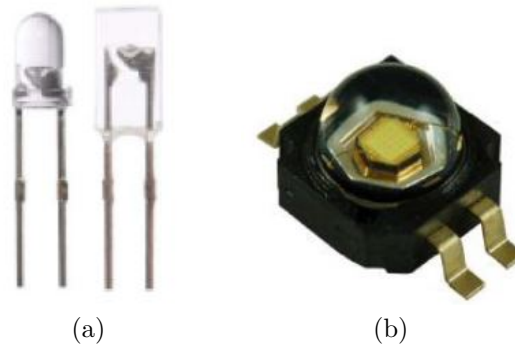
Os diodos emissores de luz (ou LEDs) possuem uma elevada eficácia luminosa, que pode chegar a 150 lm/W (DUPUIS; KRAMES, 2008), além de um elevado índice de reprodução de cor, alta resistência mecânica e longa vida útil (até 100.000 horas) (LAUBSCH et al., 2010).

Por estes motivos, bem como a capacidade de emissão de luz branca, os LEDs estão cada vez mais presentes nos sistemas de iluminação. A utilização de LEDs para substituir as lâmpadas tradicionais reduz o consumo como descrito em Dias e Braga (2009), o que torna os LEDs muito atrativos, especialmente para a iluminação pública (IP).

Os LEDs aplicados em iluminação são divididos em dois grupos: LEDs de alto brilho, também conhecidos como HB-LEDs (do inglês *High Brightness* LEDs), e LEDs de potência, conhecidos como HP-LEDs (do inglês *High Power* LEDs). Os HB-LEDs são dispositivos que trabalham em baixos níveis de potência. Já os HP-LEDs trabalham em elevados níveis de potência (correntes nominais típicas de 300 mA até 1,5A). Estes dois tipos de LEDs são mostrados na Figura 2.

Os LEDs de potência possuem maior fluxo luminoso e eficácia luminosa do que os de alto brilho. Logo, são os mais indicados para aplicação em iluminação pública (RODRIGUES et al., 2011).

Figura 2 – Tipos de LEDs aplicados em iluminação, (a) HB-LED e (b) HP-LEDs.



Fonte: Adaptado de (NOGUEIRA, 2013).

1.1.2 Modelo elétrico dos LEDs

O modelo elétrico de um LED é dado pela equação modificada de Shockley (1.1) que pode ser encontrada em Schubert, Gessmann e Kim (2005).

$$V_{LED}(I_{LED}) = \frac{n_i \cdot k \cdot T_j}{q_e} \cdot \ln \left(\frac{I_{LED}}{I_s} \right) + R_s \cdot I_{LED} \quad (1.1)$$

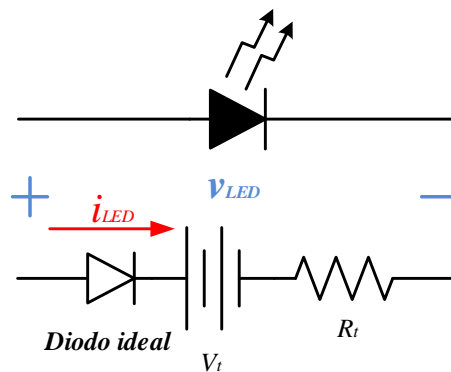
sendo que, n_i é um fator de idealidade, k é a constante de Boltzmann, T_j é a temperatura de junção (em Kelvin), q_e é a carga elementar do elétron, I_s é a corrente de saturação de polarização reversa e R_s é a resistência série do LED.

A equação (1.1) representa o modelo elétrico completo do LED. É possível linearizá-la em torno do ponto de operação, o que resulta em um modelo útil, equação (1.2), para análises de topologias de conversores para o acionamento de LEDs (SOARES, 2014).

O modelo linearizado, dado pela equação (1.2), representa o LED como sendo uma fonte de tensão constante em série com um diodo ideal e uma resistência. Sendo que V_t representa a tensão de limiar e R_t a resistência dinâmica do LED. A Figura 3 mostra o modelo simplificado do LED.

$$v_{LED}(i_{LED}) = V_t + i_{LED} \cdot R_t \quad (1.2)$$

Figura 3 – Modelo linear de um LED.



1.1.3 LEDs na iluminação pública

Os LEDs possuem um grande potencial para dominar o mercado de iluminação pública. A economia de energia que pode ser proporcionada e a melhoria na qualidade da iluminação das cidades devido a seu alto índice de reprodução de cores já podem ser percebidas através das diversas instalações existentes ao redor do mundo. Todavia, há que se considerar a existência de um longo caminho para que essa tecnologia venha a se tornar uma realidade viável, uma vez que sua aplicação em iluminação pública ainda é relativamente recente (RODRIGUES, 2012).

Na iluminação à base de LEDs, não existe uma única fonte luminosa emitindo fluxo luminoso para todos os lados, e sim um conjunto de LEDs emitindo fluxo luminoso de forma direcionada, com auxílio de todo o aparato óptico que compõe a luminária LED. Este direcionamento causa a diminuição da poluição luminosa e uma distribuição mais eficiente (NOGUEIRA, 2013).

O projeto de um sistema de iluminação empregando luminárias LEDs traz um melhor resultado tanto em termos fotométricos, quanto à economia de energia, uma vez que a iluminação empregando LEDs causa redução na carga instalada (TSAO, 2004). Levando em consideração a questão da resposta dinâmica do olho humano, a luz branca produzida por luminárias LED produz uma melhor sensação de luminosidade em condições de baixa luminância, situação comum em iluminação pública (CASAGRANDE et al., 2013).

Outras vantagens das luminárias LED para iluminação pública podem ser citadas, como por exemplo em Rodrigues et al. (2011), Nogueira (2013):

- Elevado índice de reprodução de cores;
- *Design* livre adaptado para diferentes ambientes;
- Longa vida útil;
- Redução dos custos de manutenção;
- Fonte de luz com menor nível de componentes tóxicos (ausência de mercúrio);
- Partida e religamento instantâneos, sem afetar a vida útil dos LEDs;
- Possibilidade de dimerização e tele gerenciamento;
- Possuem *drivers* com elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (THDi);

A principal desvantagem das luminárias empregando LEDs é o seu elevado custo em comparação com sua principal concorrente (luminárias empregando lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão). A luminária LED pode ter um retorno financeiro longo, muitas vezes maior que a própria vida útil da luminária (SALES, 2011).

As luminárias aplicadas em iluminação pública, atualmente, com lâmpada de descarga em alta pressão utilizam reatores eletromagnéticos para seu funcionamento. Já as luminárias LED, necessitam de um circuito eletrônico de acionamento (também conhecidos como *drivers*) que é mais complexo que os atuais reatores eletromagnéticos. Estes circuitos de acionamento devem ter o mesmo tempo de vida útil dos LEDs a fim de manter o funcionamento adequado da luminária LED.

1.2 CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA

Um circuito eletrônico de potência tem como finalidade corresponder às condições da tensão e da corrente da carga em função da fonte de alimentação. Estes convertem um tipo ou nível de uma forma de onda de corrente ou tensão em outra e por esta razão são chamados de conversores (HART, 2012).

Do ponto de vista da iluminação empregando LEDs, o conversor que tem como objetivo acionar os LEDs em uma corrente definida, de valor médio constante e adequado para não causar aceleração da depreciação do fluxo luminoso emitido pelos LEDs. Fazem a interface entre a rede elétrica, de baixa frequência e tensão senoidal, e a carga formada por um ou mais arranjos de LEDs, associados de maneira adequada (paralelo, série, série-paralelo, matricialmente, etc.).

Em uma luminária LED, o *driver* é o elemento de menor confiabilidade, por fazer uso de diversos componentes eletrônicos que estão sujeitos a falhas catastróficas e prematuras. Portanto, na construção de uma luminária LED, o tipo de *driver* escolhido deve ser robusto e confiável o bastante para que a luminária possa atingir o tempo de vida esperado (NOGUEIRA, 2013). Além disso, este deve atender requisitos de qualidade de energia impostos por órgãos reguladores, ou seja, possuir um alto fator de potência.

Os conversores utilizados para acionar LEDs geralmente operam em alta frequência (acima de 20kHz) o que faz com que seu peso e volume sejam reduzidos. Entretanto, este tipo de operação ocasiona o surgimento de interferência eletromagnética e pode exigir um circuito para correção do fator de potência integrado a esses conversores, o que aumenta a complexidade e custo do sistema. Além disso, esses circuitos em alguns casos costumam adotar capacitores eletrolíticos, o que poderia resultar em baixa confiabilidade e redução do tempo de vida do *driver*.

Embora algumas topologias sofisticadas sejam frequentemente propostas como conversores para LEDs, é sempre interessante investigar soluções simples e que também sejam compatíveis com a longa vida útil do conjunto de LEDs. Uma dessas soluções é utilizar *drivers* que operem em baixa frequência.

Conversores em baixa frequência apresentam um número reduzido de componentes que tornam o circuito menos susceptível a falhas. Além disso, é possível evitar a utilização de capacitores eletrolíticos na confecção desses circuitos aumentando, assim, a sua vida útil. Outras características de *drivers* em baixa frequência podem ser vistas em Alonso et al. (2012), Nogueira et al. (2015a).

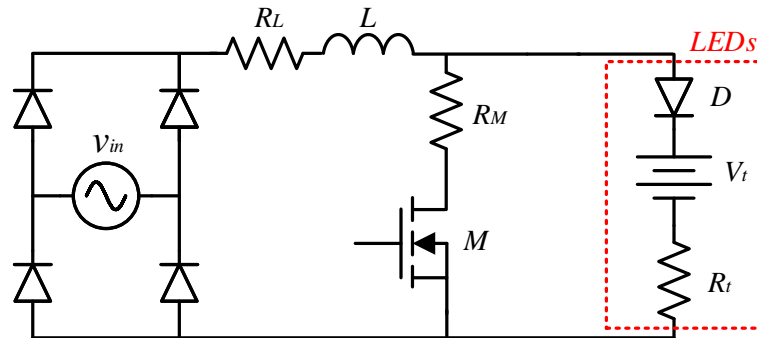
No presente trabalho, será empregado um conversor CA-CC baseado no pré-regulador *boost* comutado em baixa frequência utilizado como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública de 165 W. Este tipo de conversor tem a capacidade de proporcionar um fator de potência naturalmente elevado com conteúdo harmônico reduzido da corrente de entrada (SUGA et al., 1993).

Neste caso, o conversor tem seu interruptor acionado em baixa frequência (duas vezes a frequência da rede elétrica, normalmente 100 Hz ou 120 Hz), mediante ao pulso único a cada meio ciclo da forma de onda da tensão de entrada (NOGUEIRA, 2013; CHENG et al., 2008; SUGA et al., 1993).

A Figura 4 mostra o conversor de baixa frequência inspirado no pré-regulador *boost* como um circuito de acionamento de LEDs. Nessa figura, a tensão da fonte de alimentação é representada por v_{in} , o indutor por L e o transistor de comutação por M . O arranjo de LEDs é representado pelo seu modelo elétrico clássico, um diodo ideal D com uma resistência R_t em série com uma queda de tensão V_t . As perdas que ocorrem no indutor real são consideradas de forma simplificada aqui, de modo que a resistência série R_L do

indutor é incluída na análise, bem como a resistência de condução R_M do interruptor M. Observa-se que o capacitor de saída não está sendo empregado, aumentando assim, a vida útil do conversor. O circuito da 4 será analisado com mais detalhes no Capítulo 2.

Figura 4 – Conversor de baixa frequência aplicado para iluminação pública.



1.3 CONCEITOS DE MODELAGEM

A modelagem tem como objetivo desenvolver e implementar modelos matemáticos que representam sistemas reais (processos) (AGUIRRE, 2007). As técnicas de modelagem podem ser divididas em três categorias denominadas de: modelagem caixa branca, caixa preta e caixa cinza.

A modelagem caixa branca, também conhecida como modelagem pela física ou natureza do processo ou ainda modelagem conceitual, é caracterizada por descrever sistema com base nas leis físicas do processo. Na modelagem caixa preta ou modelagem empírica os sistemas são identificados por técnicas que não necessitam de um conhecimento prévio do processo. Como pode ser visto na Figura 5, o modelo matemático é estimado de acordo com a relação entre a entrada e saída do sistema.

Figura 5 – Visão geral da modelagem caixa preta.



A modelagem caixa cinza, por sua vez, é caracterizada por utilizar informações auxiliares (física do processo) que não estão sendo consideradas nos dados utilizados na identificação. No presente trabalho, será feito um comparativo entre as modelagens caixa branca e caixa preta aplicadas a um conversor de baixa frequência.

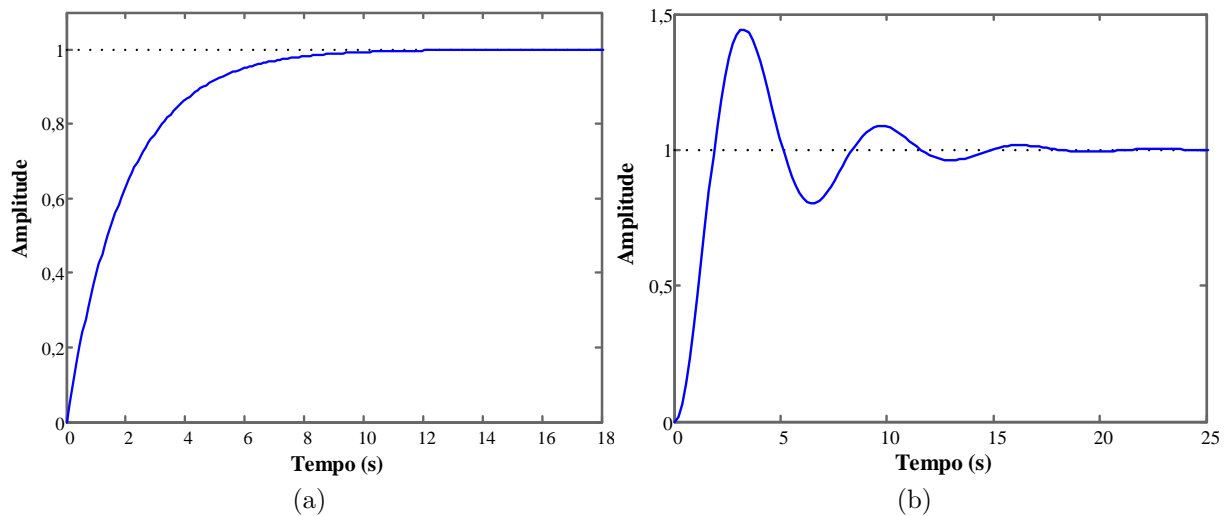
1.3.1 Identificação de sistemas

A identificação de sistemas (modelagem caixa preta), segundo Aguirre et al. (2007), possui métodos que podem ser divididos em duas categorias básicas: métodos paramétricos e não-paramétricos.

Os métodos não-paramétricos são aqueles que não há parâmetros de equação a serem determinados, são utilizados na obtenção da resposta em frequência, ao impulso ou ao degrau na entrada de um sistema linear invariante no tempo. O modelo não é obtido diretamente em forma de uma função de transferência, e sim em forma de gráficos.

A Figura 6 contém as respostas características ao degrau unitário aplicado em um sistema de primeira (a) e segunda ordem (b). Estas exemplificam um método não-paramétrico (resposta ao degrau unitário), nos quais os dados da função de transferência são extraídos a partir de análises destes gráficos. Técnicas utilizadas para adquirir a função de transferência por meio de gráficos bem conhecidas na engenharia podem ser vistas em Ogata (2010), Aguirre et al. (2007).

Figura 6 – Resposta característica ao degrau de um (a) sistema de primeira ordem (b) sistema de segunda ordem.



Os métodos paramétricos são aqueles utilizados para estimar parâmetros do modelo matemático com base nas variáveis observadas do sistema de acordo com um critério predefinido (AGUIRRE et al., 2007). Estes métodos, por sua vez, podem ser lineares ou não lineares.

Em métodos de estimação paramétrica lineares, as variáveis dependentes e independentes devem ser identificadas (BASHIR; WEI, 2015). Estes modelos possuem apenas uma fórmula (equação) a ser determinada, tornando o método mais simples entre os métodos de estimação. Métodos paramétricos não lineares apresentam uma complexidade maior, diversas técnicas são encontradas em Aguirre (2007), Aguirre et al. (2007), Ljung (1998).

1.4 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

Com a evolução da tecnologia, técnicas eficientes para a produção de luz foram desenvolvidas, uma vez que sistemas de iluminação, principalmente pública, representam uma parcela considerável no consumo mundial de energia elétrica.

Os diodos emissores de luz possuem um grande potencial para dominar o mercado de iluminação pública devido a economia de energia proporcionada e seu elevado índice de reprodução de cores. Estes são acionados por controladores eletrônicos, que fazem a interface entre a rede elétrica e a carga, e têm papel fundamental na evolução desta tecnologia. Os LEDs devem ser acionados em uma corrente definida, de valor médio constante e adequado para não causar aceleração da depreciação do seu fluxo luminoso.

O circuito dos *drivers* possui componentes não lineares o que torna sua utilização em malha aberta inviável. Dessa forma, este trabalho tem por objetivo projetar um controlador digital para que o conversor atue em malha fechada, obtendo assim o valor médio da corrente de saída constante (erro nulo em regime permanente).

O controlador será sintonizado com o auxílio do modelo matemático que descreva o conversor. Este modelo será obtido pela modelagem clássica (caixa branca) e pela modelagem caixa preta que é uma alternativa mais simples e rápida. O presente trabalho está dividido em 6 capítulos, cujo os conteúdos são apresentados a seguir.

No capítulo 2, será feita uma descrição matemática do conversor de baixa frequência, bem como o desenvolvimento da sua modelagem de pequenos sinais (caixa branca). O modelo encontrado será validado por meio das respostas ao degrau e em frequência do conversor. Estas comprovações serão efetuadas tanto mediante a simulações quanto experimentalmente.

O capítulo 3 apresenta a modelagem do conversor de baixa frequência empregando a técnica de Hammerstein. Serão mostradas as etapas presentes na modelagem caixa preta, como por exemplo, a geração e coleta dos dados de entrada e saída do *driver*, bem como a implementação e validação do modelo estimado.

No capítulo 4, será feito o projeto do controlador, no domínio da frequência, considerando os modelos obtidos pelas modelagens de pequenos sinais e de Hammerstein. Este por sua vez, será discretizado e implementado em um microcontrolador para efetuar o controle digital do conversor.

O capítulo 5 mostra os resultados obtidos em testes realizados no laboratório. O sistema em malha fechada, será perturbado com variações na tensão de alimentação, na referência e na carga.

Por fim, no capítulo 6 estão as conclusões do trabalho bem como as propostas para trabalhos futuros.

2 MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA

Apesar de a tensão de alimentação nominal em sistemas de iluminação pública ter um valor eficaz típico de 220 V, as concessionárias de energia podem fornecer uma tensão eficaz que varia de 202 V a 231 V (ANEEL, 2016). Essas variações, além de causarem mudanças no fluxo luminoso da luminária, podem levar os LEDs a trabalharem com correntes acima das recomendadas pelo fabricante, o que pode acarretar em uma redução de sua vida útil ou mesmo levá-los a uma falha catastrófica. Portanto, é necessário projetar um circuito de controle para atuar em malha fechada, a fim de se manter a corrente nos LEDs no valor adequado, mesmo que variações ocorram na tensão de entrada ou nas características da carga. Porém para que tal projeto possa ser realizado, é preciso encontrar um modelo matemático que descreva o comportamento de pequenos sinais do conversor.

Este capítulo irá mostrar a primeira proposta de modelagem do *driver* de baixa frequência inspirado no pré-regulador *boost*. Esta é do tipo caixa branca, nos quais as características físicas do conversor serão equacionadas. Será apresentado a modelagem de pequenos sinais com base no valor médio das variáveis de interesse.

A modelagem de pequenos sinais baseia-se em linearizar e perturbar as variáveis do circuito médio, para que possam ser representadas no domínio da frequência complexa (s). Dessa forma, foi realizada a modelagem apresentada em Alonso et al. (2013). Esta técnica consiste em substituir os elementos não-lineares do conversor por fontes de correntes que representam as perturbações de pequenos sinais na corrente média.

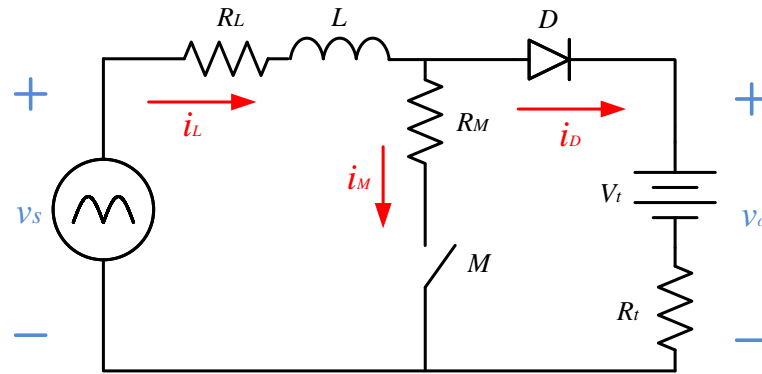
2.1 CONVERSOR DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST*

Para realizar a modelagem de pequenos sinais (caixa branca) do conversor, é preciso conhecer as características físicas do circuito, bem como as equações matemáticas que descrevem o comportamento da corrente nos elementos estáticos do *driver*. Esta seção destina-se a escrever estas equações.

A Figura 4 pode, então, ser simplificada para fins de modelagem, como mostra a Figura 7. O MOSFET foi substituído por um interruptor e a tensão de entrada do conversor (ou saída do retificador de onda completa) é representada pela equação (2.1).

$$v_s(t) = |V_p \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (2.1)$$

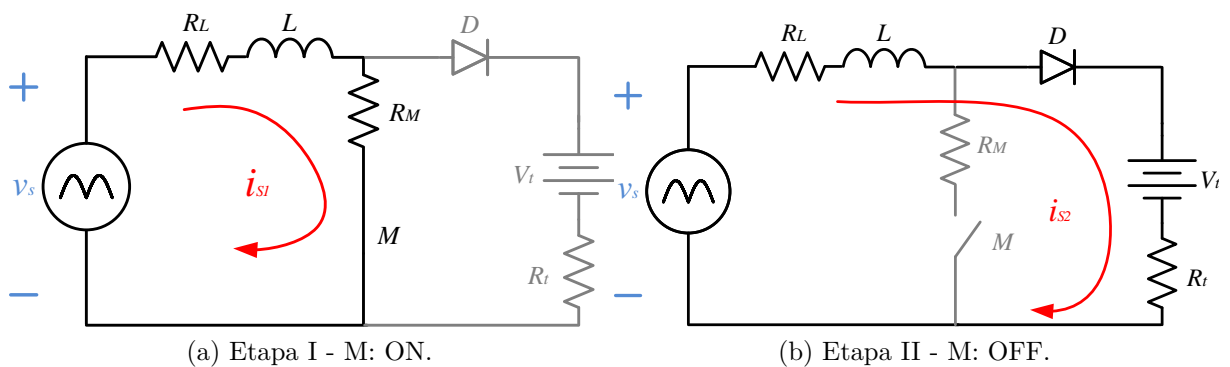
Figura 7 – Circuito equivalente do conversor de baixa frequência para fins de modelagem.



Sabendo que o pico da tensão da entrada é V_p , é possível encontrar, analiticamente, a expressão da corrente nos elementos não-lineares considerando duas etapas de operação do conversor para cada meio ciclo da tensão de entrada. Para cada etapa, presente na Figura 8, é necessário resolver a equação diferencial que é obtida por meio da análise da malha do circuito equivalente.

A Etapa I corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor M está fechado (de 0 a t_{on}) e a Etapa II corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor M está aberto em cada período de comutação do MOSFET. Neste segundo estágio a corrente de entrada cai a zero, caracterizando o modo de condução descontínua (DCM do inglês, *Discontinuous Conduction Mode*).

Figura 8 – Etapas de funcionamento do conversor de baixa frequência.



Por meio da análise do circuito equivalente da Etapa I, pode-se escrever a seguinte equação diferencial.

$$v_s(t) = L \cdot \frac{di_{s1}(t)}{dt} + R_1 \cdot i_{s1}(t) \quad (2.2)$$

Na equação (2.2), i_{s1} é a corrente de entrada na primeira etapa de operação e R_1 a soma das resistências R_L e R_M . Sua solução, de acordo com Nogueira et al. (2015b), é

dada pela equação (2.3). Em que a_1 e $b_1(t)$ são representados pelas equações (2.4) e (2.5), respectivamente.

$$i_{s1}(t) = a_1 \cdot e^{\frac{R_1}{L} \cdot t} - b_1(t) \quad (2.3)$$

$$a_1 = \frac{L \cdot V_p \cdot \omega}{Z_1^2} \quad (2.4)$$

$$b_1(t) = \frac{R_1 \cdot V_p}{Z_1^2} \left[\frac{L}{R_1} \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \quad (2.5)$$

$$Z_1^2 = (L \cdot \omega)^2 + R_1^2 \quad (2.6)$$

Por meio da análise do circuito equivalente da Etapa II, este pode ser expresso pela equação diferencial (2.7), no qual R_2 é dado pela soma das resistências R_L e R_t . Seguindo os passos descritos em Nogueira et al. (2015b), a solução da equação (2.7) é dada por (2.8). Sendo que a_2 e $b_2(t)$ são representadas pelas equações (2.9) e (2.10), respectivamente. A variável t_{on} representa o tempo em que o interruptor M permanece fechado em um período de comutação.

$$v_s = L \cdot \frac{di_{s2}(t)}{dt} + R_2 \cdot i_{s2}(t) + V_t \quad (2.7)$$

$$i_{s2}(t - t_{on}) = a_1 \cdot e^{\frac{-R_2}{L} \cdot (t - t_{on})} + b_2(t) \quad (2.8)$$

$$a_2 = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_p \cdot R_2^2}{Z_2^2} \left[\frac{L \cdot \omega}{R_2^2} \cos(\omega \cdot t_{on}) - \text{sen}(\omega \cdot t_{on}) \right] + a_1 \cdot e^{-\frac{R_1}{L} \cdot t_{on}} - b_1(t_{on}) \quad (2.9)$$

$$b_2(t) = \frac{V_o}{R_2} + \frac{V_p \cdot R_2^2}{Z_2^2} \left[\frac{L \cdot \omega}{R_2^2} \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \quad (2.10)$$

$$Z_2^2 = R_2 \cdot [(L \cdot \omega)^2 + R_2^2] \quad (2.11)$$

O conversor trabalha no modo de condução descontínua, logo a corrente que flui pelo interruptor (i_M) e pelo diodo (i_D) é facilmente descrita pelas equações (2.12) e (2.13), respectivamente.

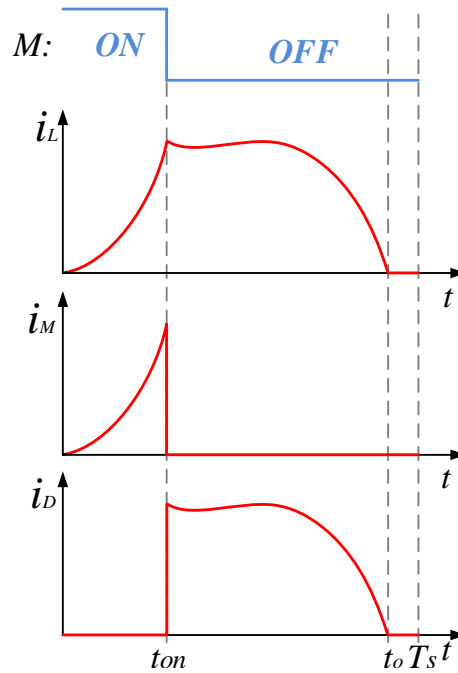
$$i_M = i_{s1} \quad (2.12)$$

$$i_D = i_{s2} \quad (2.13)$$

Os parâmetros dos componentes do protótipo do conversor estão presentes na Tabela 1. A Figura 9 mostra as formas de onda da corrente de interesse do conversor em meio ciclo da rede. A variável i_L representa a corrente no indutor.

Tabela 1 – Parâmetros nominais do protótipo do conversor.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_s	Tensão eficaz de entrada	220 V
f_{linha}	Frequência da tensão de entrada	60 Hz
f_s	Frequência de comutação	120 Hz
t_{on}	Tempo do interruptor fechado	2,65 ms
L	Indutância	370 mH
R_L	Resistência série do indutor	13,6 Ω
R_M	Resistência série do MOSFET	0,25 Ω
I_o	Corrente média nos LEDs	540 mA
V_t	Queda de tensão nos LEDs	259,2 V
R_t	Resistência Série do Arranjo de LEDs	24,384 Ω

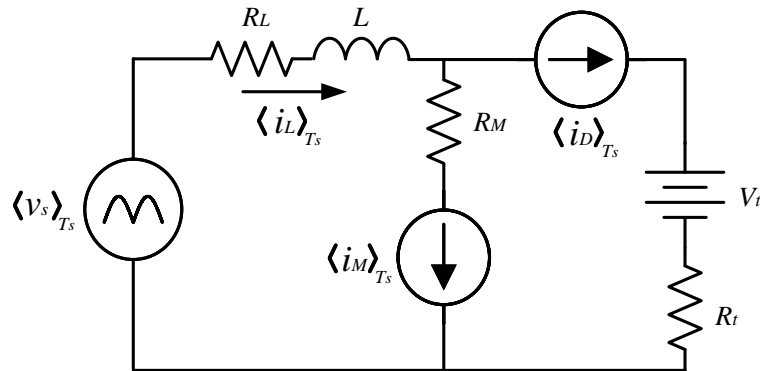
Figura 9 – Formas de onda do *driver* de baixa frequência em meio ciclo da rede.

2.2 MODELO MÉDIO DO CONVERSOR

Conforme foi dito anteriormente, a modelagem de pequenos sinais baseia-se em linearizar e perturbar as variáveis do circuito médio, para que possam ser representados no domínio variável de Laplace. Portanto, o circuito que retrata o valor médio das variáveis do conversor deve ser encontrado.

A partir das expressões analíticas que descrevem o comportamento dos componentes não-lineares do circuito, o modelo médio equivalente pode ser empregado, como está sendo mostrado na Figura 10. Observa-se que os elementos não lineares foram substituídos por fontes de corrente. O sinal $\langle \rangle_{T_s}$ representa o valor médio das variáveis em um período de comutação.

Figura 10 – Modelo médio equivalente do conversor de baixa frequência.



Os valores das fontes de corrente e da tensão de entrada são representados pelas equações (2.14), (2.15) e (2.16), respectivamente.

$$\langle i_M \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_M(t) \cdot dt \quad (2.14)$$

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_D(t) \cdot dt \quad (2.15)$$

$$\langle v_s \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_s(t) \cdot dt = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2.16)$$

Nos conversores convencionais, comutados em alta frequência, o comportamento médio do circuito da Figura 10 é válido para altas frequências. Para encontrar o comportamento médio de baixa frequência do circuito, como foi mostrado em Alonso et al. (2013), basta calcular o valor médio das fontes do circuito equivalente de alta frequência em meio período da rede.

No caso de conversores de baixa frequência, o comportamento médio do circuito da Figura 10 é válido, visto que a frequência de comutação é igual ao dobro da frequência da rede. Isto é, $T_s = T_{linha}/2$.

2.3 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR

O modelo de pequenos sinais do *driver* de baixa frequência pode ser obtido pela linearização das expressões das correntes médias (2.14) e (2.15), no ponto de operação do conversor e escrevendo as variações $\Delta \langle i_M \rangle_{T_s}$ e $\Delta \langle i_D \rangle_{T_s}$ como combinações lineares em função das variáveis de interesse. Estas variáveis são aquelas que descrevem o comportamento da corrente média dos interruptores estáticos (neste caso, t_{on} e v_p : pico da tensão de entrada). As combinações lineares obtidas são dadas pelas equações (2.17) e (2.18).

$$\Delta \langle i_M \rangle_{T_s} = J_{Mt} \cdot \Delta t_{on} + G_{Mv} \cdot \Delta v_p \quad (2.17)$$

$$\Delta \langle i_D \rangle_{T_s} = J_{Dt} \cdot \Delta t_{on} + G_{Dv} \cdot \Delta v_p \quad (2.18)$$

As constantes J_{Mt} , G_{Mv} , J_{Dt} e G_{Dv} são as derivadas parciais das correntes médias dos interruptores no ponto de operação Q do conversor, que são definidas pelas equações (2.19), (2.20), (2.21) e (2.22), respectivamente.

$$J_{Mt} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_s}}{\partial t_{on}} \right|_Q \quad (2.19)$$

$$G_{Mv} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_s}}{\partial v_p} \right|_Q \quad (2.20)$$

$$J_{Dt} = \left. \frac{\partial \langle i_D \rangle_{T_s}}{\partial t_{on}} \right|_Q \quad (2.21)$$

$$G_{Dv} = \left. \frac{\partial \langle i_D \rangle_{T_s}}{\partial v_p} \right|_Q \quad (2.22)$$

São mostradas respectivamente em (2.23) e (2.24), as expressões que representam J_{Dt} e G_{Dv} , que serão utilizadas para se obter as principais funções de transferência desse conversor. As demais expressões literais são igualmente extensas, sendo omitidas aqui. Essas podem ser obtidas manipulando-se as relações indicadas, ou com auxílio de aplicativos capacitados para álgebra simbólica, como o MATLAB por exemplo.

$$J_{Dt} = - \frac{\omega \{ A \cdot L \cdot \omega \cdot V_p \cdot Z_2^2 [R_1 - B(R_1 - R_2)] - (B - 1)C + B \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot Z_2^2 \cdot V_p \cdot \sin(\alpha) \}}{\pi \cdot R_2 \cdot Z_1^2 \cdot Z_2^2} \quad (2.23)$$

$$G_{Dv} = - \left\{ \frac{R_2^2 [\cos(\beta) - \cos(\alpha)] + D}{\pi \cdot R_2 \cdot Z_2^2} + \frac{L \cdot \omega (B - 1) [R_1 \cdot \sin(\alpha) + A \cdot L \cdot \omega]}{\pi \cdot R_2 \cdot Z_1^2} \right\} \quad (2.24)$$

sendo que:

$$\alpha = \omega \cdot t_{on}; \quad \beta = \omega \cdot t_o;$$

$$A = e^{-\frac{R_1 \cdot t_{on}}{L}} - \cos(\alpha); \quad B = e^{-\frac{R_2 \cdot (t_o - t_{on})}{L}};$$

$$C = V_p \cdot \sin(\alpha) [R_2^2 \cdot Z_1^2 + L^2 \omega^2 (Z_1^2 - Z_2^2)] - V_o \cdot Z_1^2 \cdot Z_2^2;$$

$$D = L \cdot \omega \cdot R_2 [\sin(\beta) - \sin(\alpha)] + (B - 1) [L^2 \omega^2 \cos(\alpha) - L \omega R_2 \sin(\alpha)]. \quad (2.25)$$

A representação em pequenos sinais válida para baixas frequências das variáveis i_M e i_D no domínio da frequência complexa pode ser encontrada reescrevendo as equações (2.17) e (2.18).

$$i_M(s) = J_{Mt} \cdot t_{on}(s) + G_{Mv} \cdot v_p(s) \quad (2.26)$$

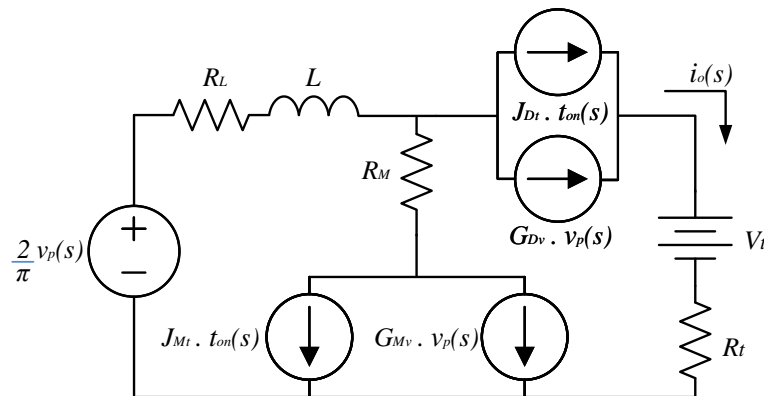
$$i_D(s) = J_{Dt} \cdot t_{on}(s) + G_{Dv} \cdot v_p(s) \quad (2.27)$$

Com base nas equações (2.26) e (2.27), o modelo equivalente médio de pequenos sinais pode ser encontrado conforme a Figura 11. A resolução deste circuito equivalente nos fornece as funções de transferência do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*.

Analisando a malha de saída do conversor da Figura 11, encontra-se a equação (2.28). A partir dela, ambas funções de transferência do conversor podem ser obtidas aplicando o princípio da superposição.

Primeiramente, considerando a tensão de entrada como um distúrbio, isto é, fazendo $v_p(s) = 0$, a função de transferência da saída em relação ao sinal de controle é encontrada como sendo (2.29). Em seguida, fazendo $t_{on}(s) = 0$, a função de transferência da saída em relação a tensão de pico de entrada é encontrada como sendo (2.30).

Figura 11 – Circuito equivalente médio para análise de pequenos sinais.



$$i_o(s) = J_{Dt} \cdot t_{on}(s) + G_{Dv} \cdot v_p(s) \quad (2.28)$$

$$T_t(s) = \frac{i_o(s)}{t_{on}(s)} = J_{Dt} \quad (2.29)$$

$$T_v(s) = \frac{i_o(s)}{v_p(s)} = G_{Dv} \quad (2.30)$$

Os parâmetros encontrados para o modelo de pequenos sinais, por meio da substituição dos valores da Tabela 1 nas equações (2.19), (2.20), (2.21) e (2.22), estão presentes na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais.

Parâmetro	Valor	Unidade
J_{Mt}	118,1631	A/s
G_{Mv}	$3,5182 \times 10^{-4}$	A/V
J_{Dt}	273,7343	A/s
G_{Dv}	$5,324 \times 10^{-3}$	A/V

A função de transferência da saída em relação ao sinal de controle, $T_t(s)$, possui ordem zero, isto é, não contém polos nem zeros. Observa-se que a corrente de saída do *driver* não depende da corrente do indutor. Este fato ocorre, pois o conversor opera em DCM, fazendo com que a corrente no indutor deixe de ser uma variável de estado.

Constata-se em Alonso et al. (2013), Almeida (2014), que a função de transferência obtida pela modelagem de pré-reguladores operando em DCM possui ordem maior que zero por causa da presença do capacitor de saída. Como a topologia proposta não possui este capacitor na saída, a função de transferência $T_t(s)$, apresenta ordem zero.

2.4 VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS

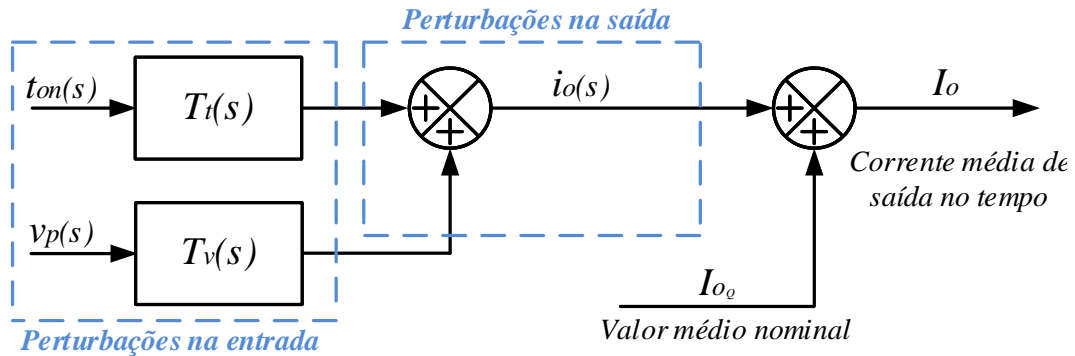
A validação do modelo de pequenos sinais foi realizada a partir da resposta ao degrau de t_{on} e pela análise em frequência do conversor. Estas comprovações foram realizadas tanto mediante a simulação computacional no *software* PSIM quanto por testes experimentais utilizando o protótipo do conversor.

2.4.1 Resposta ao degrau

Primeiramente, foram realizadas simulações no *software* PSIM. A resposta ao degrau foi feita comparando o modelo comutado (presente na Figura 4) com o de pequenos sinais do conversor. Os parâmetros utilizados na simulação foram os valores nominais do protótipo mostrados na Tabela 1.

A Figura 12 mostra como realizar a simulação de um modelo de pequenos sinais. As funções de transferência modelam o comportamento da corrente média com base nas pequenas variações em suas respectivas entradas, com o conversor operando em regime nominal. Logo, a simulação do modelo deve ser realizada somando as perturbações geradas na corrente de saída $i_o(s)$, ao valor nominal em regime, I_o , obtendo assim o real valor da média de i_o no tempo.

Figura 12 – Forma de simular o modelo médio de pequenos sinais.



As perturbações introduzidas na simulação foram a aplicação de um afundamento de 10% na tensão da rede entre 250 ms e 300 ms. Em seguida, foi injetado um degrau de -10% no t_{on} em 350 ms, retornando ao valor nominal aos 400 ms. Posteriormente, foi aplicado um degrau de +5% no t_{on} em 450 ms.

A Figura 13 mostra as formas de onda da simulação em malha aberta dos modelos. Nota-se que a comparação é realizada com base nos valores médios. Os resultados apresentados mostrou-se uma concordância razoável entre ambos. Para uma análise quantitativa, estes resultados foram colocados na Tabela 3, que na última coluna, contém o erro percentual considerando o modelo chaveado do PSIM como referência.

Figura 13 – Resultados de simulação em malha aberta do conversor de baixa frequência.

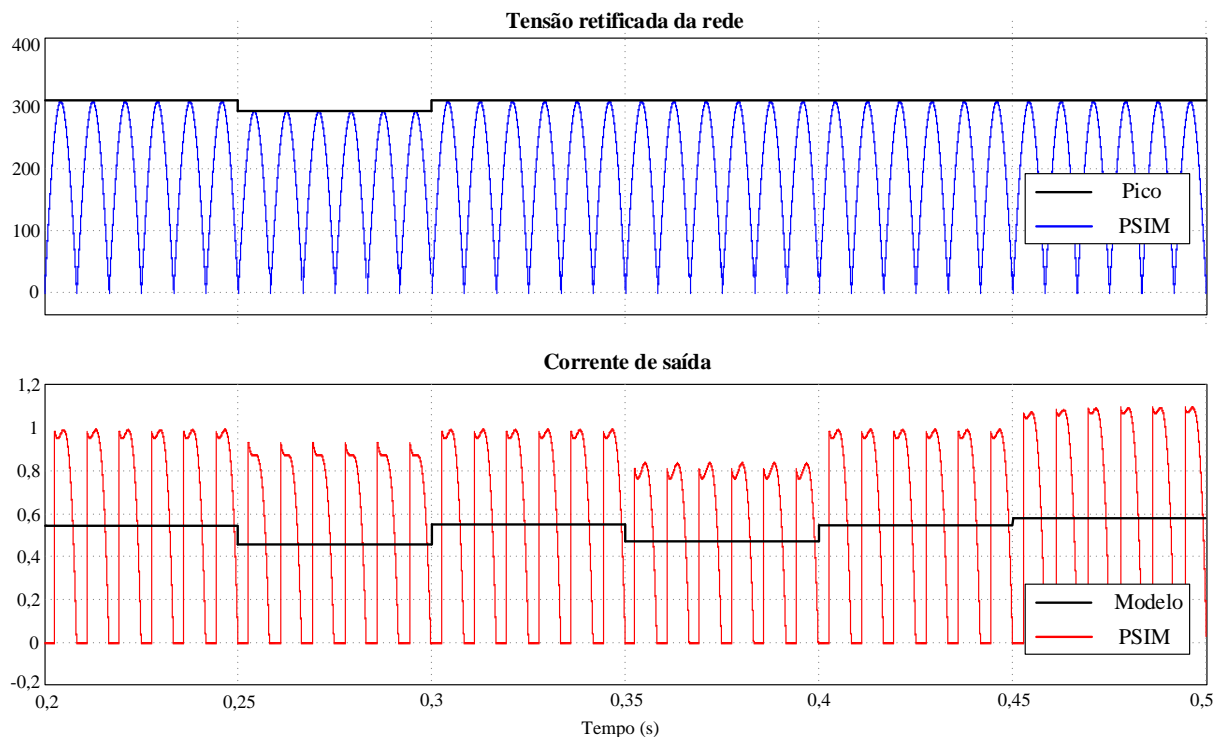


Tabela 3 – Resultados obtidos pela simulação em malha aberta do conversor de baixa frequência.

Faixa [s]	V_p [V]	t_{on} [ms]	Corrente média		
			PSIM [mA]	Modelo [mA]	Erro [%]
0,2 a 0,25	311	2,65	543,62	543,46	0,03
0,25 a 0,3	279,9	2,65	462,85	460,66	0,47
0,3 a 0,35	311	2,65	543,62	543,46	0,03
0,35 a 0,4	311	2,385	468,36	470,92	0,54
0,4 a 0,45	311	2,65	543,62	543,46	0,03
0,45 a 0,5	311	2,7825	574,17	579,72	0,97

As perturbações introduzidas no protótipo do *driver* de baixa frequência foram a aplicação de um afundamento de 10% na tensão da rede e um degrau de -13% no t_{on} . As formas de ondas obtidas com auxílio do osciloscópio DPO3014 da TEKTRONIX, estão mostradas nas Figuras 14 e 15. Em ambos os casos, o protótipo do conversor mostrou-se semelhante com o simulado, como pode ser visto na Tabela 4, que compara os valores simulados com os obtidos experimentalmente junto ao protótipo.

Tabela 4 – Resultados obtidos em malha aberta do protótipo do *driver*.

V_p [ms]	t_{on} [ms]	Corrente média		
		PSIM [mA]	Modelo [mA]	Protótipo [mA]
311	2,65	543,62	543,46	545
279,9	2,65	462,85	460,66	452,2
311	2,3	443,15	447,19	432,8

Figura 14 – Corrente média de saída em malha aberta do conversor de baixa frequência para um afundamento de 10% da tensão da rede.

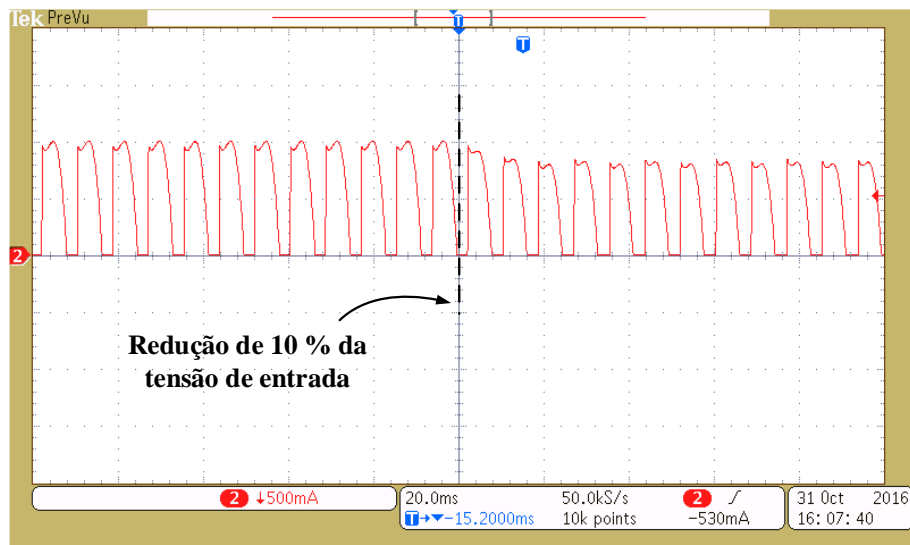
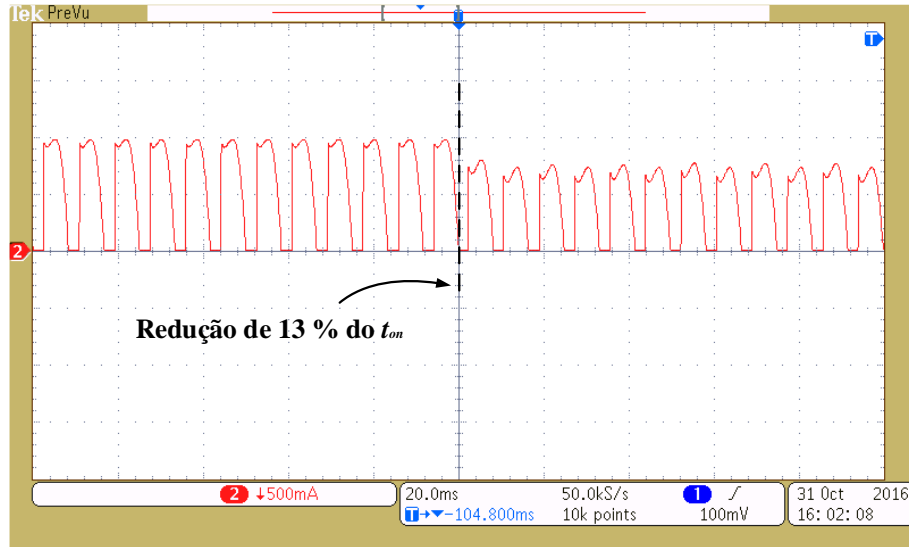


Figura 15 – Corrente média de saída em malha aberta do conversor de baixa frequência para um degrau de -13% de t_{on} .



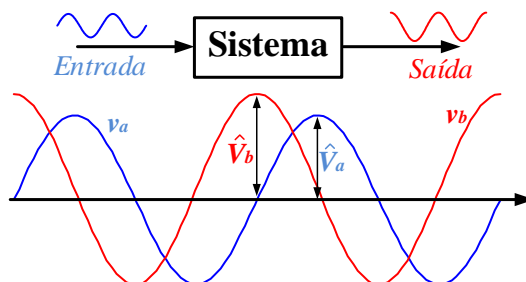
2.4.2 Resposta em frequência

Esta seção destina-se a apresentar a metodologia empregada para obter a resposta em frequência do conversor. Em sistemas dinâmicos lineares estáveis, a resposta em frequência é o comportamento da saída em regime permanente para uma entrada senoidal. Estes resultados podem ser representados por diagramas de Bode, que são gráficos de magnitude e fase do sistema em função da frequência (OGATA, 2010).

Para construir os diagramas de Bode de um sistema desconhecido, é necessário aplicar uma senoide na entrada e obter a de saída. Deve-se, então, calcular a relação entre as amplitudes (módulo em [dB]) e a diferença de fase das mesmas.

A Figura 16 mostra a metodologia para obter o gráfico de magnitude de um sistema linear. Primeiramente, deve-se aplicar a tensão de entrada v_a , cujo o pico é \hat{V}_a . Em seguida, obter a amplitude \hat{V}_b do seno de saída. O ganho em dB é calculado conforme a equação (2.31). Este processo deve ser repetido para diferentes frequências da senoide de entrada, e os dados obtidos plotados em gráficos *monolog*.

Figura 16 – Resposta em frequência de sistemas lineares com uma entrada senoidal.

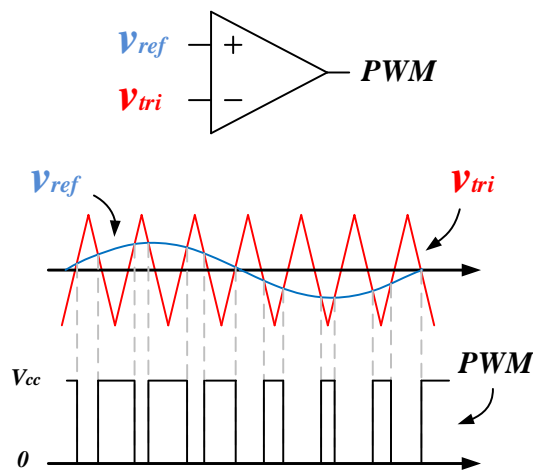


$$Ganho = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\hat{V}_b}{\hat{V}_a} \right) \quad (2.31)$$

No caso de conversores em que o sinal de entrada é uma onda quadrada, a resposta em frequência é adquirida por meio da modulação da senoide de entrada. Esta técnica é chamada de modulação por largura de pulso (PWM) senoidal.

A Figura 17 mostra o princípio da modulação por largura de pulso senoidal unipolar. A saída de um PWM requer um sinal de referência v_{ref} , que é uma senoide neste caso, e um sinal portador que é a triangular v_{tri} , que determina a frequência de comutação do conversor (HART, 2012). Estes sinais são comparados entre si. Quando o valor do seno de referência é maior que a portadora triangular, a saída é V_{cc} . Caso o valor do seno de referência seja menor que a portadora, a saída é 0.

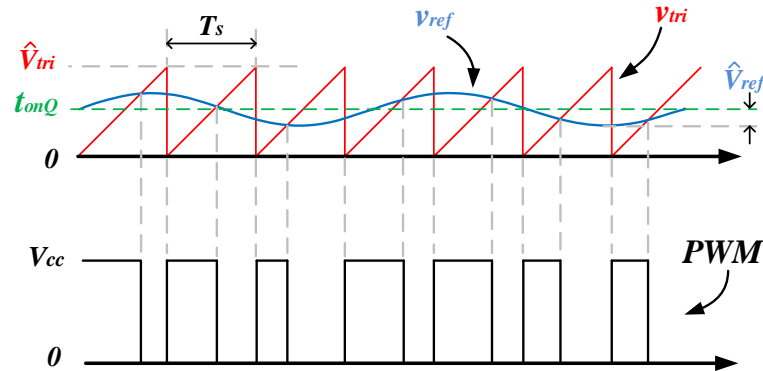
Figura 17 – Princípio de modulação por largura de pulso.



No presente trabalho, utilizou-se uma senoide de referência que varie o t_{on} em torno do seu ponto de operação. Logo, v_{ref} possui uma componente DC dada por t_{onQ} e amplitude de 0,265 (10% do ponto de operação). Observa-se que o seno de referência contém as informações do tempo em que o interruptor M permanecerá fechado em um período de comutação.

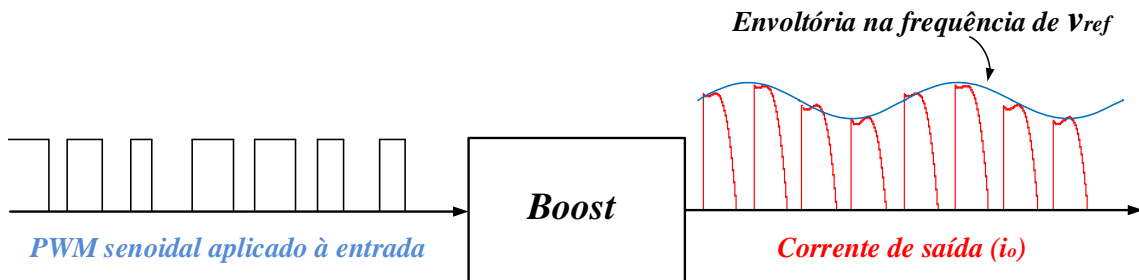
Além de obter a resposta em frequência do conversor por meio da simulação no PSIM, a modulação também tem a função de converter o valor do sinal de v_{ref} em t_{on} . Como solução, utiliza-se uma portadora triangular com razão cíclica de 100 % (também conhecida como dente de serra) e amplitude igual ao valor do período de comutação T_s . Isso faz com que sua forma de onda, em um período, se assemelhe um quadrado. O valor da amplitude de referência será igual ao valor de t_{on} , considerando a frequência de v_{tri} muito maior que a de v_{ref} . O sinal PWM implementado para o conversor está presente na Figura 18.

Figura 18 – Modulação por largura de pulso implementada para o *driver* de baixa frequência.



O sinal PWM desenvolvido possui a informação da frequência de v_{ref} . Ao aplicar este sinal no conversor, a senoide de referência aparecerá na envoltória da corrente de saída como está ilustrado na Figura 19. A amplitude desta envoltória pode ser encontrada pela análise do espectro da corrente de saída. O *software* PSIM possui a ferramenta da FFT (transformada rápida de Fourier, do inglês, *Fast Fourier Transform*) capaz de extrair este valor. Assim, a relação entre as amplitudes (módulo em [dB]) pode ser calculada. Os ganhos em decibéis foram calculados para diferentes frequências do seno de referência por meio de simulações.

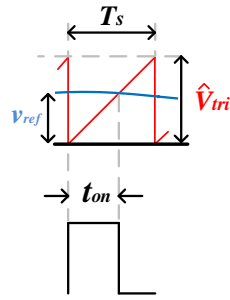
Figura 19 – Envoltória da corrente de saída ao aplicar o sinal PWM senoidal.



A fins de comparação, a resposta em frequência também foi obtida por meio do protótipo do conversor de baixa frequência. Como foi visto anteriormente, o PWM é gerado pela comparação entre duas formas de ondas. Este, então, pode ser gerado por um circuito analógico com o auxílio de geradores de sinais. Entretanto, escolheu-se implementar o PWM senoidal digital em um microcontrolador.

A Figura 20 apresenta as formas de onda da senoide de referência e da portadora triangular em um período de comutação do conversor. A equação (2.32) é encontrada, de maneira aproximada, por relações de triângulos. Deste modo, t_{on} pode ser escrito por (2.33) para cada período de comutação. A equação (2.33) não depende dos valores da portadora v_{tri} no tempo, e sim de sua amplitude máxima \hat{V}_{tri} .

Figura 20 – Análise da referência e da portadora em um período de comutação do conversor.



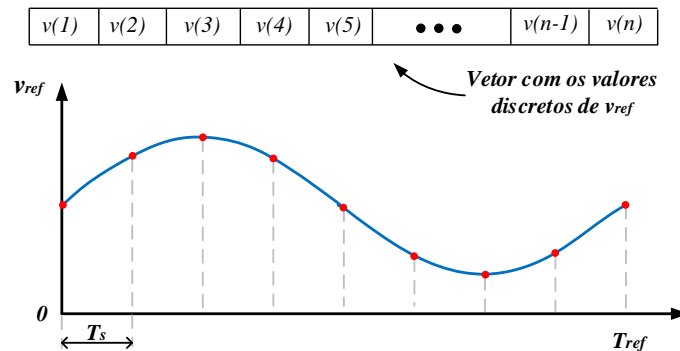
$$\frac{t_{on}}{v_{ref}} = \frac{T_s}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.32)$$

$$t_{on} = \frac{T_s \cdot v_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.33)$$

Como primeiro passo da implementação digital do PWM senoidal proposto, deve-se encontrar os valores discretos do seno de referência (com a frequência de f_{ref}), que é dado pela equação (2.34). Estes valores foram obtidos com o período de amostragem sendo igual a T_s . A Figura 21 mostra os valores discretos do seno de referência alocados em um vetor.

$$v_{ref}(t) = 0,265 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_{ref} \cdot t) + 2,65 \quad (2.34)$$

Figura 21 – Metodologia para encontrar os valores discretos do seno de referência.



Com os valores discretos encontrados, é possível obter um vetor com os valores de t_{on} a partir da equação (2.33), considerando $\hat{V}_{tri} = 8.3333$ mV. Deste modo, a onda quadrada que é conectada ao MOSFET do conversor, é gerada com a largura do pulso dada por um elemento do vetor de t_{on} em cada período, de maneira sequencial.

Como foi supracitado, ao aplicar sinal PWM senoidal implementado no conversor, o seno de referência aparecerá na envoltória da corrente de saída. Esta por sua vez, foi adquirida por meio do osciloscópio DPO3014 da TEKTRONIX. A Figura 22 mostra a forma de onda da corrente de saída do protótipo obtida por meio da modulação do seno de referência com frequência de 15 Hz. Note que a envoltória presente nesta figura, possui o mesmo período da onda modulada.

De maneira similar ao que foi realizado na simulação, a amplitude do seno de saída foi obtida mediante à ferramenta FFT capaz de encontrar o espectro da corrente de saída. A Figura 23 exemplifica este procedimento para uma senoide modulada com a frequência de 15 Hz. A amplitude de interesse, está sempre na frequência da onda modulada. Neste caso, a amplitude foi de 82,69 mV.

Por fim, as relações entre as amplitudes (módulo em [dB]) dos senos de entrada e saída foram calculadas para diferentes frequências da senoide de referência. Os ganhos em decibéis calculados para esta análise experimental foram plotados na Figura 24, bem como os obtidos em simulação e o modelo de pequenos sinais dado por $T_t(s)$. Neste gráfico, a frequência de 60 Hz foi destacada pois é a máxima em que o conversor responde, já que o mesmo é comutado em 120 Hz. Note que existe um desvio em 35 dB e 50 Hz para o protótipo do *driver*. Isto ocorre pois a equação (2.32) foi encontrada de maneira aproximada, sendo válida para frequências muito menores que 60 Hz.

Figura 22 – Forma de onda da corrente de saída do protótipo para o seno de referência modulado com frequência de 15 Hz.

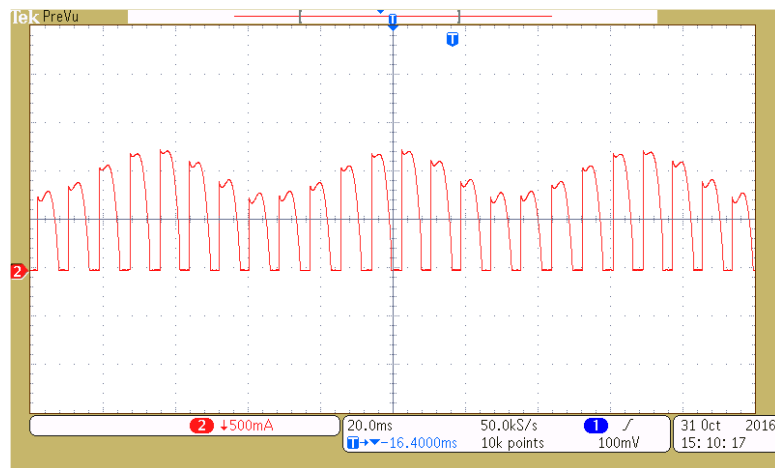


Figura 23 – Espectro da corrente de saída do protótipo para o seno de referência modulado com frequência de 15 Hz.

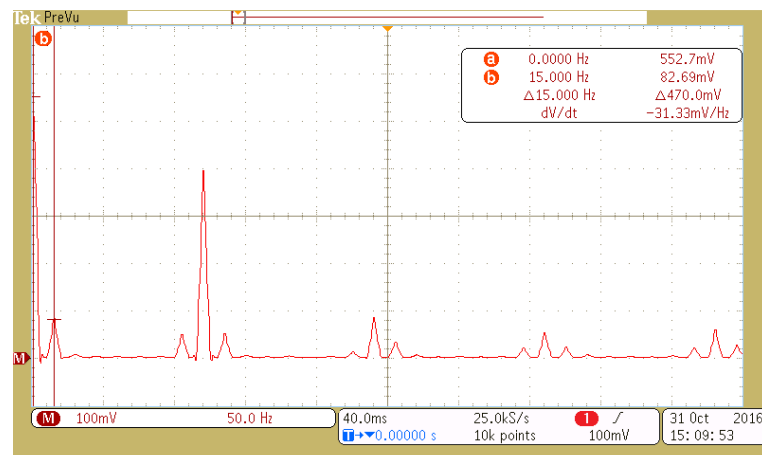
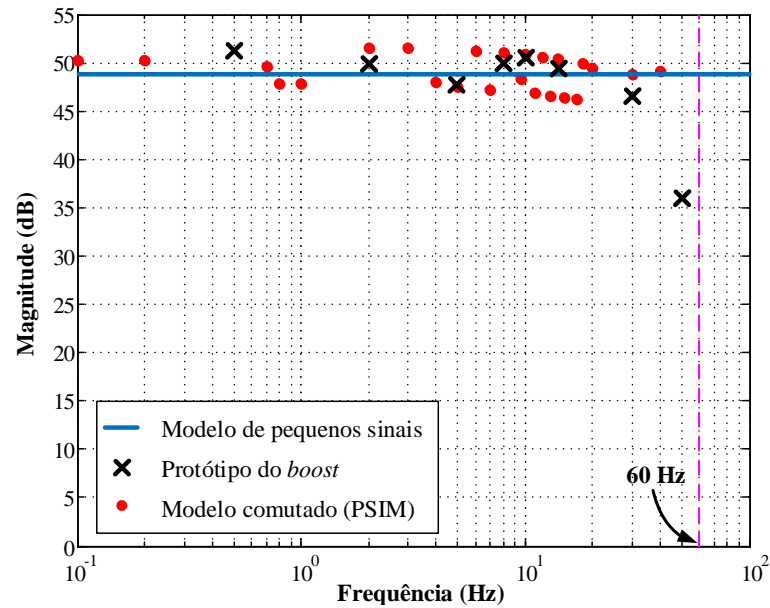


Figura 24 – Resposta em frequência do conversor.



2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

No capítulo 2 foi apresentado a modelagem caixa branca do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*. A função de transferência obtida a partir do seu modelo médio e do seu modelo de pequenos sinais visa obter funções que representem o comportamento do conversor para perturbações de pequenos sinais na razão cíclica e na tensão de entrada.

Esta técnica exige tempo para ser desenvolvida, principalmente ao obter as equações matemáticas que descrevem a corrente nos elementos estáticos, necessárias para encontrar o modelo médio do conversor. Dependendo da complexidade do circuito, esta etapa pode-se tornar muito complicada. O modelo médio encontrado, foi linearizado e as variáveis de interesse perturbadas, obtendo assim o modelo de pequenos sinais.

A validação por meio da resposta ao degrau, mostra que o modelo possui uma boa concordância com o *driver*, sendo válido apenas para pequenas variações em torno do ponto de operação. A resposta em frequência realizada, comprova o modelo de pequenos sinais obtido, pois a dinâmica do conversor de baixa frequência foi bem representada. Em ambas validações, o modelo simulado esteve muito semelhante ao encontrado na prática.

A função de transferência encontrada será utilizada, no capítulo 4 para sintonizar o controlador podendo, assim, utilizar um sistema de controle em malha fechada.

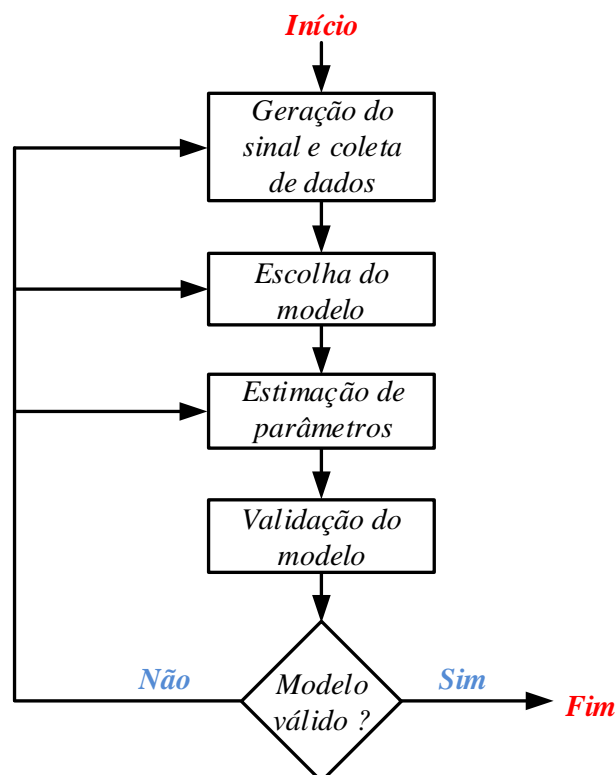
3 MODELAGEM EMPREGANDO A TÉCNICA DE HAMMERSTEIN DO *DRIVER* DE BAIXA FREQUÊNCIA

No capítulo 2 foi tratada a modelagem de pequenos sinais do conversor. Neste capítulo, será apresentada uma modelagem caixa preta como sendo uma alternativa rápida e simples para estimar a função de transferência do *driver* de baixa frequência.

A identificação de sistemas é um procedimento alternativo que propõe encontrar um modelo matemático que represente a planta de forma aproximada. As etapas realizadas neste processo consistem basicamente em: gerar e coletar os dados de entrada e saída, escolher o modelo e o algoritmo de estimação de parâmetros. O fluxograma presente na Figura 25 representa o procedimento realizado para identificação do conversor de baixa frequência. Esta metodologia é iterativa, ou seja, enquanto a modelo encontrado não for satisfatório, algumas etapas deverão ser realizadas novamente. O presente capítulo está dividido em 6 seções, cujo os conteúdos são apresentados a seguir.

A seção 3.1 apresenta a metodologia aplicada para geração dos dados de entrada do conversor e coleta dos dados de saída. Na seção 3.2, serão apresentadas as características do modelo de Hammerstein. A seção 3.3 descreve o algoritmo utilizado para estimação dos parâmetros. Na seção 3.4, o modelo escolhido, bem como o algoritmo de estimação serão aplicados ao *driver* de baixa frequência. A seção 3.5 possui a validação da função de transferência estimada. Por fim, na seção 3.6 estão as conclusões parciais do capítulo.

Figura 25 – Fluxograma com as etapas de um processo de identificação de sistemas.



3.1 GERAÇÃO E COLETA DE DADOS

Uma vez que a identificação de sistemas se propõe a obter modelos a partir dos dados de entrada e saída do conversor, é necessário gerar tais informações. Sabe-se que o sinal de entrada $u(k)$ é o tempo em que o interruptor M conduz em um período de comutação. O sinal de saída $y(k)$ por sua vez é a corrente média do LED.

A geração dos sinais de entrada será realizada por meio de um microcontrolador (μC) do fabricante *Texas Instrument's*, modelo EK-LM4F120XL, pertencente à família *Stellaris*. Suas principais características, bem como as implementações desenvolvidas para geração do PWM, cálculos do valor médio entre outras, serão apresentadas no Capítulo 4. Os dados serão coletados mediante a um programa computacional.

3.1.1 Aquisição microcontrolada dos sinais de entrada e saída

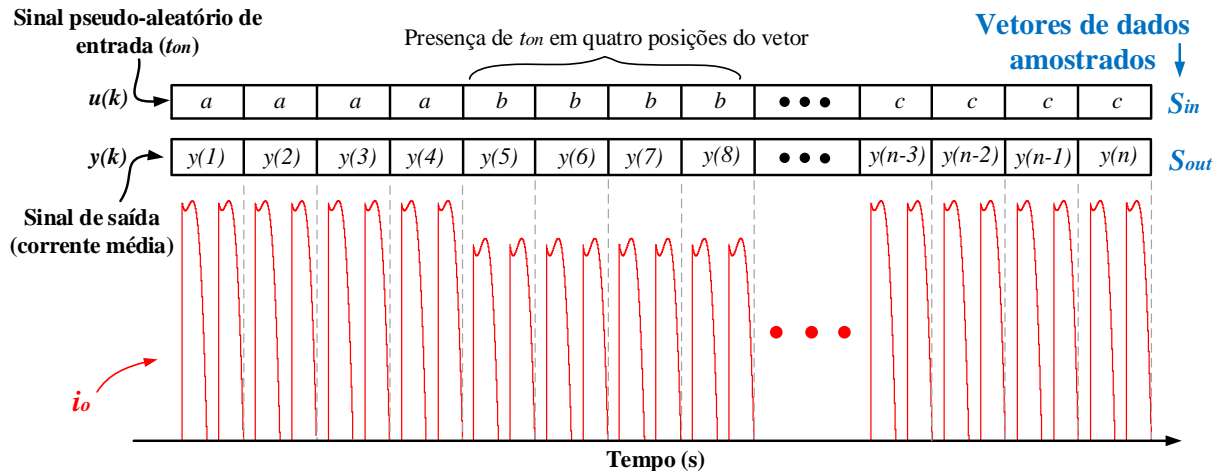
A geração do sinal de entrada é uma etapa importante, pois o mesmo é responsável por excitar a planta e suas características aparecem no modelo estimado. Deseja-se encontrar uma função de transferência que descreva o comportamento de pequenos sinais do conversor. Uma forma de atingir este objetivo é excitar o sistema em torno do ponto de operação Q .

Neste trabalho, foi criado um sinal pseudoaleatório. Este consiste em gerar um sinal com valores de t_{on} gerados aleatoriamente em um intervalo de 2,385 ms a 2.65 ms. Observa-se que esta faixa consiste em uma variação 10% abaixo da entrada nominal, t_{onQ} .

Uma forma prática que segundo Aguirre et al. (2007) funciona bem é manter constante cada valor escolhido aleatoriamente por um tempo, em torno de 3 a 5 intervalos de amostragem. No conversor de baixa frequência inspirado no pré-regulador *boost*, bons resultados foram encontrados mantendo o valor constante por 8 intervalos de amostragem.

A aquisição microcontrolada consiste em construir dois vetores, S_{in} e S_{out} , que são constituídos por dados de entrada e saída obtidos do conversor, respectivamente. Esta implementação é mostrada na Figura 26. A amostragem dos sinais foi feita com uma frequência de 60 Hz (metade da frequência de i_o). Deste modo, a cada dois ciclos da corrente de saída, seu valor médio é armazenado em uma posição do vetor S_{out} , assim como o sinal de entrada t_{on} é salvo em uma posição de S_{in} . Como foi dito anteriormente, o sinal de entrada é mantido por 8 ciclos de i_o . Consequentemente, os valores dos dados de entrada são repetidos em quatro posições do seu vetor.

Figura 26 – Construção da matriz de dados para fins da modelagem caixa preta.



Após o término da montagem dos vetores de dados amostrados, o microcontrolador ficará disponível para transmissão de informações com o *software*. Neste trabalho, a comunicação utilizada é denominada UARTs (*Universal Asynchronous Receivers/Transmitters*). No *Stellaris* existem 8 periféricos capazes de realizá-las. Com duas vias, uma com a função de receber (Rx) e a outra designada a enviar (Tx), a comunicação ocorre de maneira serial. A transmissão dos bits ocorrem em uma ordem FIFO (primeiro a chegar primeiro a sair) ou seja, os primeiros bits que chegam ao periférico serial são enviados para o receptor (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2012).

Os resultados dos cálculos retornados pelo microcontrolador tal como os valores presentes nos vetores de dados são do tipo número enquanto os necessários para a comunicação são do tipo caractere. As variáveis do tipo *char* são utilizadas para representar caracteres seguindo os índices da tabela ASCII. Os dados presente nos vetores, foram convertidos em *char* conforme o método descrito em Coelho (2016). Estes por sua vez, são utilizados na mensagem a ser transmitida para o *software* seguindo uma regra bem definida.

As mensagens enviadas são formadas em um protocolo, em que o carácter barra (/), delimita os dados. Estas carregam os sinais de entrada ($u(k)$) e saída ($y(k)$) da planta. O primeiro dado da mensagem enviada ao programa computacional é o termo a que indicará o seu início. O último dado é o carácter terminador f . O protocolo utilizado na comunicação é mostrado na Figura 27. A presença dos caracteres identificador e terminador aumentam a confiabilidade da mensagem permitindo ao destinatário, verificar se a mesma está completa ou não.

Figura 27 – Protocolo utilizado na comunicação.

$$\underbrace{a \mid u(k) \mid y(k) \mid f}_{\text{mensagem}}$$

3.1.2 *Software* de obtenção dos dados de entrada e saída

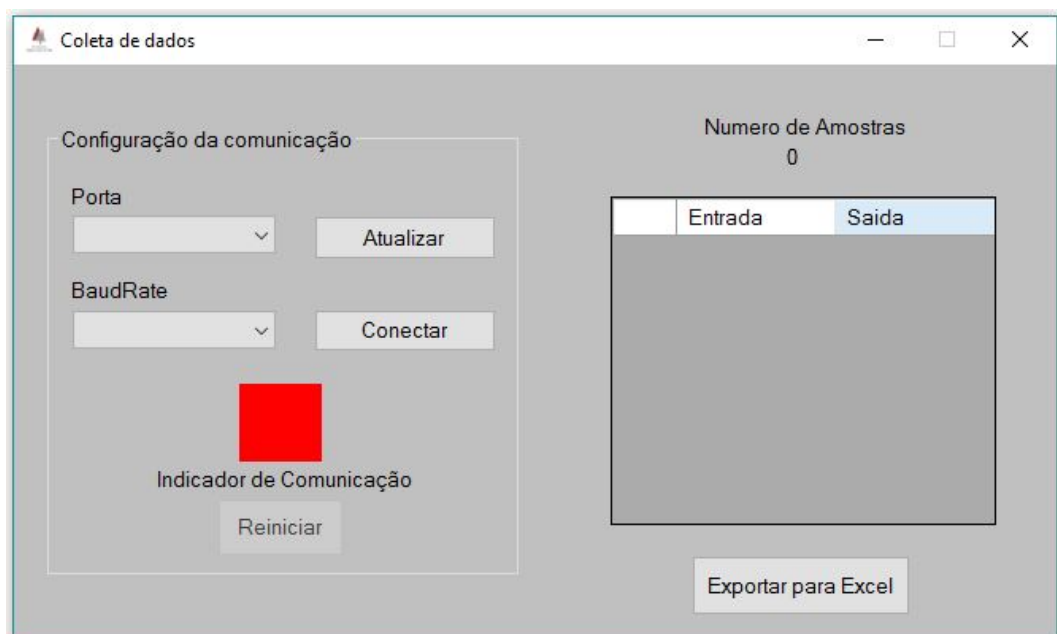
O ambiente de desenvolvimento integrado (do inglês IDE) da interface computacional desenvolvida é o Visual Studio 2013. A linguagem de programação utilizada foi a C#, que utiliza recursos da plataforma .NET da Microsoft proporcionando uma série de facilidades para o desenvolvimento de sistemas computacionais para o ambiente Windows.

O *software* implementado tem como objetivo efetuar uma comunicação serial com o *Stellaris*, para que receba todos os dados presentes nos vetores S_{in} e S_{out} gerados pelo microcontrolador. A Figura 28 corresponde à interface do programa.

A primeira etapa para realização da troca de informações é a configuração da comunicação. Esta é feita pelo usuário que deverá escolher em qual porta se encontra o microcontrolador conectado ao computador e qual a velocidade que foi estabelecida para o *BaudRate*, isto é, a taxa na qual as informações serão transferidas.

Junto a esse painel de conexão, há uma imagem indicadora que verifica se a comunicação ainda está ativa. Apresenta-se como um visor na cor verde se a comunicação estiver correta, caso contrário o visor apresenta-se na cor vermelha. Caso a conexão seja encerrada sem que o usuário queira, um botão logo abaixo do indicador de conexão é liberado possibilitando o reinício do programa.

Figura 28 – Interface computacional implementada para coleta de dados.

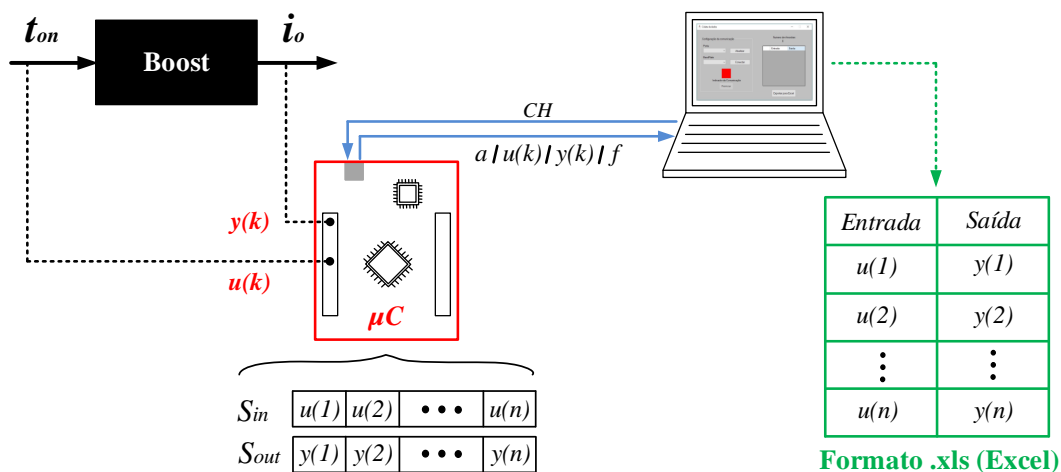


A comunicação é do tipo mestre-escravo. O programa computacional assume o papel de mestre que solicita ao escravo, que neste caso é o microcontrolador, o envio da mensagem. Este processo gera um menor congestionamento da comunicação serial (TANENBAUM, 2003). O mestre requisita informações em intervalo de tempo fixo. O *timer* é responsável por gerar os eventos que invocam a função de envio das mensagens para o microcontrolador. Quando o *Stellaris* recebe a requisição do *software*, o protocolo descrito anteriormente é montado e enviado.

Ao receber a mensagem, o *software* verifica se a mesma está completa. Caso a mensagem esteja inteira, os dados do sinal de entrada e saída do conversor são alocados em uma nova linha do *dataGridView* (recurso da *toolbox* fornecida pela *Microsoft*). Caso ocorra um problema durante a comunicação e a mensagem lida esteja incompleta, a mesma é descartada.

O procedimento descrito acima é repetido até que todas as amostras presentes nos vetores de dados do microcontrolador sejam enviadas. Ao término deste processo, o usuário pode pressionar o botão logo abaixo do *dataGridView* para exportar seus dados em formato .xls (planilha do *Excel*). O sistema simplificado proposto para realização da coleta de dados na modelagem caixa preta está representado na Figura 29. O circuito de sincronismo bem como o sensor, que serão explicados no capítulo 4, foram omitidos nesta ilustração.

Figura 29 – Sistema proposto simplificado para realização da coleta de dados na modelagem caixa preta.



3.2 ESCOLHA DO MODELO

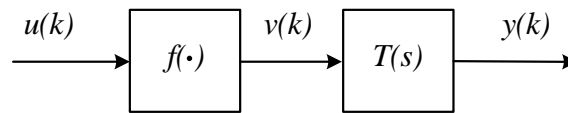
Sabe-se que o conversor de baixa frequência inspirado no pré-regulador *boost* não é linear. Dessa forma, a técnica não-linear escolhida para representar a função de transferência do conversor foi o modelo de Hammerstein, cujas características serão descritas a seguir.

3.2.1 Modelo paramétrico não-linear de Hammerstein

O modelo de Hammerstein é descrito por uma função não-linear estática $f(\cdot)$ em cascata com um modelo dinâmico linear $T(s)$ (AGUIRRE, 2007; AGUIRRE et al., 2007). A representação em diagrama de blocos em tempo discreto deste modelo está presente na Figura 30.

Em sistemas de identificação, as variáveis de entrada $u(k)$ e de saída $y(k)$ são conhecidas. Para utilização da técnica de Hammerstein, a função estática do sistema deve ser encontrada, bem como o modelo dinâmico linear. A representação linear escolhida para o presente trabalho foi o ARX (autorregressivo com entradas externas, do inglês *autoregressive model with exogenous inputs*).

Figura 30 – Representação em diagrama de blocos do modelo de Hammerstein.



3.2.2 Modelo paramétrico linear ARX

Esta seção destina-se a apresentar o modelo ARX. Como foi dito em Ljung (1998), um modelo linear e invariante no tempo pode ser escrito conforme a equação (3.1).

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t) \quad (3.1)$$

Sendo que $y(t)$ e $u(t)$ são as entradas e saídas de um sistema, respectivamente. O erro ou ruído que pode ou não ser branco é representado por $e(t)$. As funções de transferência da entrada e do erro são $G(q)$ e $H(q)$, respectivamente. Por fim, q é um operador que indica o atraso.

Se considerarmos

$$G(q) = \frac{B(q)}{A(q)}, \quad H(q) = \frac{1}{A(q)} \quad (3.2)$$

Na qual

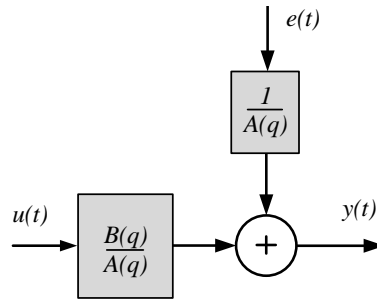
$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a}$$

$$B(q) = b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}$$

É possível encontrar o modelo ARX, dado por (3.3), mediante a substituição da equação (3.2) em (3.1). Este está representado, em diagramas de blocos, na Figura 31. AR é referente a parcela autorregressiva $A(q)y(t)$ e X às entradas externas $B(q)u(t)$.

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + e(t) \quad (3.3)$$

Figura 31 – Modelo ARX em diagrama de blocos.



Para parametrizar o modelo ARX, basta representar as entradas e saídas do sistema como uma equação a diferenças. Os parâmetros deste modelo são os coeficientes de $A(q)$ e $B(q)$. A equação (3.4) é encontrada pela substituição destes polinômios em (3.3). Eliminando o operador q de (3.4), encontra-se (3.5) como sendo a equação a diferenças no tempo discreto do modelo ARX.

$$y(t) + a_1y(t)q^{-1} + \dots + a_{n_a}y(t)q^{-n_a}y(t) = b_1u(t)q^{-1} + \dots + b_{n_b}u(t)q^{-n_b} + e(t) \quad (3.4)$$

$$y(k) = -a_1y(k-1) - \dots - a_{n_a}y(k-n_a) + b_1u(k-1) + \dots + b_{n_b}u(k-n_b) + e(k) \quad (3.5)$$

Existem diversos modelos paramétricos que podem representar um sistema de modos diferentes, dependendo das formas assumidas de $G(q)$ e $H(q)$. Estes modelos podem ser encontrados em Aguirre (2007), Aguirre et al. (2007), Ljung (1998).

O modelo ARX será utilizado para encontrar modelos de baixa ordem. Este consiste em um processo para o cálculo da função de transferência do *driver* de baixa frequência a partir de dados amostrados da sua entrada e saída. O modelo ARX foi o escolhido para o presente trabalho, pois o mesmo é do tipo erro na saída e as variáveis a serem determinadas estão relacionadas apenas com a entrada e saída da planta.

3.3 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Esta seção destina-se a descrever o algoritmo utilizado para estimação dos parâmetros da equação (3.22) do modelo ARX. Um dos métodos mais utilizados é o dos mínimos quadrados que foi desenvolvido por Karl Friedrich Gauss e sua teoria pode ser encontrada em diversos trabalhos bem como em seus estudos astronômicos (GAUSS, 1963). Existem diversos métodos para identificação de sistemas, mas a maioria deles foi desenvolvida a partir dos mínimos quadrados. Desse modo, o método dos mínimos quadrados com restrição será utilizado no presente trabalho.

3.3.1 Método dos mínimos quadrados com restrição

Este método por sua vez, é uma técnica de otimização. Os dados desconhecidos podem ser facilmente obtidos e a soma dos quadrados dos erros entre estes dados encontrados e os reais é minimizada (CHI, 2015).

Considere os seguintes vetores de regressão e de parâmetros dados pelas equações (3.6) e (3.7), respectivamente.

$$\varphi(k) = [-y(k-1) \quad \dots \quad -y(k-n_a) \quad u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n_b)] \quad (3.6)$$

$$\theta = [a_1 \quad \dots \quad a_{n_a} \quad b_1 \quad \dots \quad b_{n_b}]^T \quad (3.7)$$

O modelo ARX da equação (3.5) pode ser reescrito na forma matricial a partir de N observações num conjunto de dados do sistema.

$$Y_N = X_N \theta + E_N \quad (3.8)$$

Sendo que o vetor de saída (observação), a matriz de regressão e o vetor de erro são dados por:

$$Y_N = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \dots \\ y(N) \end{bmatrix}; \quad X_N = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \dots \\ \varphi(N) \end{bmatrix}; \quad E_N = \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \dots \\ e(N) \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Métodos de identificação paramétrica tem como objetivo estimar o vetor θ . Inicialmente, considere o vetor de parâmetros estimados $\hat{\theta}$. Desta forma, a saída estimada \hat{y} do sistema será dada pela equação (3.10).

$$\hat{y} = X \hat{\theta} \quad (3.10)$$

Entretanto, existem erros que são cometidos ao tentar explicar a saída real y do sistema em função do vetor de parâmetros estimados $\hat{\theta}$. A saída do processo pode ser escrita pela equação (3.11). Logo, o erro é dado por (3.12).

$$y = X \hat{\theta} + \xi \quad (3.11)$$

$$\xi = y - X \hat{\theta} \quad (3.12)$$

Os métodos de estimação se resumem em minimizar o erro entre a saída real e a estimada. Deve-se então, criar uma função de custo a ser minimizada. No caso do

método de Mínimos Quadrados, esta função é definida pela equação (3.13), como sendo o somatório do quadrado dos erros.

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^N \xi(i)^2 = \xi^T \xi \quad (3.13)$$

Substituindo a equação (3.12) em (3.13), é possível escrever (3.15).

$$J_{MQ} = (y - X\hat{\theta})^T (y - X\hat{\theta}) \quad (3.14)$$

$$J_{MQ} = y^T y - y^T X\hat{\theta} - \hat{\theta}^T X^T y + \hat{\theta}^T X^T X\hat{\theta} \quad (3.15)$$

A principal vantagem da função custo ser quadrática é possuir apenas um ponto de mínimo. Sabe-se que a derivada de uma função em um ponto de interesse representa o coeficiente angular da reta tangente da função neste ponto específico. Logo, o ponto de mínimo da função J_{MQ} é aquele cujo a reta tangente possui inclinação nula, isto é, ponto onde sua derivada é nula. A derivada de J_{MQ} em relação a $\hat{\theta}$ é descrita pela equação (3.16).

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_{MQ}}{\partial \hat{\theta}} &= 0 - (y^T X)^T - X^T y + (X^T X + X^T X)\hat{\theta} \\ \frac{\partial J_{MQ}}{\partial \hat{\theta}} &= -X^T y - X^T y + 2X^T X\hat{\theta} \\ \frac{\partial J_{MQ}}{\partial \hat{\theta}} &= -2X^T y + 2X^T X\hat{\theta} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Igualando a equação (3.16) a zero, encontra-se (3.17) que fornece o vetor $\hat{\theta}$ com os parâmetros que minimizam o somatório do quadrado dos erros sem restrições.

$$\begin{aligned} 2X^T X\hat{\theta} &= 2X^T y \\ \hat{\theta} &= (X^T X)^{-1} X^T y \end{aligned} \quad (3.17)$$

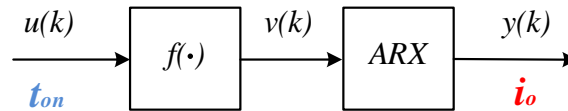
Ao desenvolver as equações acima, deve-se considerar as dimensões das matrizes para tornar a multiplicação possível. Algumas propriedades matriciais que foram utilizadas estão presentes em Aguirre (2007). O estimador por mínimos quadrados com restrição apresenta-se como uma alternativa para minimizar a função custo J_{MQ} limitada a uma restrição na forma de $S\theta = c$. Este estimador é dado pela equação (3.18)

$$\hat{\theta}_R = \hat{\theta} - (X^T X)^{-1} S^T [S(X^T X)^{-1} S^T]^{-1} (S\hat{\theta} - c) \quad (3.18)$$

3.4 IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO DE HAMMERSTEIN PARA O CONVERSOR

Esta seção destina-se a relatar o modelo de Hammerstein, bem como o algoritmo dos mínimos quadrados para estimar uma função de transferência linear do conversor. A Figura 32 representa a técnica de Hammerstein com o modelo linear ARX a fins de modelagem.

Figura 32 – Modelo de Hammerstein a fins de modelagem.

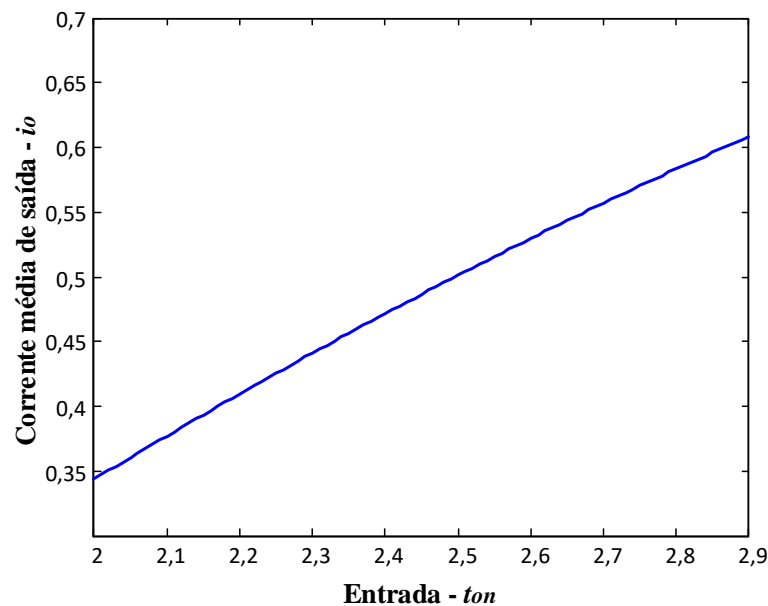


3.4.1 Função estática não linear

A característica estática do conversor pode ser encontrada observando a corrente média de saída em regime permanente para um conjunto de valores de t_{on} distintos (BEZERRA, 2015). Dessa forma, pode-se construir um gráfico e deduzir o polinômio que descreva a relação entre v e t_{on} . Esta por sua vez, está representada na Figura 33.

O polinômio que melhor representa a característica estática do conversor, dada pela variável $v(k)$, está presente na equação (3.19). Este foi obtido por meio do aplicativo *Curve Fitting* do *MATLAB*.

Figura 33 – Relação estática do conversor.



$$v(k) = -5,2169 \cdot 10^{-2} \cdot u(k)^2 + 5,5022 \cdot 10^{-1} \cdot u(k) - 5,4833 \cdot 10^{-1} \quad (3.19)$$

3.4.2 Modelo dinâmico linear

Com a não linearidade estática $f(\cdot)$ determinada, dada pela equação (3.19), deve-se determinar o modelo dinâmico linear que relaciona a saída com a variável intermediária (ALONGE et al., 2007).

A escolha da estrutura, em modelos lineares, se restringe à escolha do número de polos e zeros (AGUIRRE, 2007). Para o presente trabalho, escolheu-se representar o conversor por uma função de primeira ordem conforme a equação (3.20).

$$T_t(z) = \frac{Y(z)}{V(z)} = \frac{b_1}{z + a_1} \quad (3.20)$$

A função de transferência pode ser reescrita como a equação (3.21). Aplicando o teorema da translação real (também conhecida como teorema do deslocamento), encontra-se o modelo ARX no tempo discreto como sendo a equação (3.22). Este teorema pode ser visto em Ogata (1985).

$$T_t(z) = \frac{Y(z)}{V(z)} = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (3.21)$$

$$y(k) = -a_1 y(k-1) + b_1 v(k-1) \quad (3.22)$$

A função de transferência representada em (3.20) deve possuir ganho unitário em regime permanente, uma vez que a função $f(\cdot)$ representa o ganho estático total do sistema (ALONGE et al., 2007). Para tal condição ser satisfeita, a equação (3.23) deve ser válida.

$$\lim_{z=1} T_t(z) = \lim_{z=1} \frac{Y(z)}{V(z)} = \frac{b_1}{1 + a_1} = 1 \quad (3.23)$$

A partir de (3.23), a equação (3.24) é facilmente obtida.

$$-a_1 + b_1 = 1 \quad (3.24)$$

Esta restrição pode ser escrita na forma matricial conforme a equação (3.25).

$$S\theta = 1 \quad (3.25)$$

Sendo que

$$S = \begin{bmatrix} -1 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\theta = \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix}.$$

3.4.3 Algoritmo de estimação de parâmetros e resultados encontrados

Esta seção destina-se a abordar os aspectos práticos da implementação do algoritmo de estimação de parâmetros. O modelo de Hammerstein, bem como o algoritmo dos mínimos quadrados foram desenvolvidos no MATLAB.

Primeiramente, a matriz obtida pela coleta de dados foi importada ao MATLAB permitindo a utilização das informações de entrada $u(k)$ e saída $y(k)$ do conversor. Em seguida, a variável intermediária $v(k)$ foi calculada, para cada amostra, por meio da função estática definida pela equação (3.19).

O modelo ARX, a ser estimado, descrito pela equação (3.22) possui apenas dois parâmetros (a_1 e b_1). Observa-se que $y(k)$ é descrita em termos da saída e entrada da amostra anterior dada por $y(k-1)$ e $u(k-1)$, respectivamente. A matriz de regressores foi montada excluindo as últimas amostras coletadas, já que não existe uma saída que possa ser descrita por elas. Esta matriz é dada pela equação (3.26).

$$X = \begin{bmatrix} y(1) & v(1) \\ y(2) & v(2) \\ \vdots & \vdots \\ y(n-1) & v(n-1) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Seguindo o mesmo raciocínio citado anteriormente, a matriz de saída descrita pela equação (3.27), é formada a partir da exclusão do primeiro dado. Este não é válido porque não existem amostras anteriores para descrevê-lo.

$$Y = \begin{bmatrix} y(2) \\ y(3) \\ \vdots \\ y(n) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Posteriormente, o algoritmo dos mínimos quadrados foi aplicado pela equação (3.28). Conforme mostrado anteriormente, o modelo de Hammerstein deve satisfazer a condição $S\theta = c$, para $c = 1$. Por fim, os parâmetros foram estimados pela equação (3.29) que foi proporcionado pelo método do mínimos quadrados com restrição.

$$\hat{\theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (3.28)$$

$$\hat{\theta}_R = \hat{\theta} - (X^T X)^{-1} S^T [S(X^T X)^{-1} S^T]^{-1} (S\hat{\theta} - c) = \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,1184 \cdot 10^{-2} \\ 9,8882 \cdot 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Portanto, a função de transferência discreta estimada é dada pela equação (3.30). A modelagem do tipo caixa preta não apresenta um sentido físico, por isso não há uma

relação direta entre os polos e zeros do modelo e a topologia do conversor. Esta função pode ser representada no domínio da frequência (3.31) por meio da transformação de ZOH (conversor de ordem zero, do inglês, zero-order hold), já que o sinal de controle será mantido constante durante o período de amostragem.

$$T(z) = \frac{0,9888}{z + 0,0118} \quad (3.30)$$

$$T(s) = \frac{527,3s + 4,233 \cdot 10^5}{s^2 + 1078s + 4,328 \cdot 10^5} \quad (3.31)$$

A função $T(s)$ representa apenas a parte linear do modelo de Hammerstein e possui um ganho aproximadamente unitário. O ganho estático é determinado pela faixa de operação em que o modelo de pequenos sinais é considerado. Conforme foi citado anteriormente, os sinais de t_{on} foram gerados aleatoriamente em um intervalo de 2,385 ms a 2,65 ms. O ganho é definido pela equação (3.32) (ALONGE et al., 2007; BEZERRA, 2015).

$$k_H = \frac{f(2,385) - f(2,65)}{2,385 - 2,65} \approx 295 \text{ A/s} \quad (3.32)$$

Por fim, a função de transferência da saída em relação ao sinal de controle estimada pelo modelo de Hammerstein é dada pela equação (3.33).

$$T_t(s) = k_H \cdot T(s) = \frac{1,559 \cdot 10^5 s + 1,252 \cdot 10^8}{s^2 + 1078s + 4,328 \cdot 10^5} \quad (3.33)$$

3.5 VALIDAÇÃO DO MODELO DE HAMMERSTEIN

A validação da função de transferência estimada pela técnica de Hammerstein foi feita de maneira semelhante ao capítulo 2. A resposta ao degrau de t_{on} e a análise em frequência do modelo foram realizadas e os resultados obtidos comparados com o modelo de pequenos sinais e com o conversor.

A resposta ao degrau, por meio de simulações no *software* PSIM, foi feita aplicando perturbações no sinal de controle t_{on} . Os parâmetros utilizados na simulação foram os valores dos componentes nominais do protótipo mostrados na Tabela 1. As perturbações introduzidas na simulação foram a aplicação de um degrau de -10% no t_{on} aos 350 ms, retornando ao valor nominal aos 400 ms. Em seguida, foi aplicado um degrau de +5% no t_{on} aos 450 ms.

Os resultados da simulação em malha aberta dos modelos comutado, de Hammerstein e de pequenos sinais foram traçados e mostrou-se uma concordância razoável entre ambos, como pode ser visto na Figura 34. Para uma análise quantitativa, estes resultados foram colocados na Tabela 5.

A resposta em frequência da função de transferência estimada é analisada por meio do gráfico de magnitude. Este foi plotado na Figura 35, juntamente com o modelo de pequenos sinais, os ganhos calculados para análise experimental e simulada. Conforme foi explicado no capítulo 2, existe um desvio em 35 dB e 50 Hz para o protótipo do *driver* pois a equação (2.32) foi encontrada de maneira aproximada, e o erro aumenta com a elevação da frequência.

Figura 34 – Resultados de simulação em malha aberta do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.

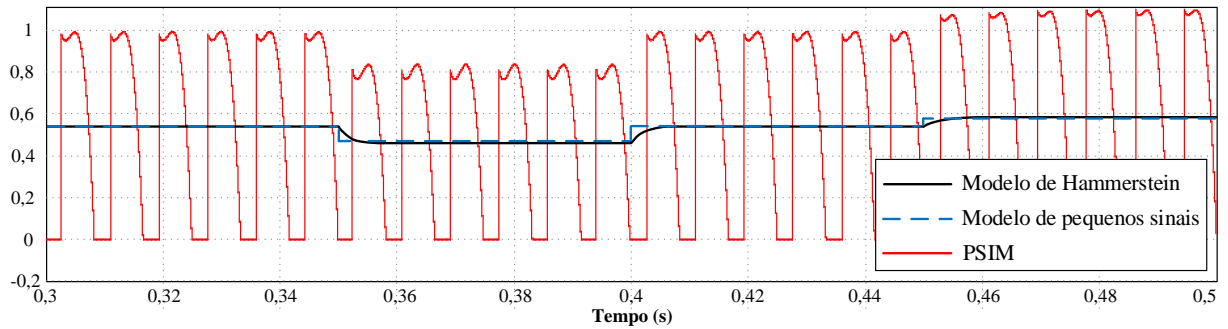
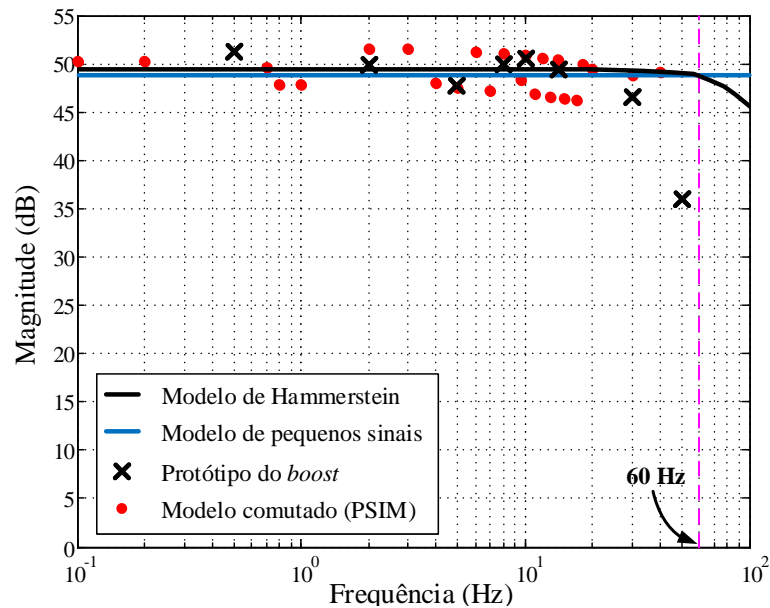


Tabela 5 – Resultados obtidos pela simulação em malha aberta do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.

Faixa [s]	V_p [V]	t_{on} [ms]	Corrente média [mA]		
			PSIM	Modelo de pequenos sinais	Modelo de Hammerstein
0,35 a 0,4	311	2,385	468,36	470,92	463,19
0,4 a 0,45	311	2,65	543,62	543,46	543,45
0,45 a 0,5	311	2,7825	574,17	579,72	583,59

Figura 35 – Resposta em frequência do conversor a fins de comparação dos métodos de modelagem.



3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

No capítulo 3 foi apresentada a modelagem caixa preta do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*. A função de transferência foi estimada por meio do modelo de Hammerstein. Esta técnica foi retratada como uma alternativa simples e rápida para encontrar uma equação matemática que representa o conversor. Podendo ser utilizada para sintonizar um controlador aplicado em um sistema de controle em malha fechada.

A validação por meio da resposta ao degrau, mostra que o modelo possui uma boa concordância com o *driver*, tal como o modelo de pequenos sinais. Sendo válido apenas para pequenas variações em torno do ponto de operação, visto que a planta foi excitada em torno dos valores nominais.

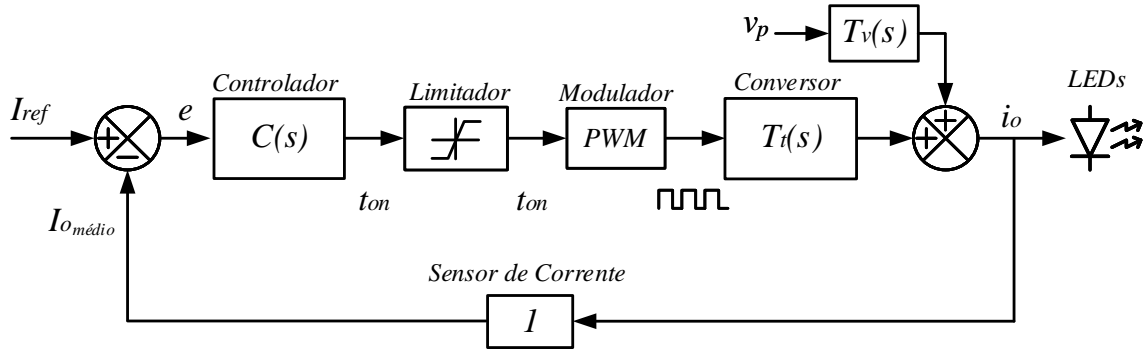
A função de transferência estimada pela caixa preta não apresenta um sentido físico, por isso os polos e zeros não estão relacionados com a topologia do conversor. Entretanto, o modelo de Hammerstein obteve os polos e zero em frequências nas quais o conversor não responde (maiores que 60 Hz). Portanto, a dinâmica do conversor foi bem representada em baixas frequências e se assemelha a uma função de ordem zero, como visto na Figura 35.

4 TÉCNICA DE CONTROLE PROPOSTA PARA O *DRIVER* DE BAIXA FREQUÊNCIA

4.1 PROJETO DO CONTROLADOR

A técnica de controle proposta no presente trabalho é utilizar a estrutura clássica de controle com realimentação negativa. A operação do conversor em malha fechada pode ser vista na Figura 36. A variável controlada, corrente média de saída, é comparada com a referência gerando um erro. A partir deste erro, o controlador determina o valor de t_{on} . Este por sua vez, é analisado pelo Limitador e entregue ao Modulador que gera os pulsos que atuam no conversor. É importante ressaltar que o diagrama de blocos inclui $T_v(s)$, que descreve o comportamento da corrente de saída para perturbações na tensão de entrada.

Figura 36 – Topologia proposta para o controle em malha fechada do conversor.



Através da análise da forma de onda de saída desse conversor, percebe-se uma grande ondulação da corrente de saída. Esta oscilação de grandes sinais, provocada pelo desbalanço de potência existente entre a entrada e a saída do conversor, faz com que o sinal de erro module com uma frequência de $2f_{linha}$ (i.e., a mesma frequência da ondulação da corrente de saída – 2 vezes a frequência da rede). Caso esta modulação do sinal de erro não seja devidamente filtrada pelo controlador e esteja presente no sinal de controle t_{on} , uma degradação de parâmetros de entrada do conversor poderá ocorrer, como por exemplo o fator de potência e distorção harmônica total.

Em relação aos critérios de projeto do controlador, a principal premissa é que este elemento garanta erro nulo em estado estacionário da corrente de saída. Além disso, é fundamental que o sistema em malha fechada também possua conformidade com a norma IEC-61000-3-2 Classe C e tenha elevado fator de potência. O primeiro critério de projeto pode ser atendido por meio do uso de um controlador que possua ação integral. Nesse trabalho foi escolhido um controlador integral, cuja função de transferência $C(s)$ é mostrada em (4.1).

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (4.1)$$

Em que K_i representa o ganho do controlador, parâmetro que tem influência direta na banda da função $C(s)$. O projeto da banda do controlador pode influenciar diretamente no comportamento da corrente de entrada do conversor.

A Figura 37 mostra a relação entre a frequência de cruzamento de ganho unitário da função $C(s)$ com as componentes harmônicas da corrente de entrada do conversor de baixa frequência. Nesse gráfico, é possível constatar que para valores de frequência acima de 1,7 Hz, o limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 Classe C para a componente de segunda harmônica não é respeitado (2% em relação a fundamental). No caso das componentes ímpares, todas estão em conformidade com a norma, inclusive as componentes harmônicas suprimidas no gráfico (13^a a 39^a). Portanto, a frequência de cruzamento da função $C(s)$ escolhida para o projeto foi de 0,5 Hz, resultando em um K_i de 0,01148 s/A.

Os gráficos de lugar das raízes e de resposta em frequência da função de transferência em malha aberta (FTMA), com o controlador $C(s)$ incluso, podem ser vistos na Figura 38, mostrando o polo do integrador (na origem) e o polo em malha fechada resultante para uma realimentação unitária. Como pode ser observado pelo diagrama, o valor escolhido de frequência de cruzamento garante a estabilidade do sistema, uma vez que sua margem de ganho é infinita e sua margem de fase é positiva (90°).

Figura 37 – Frequência de cruzamento de ganho unitário da FTMA em função da % das harmônicas da corrente de entrada em relação a fundamental.

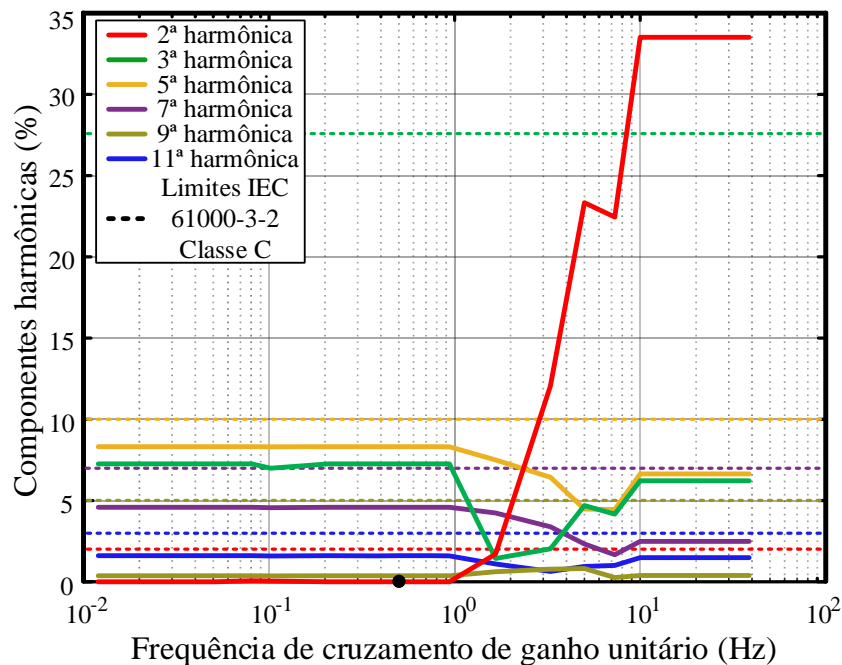
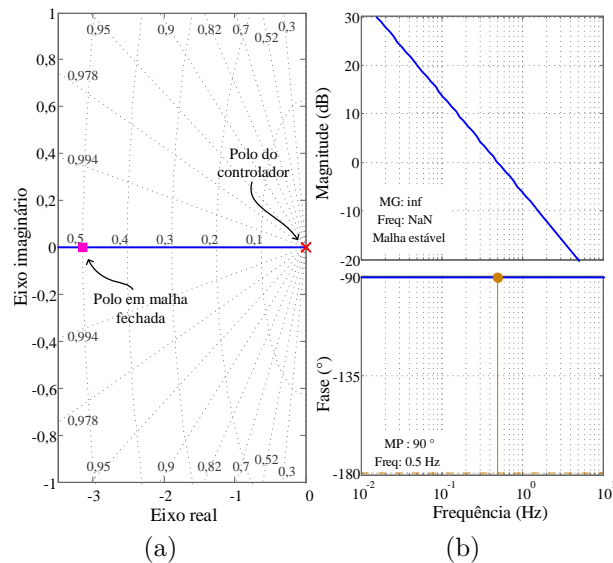
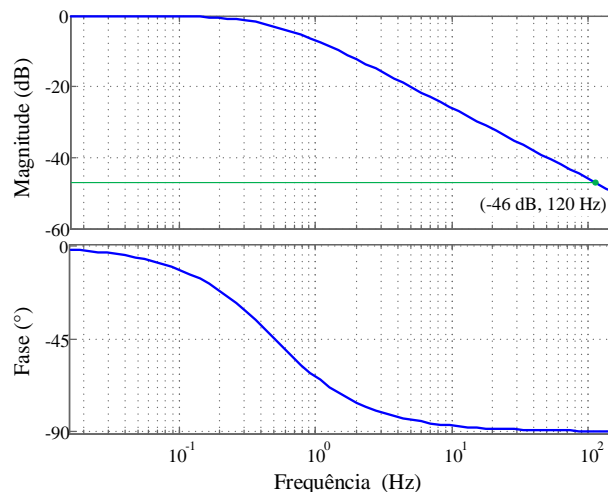


Figura 38 – Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da função de transferência em malha aberta (FTMA) considerando a planta como modelo de pequenos sinais.



A Figura 39 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF). O sistema apresenta uma rejeição de aproximadamente 46 dB à ondulação com frequência de 120 Hz, conforme representado. Com isso, as amplitudes das perturbações serão suficientemente pequenas, assegurando um reduzido conteúdo harmônico (e consequentemente elevado fator de potência) e conformidade com a norma IEC 61000-3-2 Classe C.

Figura 39 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF) considerando a planta como modelo de pequenos sinais.



A fim de mostrar as semelhanças entre as funções de transferência encontradas pelas modelagens propostas neste trabalho, a sintonia do controlador $C(s)$ foi realizada novamente, considerando a planta como modelo de Hammerstein. A mesma frequência de cruzamento de ganho foi escolhida (0,5 Hz). A constante integrativa K_i , obtida por esta

sintonia, foi de 0,01086 s/A. Os gráficos de lugar das raízes e resposta em frequência da FTMA, bem como a da FTMF estão presentes nas Figuras 40 e 41, respectivamente.

Figura 40 – Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da função de transferência em malha aberta considerando a planta como modelo de Hammerstein.

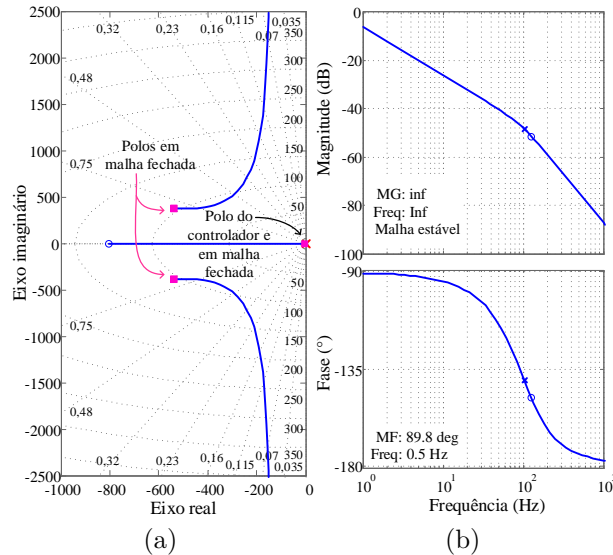
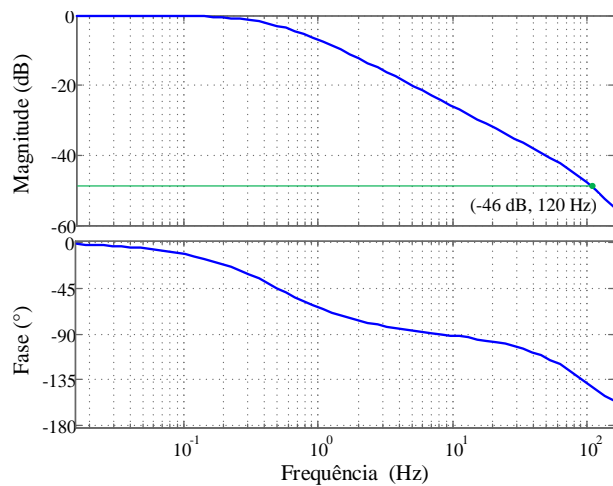


Figura 41 – Resposta em frequência a função de transferência em malha fechada considerando a planta como modelo de Hammerstein.



Observa-se que as características dinâmicas do sistema obtidas por ambas técnicas de modelagem, apresentam resultados muito semelhantes. O sistema exibido pela técnica de Hammerstein também é estável contendo uma margem de fase de 89° e uma rejeição em torno de 46 dB à ondulação com frequência de 120 Hz. Além disso, as constantes integrativas obtidas se diferem apenas na terceira casa decimal. Esta desigualdade não causa diferenças significativas nos resultados práticos e simulados do conversor. Devido estas semelhanças, o restante do trabalho será realizado com apenas um dos controladores obtidos. Foi escolhido a constante de 0,01148 s/A.

Uma vez sintonizado o controlador segundo os critérios que foram estabelecidos, foi analisado seu desempenho controlando o conversor de baixa frequência via simulação por meio do *software* PSIM.

A Figura 42 mostra o controlador atuando para rejeitar um distúrbio transitório de elevação de 10% da tensão da rede elétrica. A corrente média nos LEDs mantém seu valor em torno de 540 mA. A resposta dinâmica do sistema é considerada lenta se comparada ao período da rede elétrica. Esta é uma característica de conversores comutados em baixa frequência.

Na Figura 43, é mostrado o seguimento de referência em degrau pela malha de controle. Primeiramente, a referência de corrente (540 mA), foi variada para 405 mA (75% da carga da nominal) aos 0,6 s. Em seguida, esta foi alterada para 270 mA (50% da carga nominal) aos 1,4 s. Esta variação da amplitude da referência de corrente média pode ser empregada, por exemplo, em horários noturnos de pouco fluxo na via urbana, visando uma economia de energia (ALMEIDA, 2014).

Figura 42 – Simulação em malha fechada do conversor, rejeitando uma elevação de tensão da rede elétrica.

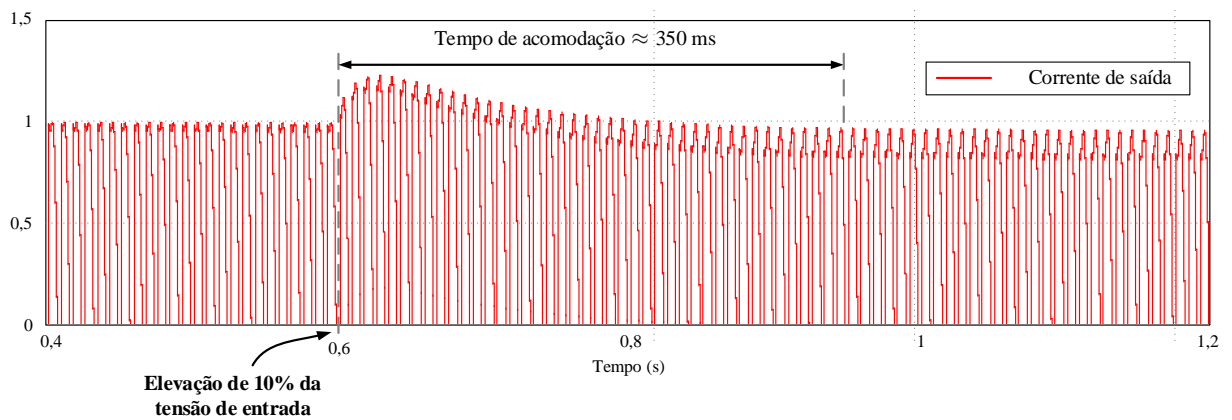
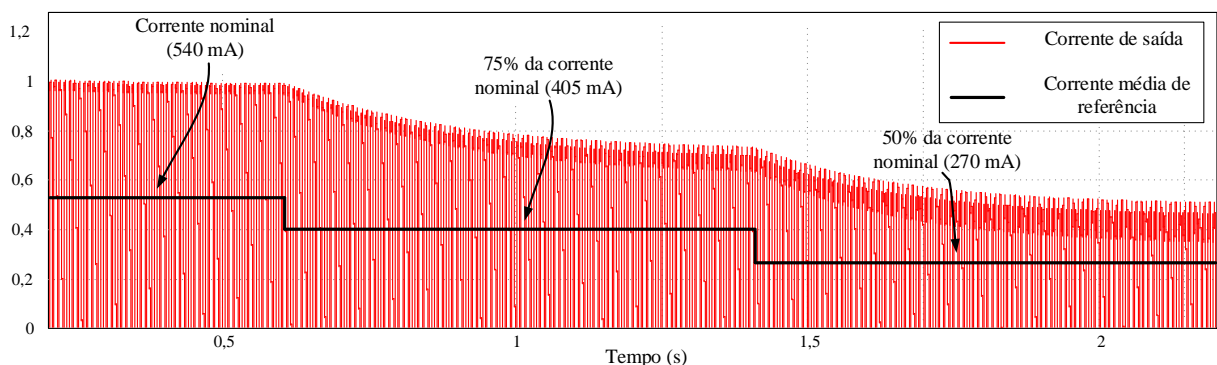


Figura 43 – Simulação em malha fechada do conversor, mostrando o seguimento da referência.



4.2 CONTROLADOR DIGITAL

A malha de controle do *driver* de baixa frequência será realizada por meio de um microcontrolador. Dessa forma, o controle será digital, sendo necessário a discretização do integrador projetado. Para tal, escolheu-se utilizar a transformação pelo método de Tustin, também conhecida como bilinear ou trapezoidal, para transformar a função de transferência do controlador do domínio s (contínuo) para o domínio z (discreto).

A transformação bilinear foi escolhida por ser oriunda de um método numérico de integração trapezoidal, sendo precisa em representar o controlador para baixas frequências (BUSO; MATTAVELLI, 2006). A forma discreta da função de transferência do controlador pode ser encontrada pela substituição (4.2), sendo que f_a é a frequência de amostragem utilizada na discretização da malha de controle.

$$s \leftarrow 2f_a \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.2)$$

A frequência de amostragem escolhida na discretização da malha de controle foi igual à de comutação ($f_a = f_s = 120$ Hz). Pois o algoritmo de controle será utilizado a cada meio ciclo da rede. Portanto, na frequência selecionada para amostragem, a forma discreta da função de transferência do controlador é dada pela equação (4.3). Esta pode ser reescrita como a equação (4.4). Aplicando o teorema da translação real (também conhecida como teorema do deslocamento), encontra-se a equação de diferenças (4.5). Por fim, substituindo os valores das variáveis f_a e K_i se encontra a equação que implementa o controlador em tempo discreto (4.6).

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{k_i(z + 1)}{2 \cdot f_a(z - 1)} \quad (4.3)$$

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{k_i(1 + z^{-1})}{2 \cdot f_a(1 - z^{-1})} \quad (4.4)$$

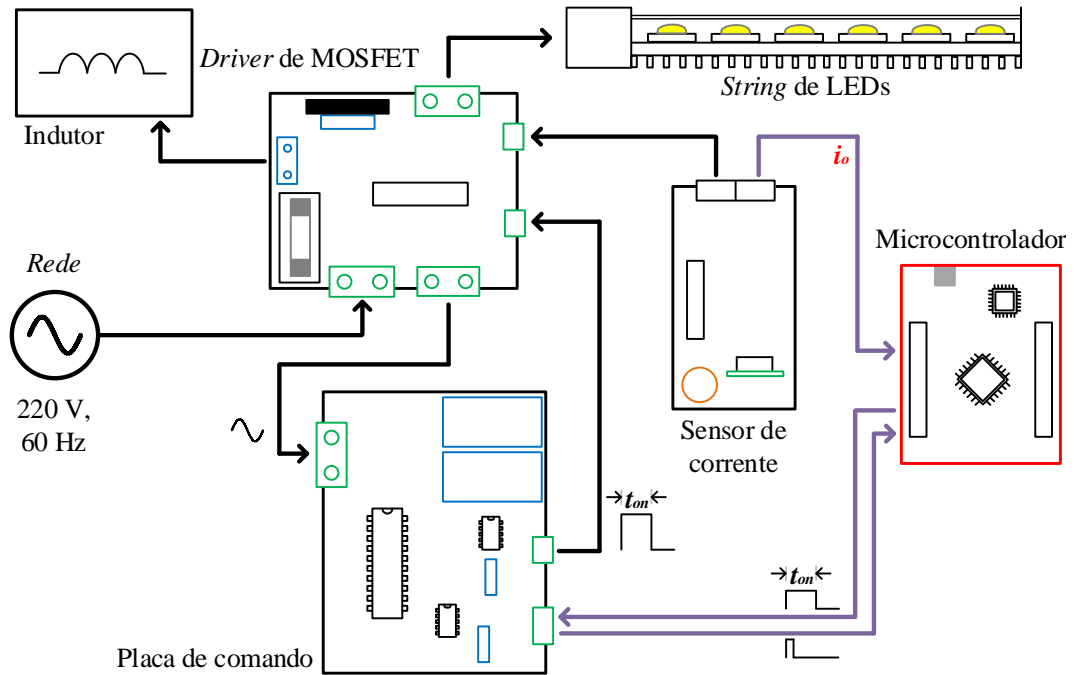
$$u(k) = u(k - 1) + \frac{k_i}{2 \cdot f_a} (e(k - 1) + e(k)) \quad (4.5)$$

$$u(k) = u(k - 1) + 0,00004785 \cdot (e(k - 1) + e(k)) \quad (4.6)$$

4.3 PROTÓTIPO DA LUMINÁRIA

Esta seção destina-se analisar os circuitos auxiliares (sensor de corrente, circuito de comando e microcontrolador) que foram empregados no protótipo da luminária. Estes são necessários para a implementação da estrutura clássica de controle com realimentação negativa. A Figura 44 mostra o esquema completo do protótipo da luminária com todos componentes. As setas de tonalidade roxa representam as conexões do sistema de controle. Este está isolado do conversor, ou seja, não compartilham o mesmo terra.

Figura 44 – Esquema completo do protótipo da luminária.



4.3.1 Sensor de corrente

O sensor de corrente utilizado no protótipo, mostrado na Figura 45, é capaz de gerar um sinal elétrico em uma escala de 0 a 3,3 V. Este sinal, que está dentro da faixa mensurável do microcontrolador, é proporcional ao valor instantâneo de uma tensão gerada pela corrente que circula o resistor R_{shunt} . A Figura 46 mostra o comportamento do sensor ao medir uma corrente senoidal. O valor de R_{shunt} representa 5 resistores de 1Ω em paralelo. Visto que o valor máximo da tensão de entrada do CI v_{shunt} é 250 mV, o sensor é capaz de realizar a leitura de até 1,25 A.

O principal componente responsável por esta característica é o circuito integrado (CI) AMC1200B. Este faz a interface da corrente a ser medida pelo instrumento com o valor analógico que será enviado para o microcontrolador. Além disto, este CI funciona como um amplificador de sinais e também propicia isolamento galvânico entre a entrada e a saída (COELHO, 2016).

Figura 45 – Placa do sensor de corrente isolado.

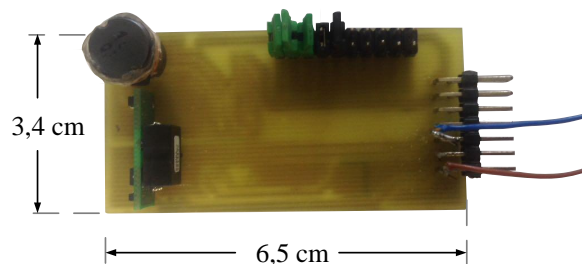
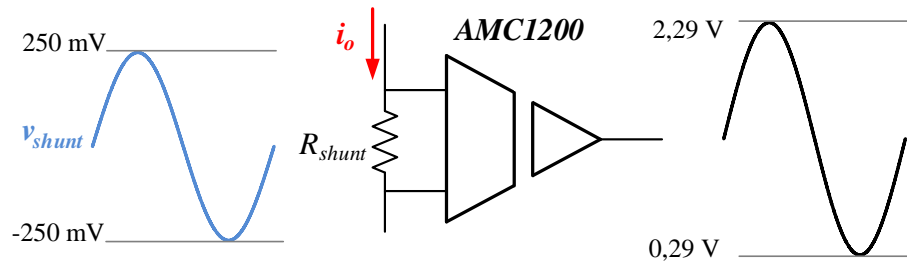


Figura 46 – Esquemático funcional do AMC1200 com os limites de entrada e saída.



4.3.2 Placa de comando

A placa de comando utilizada no protótipo está presente na Figura 47. Esta desempenha a função de circuito de sincronismo, em outras palavras, faz com que a corrente de entrada fique alinhada com a tensão da rede, mantendo o elevado fator de potência. Além disso, é responsável pelo disparo do MOSFET.

O sincronismo com a rede é dado por meio do TCA785 que gera um pulso quando o zero da tensão de entrada é detectado (SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP, 2005). Logo, o sinal é gerado a cada meio ciclo da rede. Para que este pulso possa ser enviado ao microcontrolador, foi empregado o 6N135, que além de adequar o nível de tensão, proporciona um isolamento óptico do circuito de controle.

O PWM gerado pelo μC não pode ser conectado diretamente ao MOSFET, pois este é pertencente ao circuito de controle (isolado) e não possui amplitude suficiente. Por este motivo, o sinal de controle é conectado ao HCPL3120 que o replica, todavia com a amplitude de 15 V e isolado do circuito de controle. A saída deste CI é ligada ao interruptor. As formas de onda em cada período de comutação para acionamento do MOSFET são mostradas na Figura 48.

Figura 47 – Placa do circuito de comando.

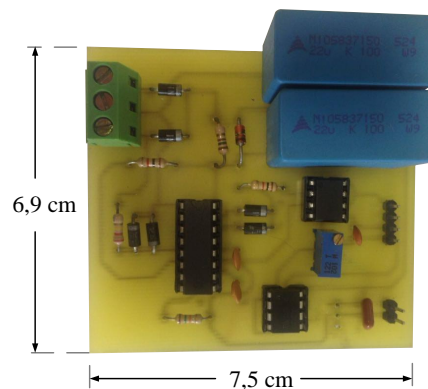
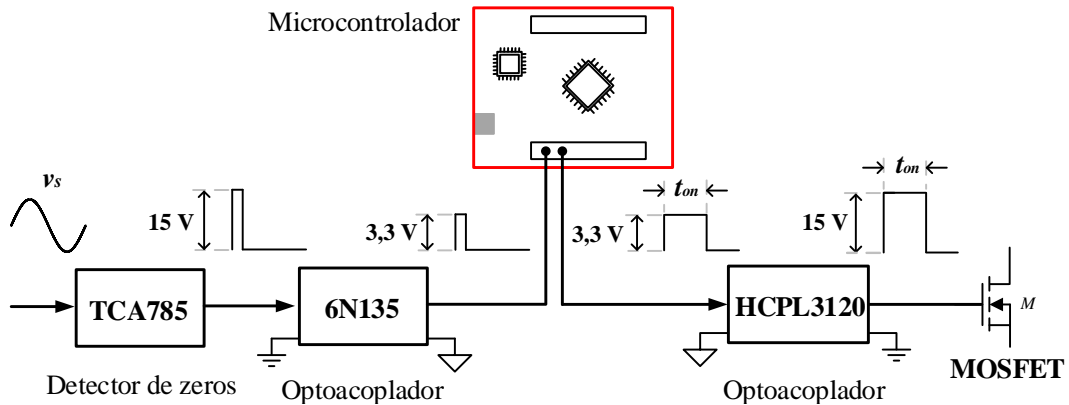


Figura 48 – Formas de onda em cada período de comutação para acionamento do MOSFET.

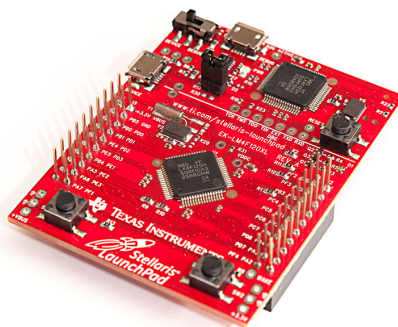


4.3.3 Microcontrolador

A implementação digital foi realizada por meio de um microcontrolador do fabricante *Texas Instrument's*, modelo EK-LM4F120XL pertencente à família *Stellaris*. Sua placa de desenvolvimento é mostrada na Figura 49. Este é dotado de um processador *ARMCortexTM – M4F* que fornece alto desempenho com pequeno consumo de energia e baixo custo. A velocidade de operação deste μC é de 80 MHz e sua principal vantagem é a unidade de ponto flutuante, que permite realizar cálculos como adição, subtração, multiplicação, divisão, e raízes quadradas, com números não inteiros de maneira rápida e eficiente.

O conjunto de portas que funcionam de forma digital é definido como GPIOs (*General Purpose Input/Output*), podendo chegar a 43 portas, se assim for configurado o microcontrolador. Estas podem operar como entrada de sinal ou saída e trabalham em uma faixa de 0 a 3,3 V. No presente trabalho, duas portas foram configuradas como entrada, uma realiza a leitura dos sinais do sensor de corrente e a outra conecta com detector de zeros. Uma porta foi configurada como saída para fornecer o PWM gerado.

Figura 49 – Stellaris Launchpad.



Fonte: Imagem registrada pelo fabricante.

4.4 SOFTWARE EMBARCADO

Esta seção destina-se a apresentar as principais características do programa embarcado no microcontrolador para realizar o controle em malha fechada do conversor. A aquisição dos sinais provenientes do sensor, sensibilidade ao pulso de sincronismo, implementação do controlador digital integral e geração do PWM são detalhados a seguir.

Um sinal analógico amostrado no domínio digital para, posteriormente, ser analisado e reconstituído com o mínimo de perdas de informação deverá ter sua amostragem com uma frequência igual ou maior que o dobro da frequência desse sinal. Esse fato é conhecido como o teorema de Nyquist (NYQUIST, 1928).

A amostragem da corrente lida pelo sensor foi definida com frequência de 4800 Hz, sendo utilizada pelo microcontrolador para executar a interrupção por *timer*. Nesta taxa, o último harmônico identificado está em 2400 Hz (4800/2 Hz). Logo, o sinal digital representa de maneira satisfatória a corrente (analógica) de saída do conversor, cuja a frequência é 120 Hz.

A interrupção deste *timer* é então, responsável pela amostragem da corrente instantânea que a cada chamada realizará a conversão ADC dos valores analógicos do sensor. Em seguida, a corrente média é calculada. Sabe-se que o cálculo da corrente média é definido pela equação (4.7). Todavia, por se tratar de um sistema digital, as integrais são calculadas na forma discreta, conforme mostra a equação (4.8).

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (4.7)$$

$$I = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^n i[k] \quad (4.8)$$

O cálculo foi implementado conforme descrito em Coelho (2016). O método consiste em utilizar um vetor com capacidade de armazenamento de 500 parâmetros ($n = 500$). Cada lacuna será preenchida pela corrente instantânea. Quando todas posições deste vetor estiverem completadas e uma nova amostra é adquirida pelo sistema, a mais antiga é eliminada. Dessa forma, o vetor é dito circulante. A variável I_{k1} foi criada para armazenar o valor anterior, que posteriormente será atualizado pelo atual valor medido $I_{in}[k]$. A corrente média é sempre atualizada a cada amostragem do sinal pela equação (4.9).

$$I = I + \frac{1}{500} (I_{in}[k] - I_{k1}) \quad (4.9)$$

A corrente média calculada mediante aos valores instantâneos fornecidos pelo sensor, representa a realimentação da malha de controle. A corrente média de referência I_{ref} é definida pelo usuário. Dessa forma, o sinal de erro atuante no controlador é calculado pela equação (4.10). O sinal de controle implementado no programa embarcado (saída do

controlador), proveniente da equação (4.6), é mostrado em (4.11). Sendo que a variável e_{k1} foi criada para armazenar o valor do erro da amostra passada.

$$e = I_{ref} - I \quad (4.10)$$

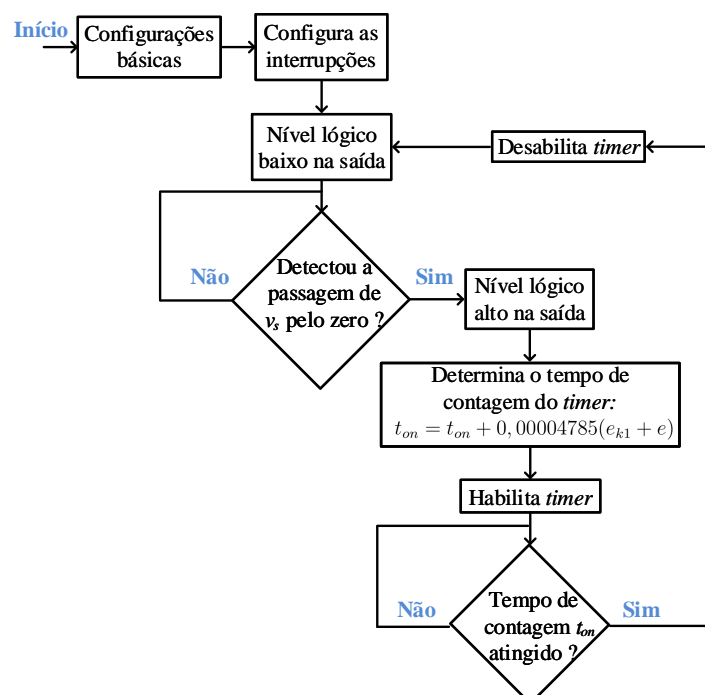
$$t_{on} = t_{on} + 0,00004785(e_{k1} + e) \quad (4.11)$$

O algoritmo de controle supracitado é executado a cada meio ciclo da rede por intermédio do sinal enviado pela placa de comando (circuito de sincronismo). Este sinal está conectado ao pino do μC que foi configurado como entrada, para gerar uma interrupção (externa) sensível a borda de subida (passagem do nível 0 para 3,3 V). Ou seja, quando o pulso proveniente da placa de comando é enviado ao microcontrolador, este gera uma interrupção que possui como instruções o algoritmo de controle e o modulador.

O sinal de controle t_{on} é entregue ao modulador para gerar a onda quadrada que atua no conversor. Neste trabalho, foi implementado outro *timer* para desempenhar este papel. Inicialmente o pino de saída do μC está em nível lógico baixo (0 V). Quando a interrupção externa for gerada, o pino de saída é alterado para nível lógico alto (3,3 V) e o *timer* é habilitado para a contagem em milissegundos do t_{on} calculado.

A interrupção gerada por este *timer*, quando o tempo de contagem é atingido, altera o pino de saída para nível lógico baixo e desabilita o *timer*. Este processo se repete a cada pulso fornecido pelo circuito de comando, gerando assim a onda quadrada que posteriormente é utilizada para acionar o MOSFET. O fluxograma do algoritmo embarcado no microcontrolador para geração do PWM é mostrado na Figura 50.

Figura 50 – Fluxograma simplificado embarcado no microcontrolador para geração do PWM.



4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a técnica de controle clássica com realimentação negativa proposta para o conversor de baixa frequência. Foi visto que um simples integrador provê o erro nulo em regime permanente e mantém a corrente de entrada em conformidade com a norma IEC-61000-3-2 Classe C.

O controlador foi sintonizado com a *SISO Design Tool do MATLAB* escolhendo uma frequência de cruzamento de ganho baixa para garantir os requisitos de projeto. As características dinâmicas do sistema foram muito semelhantes considerando a planta tanto o modelo de pequenos sinais, quanto a técnica de Hammerstein. Pela indiferença entre os controladores sintonizados, um deles foi escolhido para dar continuidade ao trabalho. A validação deste controlador foi realizada por meio da simulação mostrando a rejeição ao distúrbio da rede elétrica e o seguimento de referência pela malha de controle.

O integrador projetado foi discretizado e então implementado o controle digital por meio de um microcontrolador. Controladores digitais são capazes de realizar complexas computações com precisão constante, possuem alta velocidade e versatilidade com baixo custo. Além de poder atualizar ou implementar um novo programa para o controle.

Os principais circuitos auxiliares do protótipo da luminária foram detalhados. O circuito de comando tem um importante papel no sincronismo da corrente de saída com a rede e adequação do sinal que aciona o MOSFET. O circuito de controle possui isolamento ótico fornecendo uma proteção ao microcontrolador.

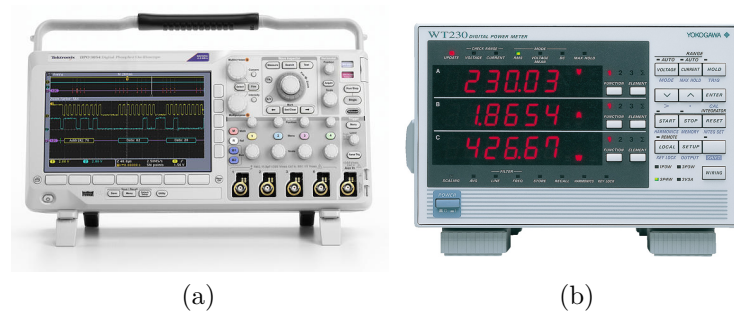
A implementação de um programa embarcado no *Stellaris* é muito importante pois este trabalha com as informações fornecidas pelos circuitos auxiliares, sendo responsável pelo controle em malha fechada do *driver*. A aquisição dos sinais provenientes do sensor foi feita com uma elevada taxa de amostragem o que garante uma boa representação discreta da corrente. A geração do PWM por meio de um *timer* fornece o sincronismo da corrente de entrada com a tensão da rede.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão mostrados os resultados experimentais do conversor utilizado para acionar uma *strings* com 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série. As características elétricas de entrada serão analisadas bem como a robustez do controlador para distúrbios inseridos na tensão de entrada, referência e carga.

Nos experimentos, os parâmetros elétricos foram obtidos com o auxílio do osciloscópio da Tektronix modelo DPO-3014 e do wattímetro Yokogawa WT-230. Estes equipamentos são mostrados na Figura 51.

Figura 51 – Equipamentos utilizados nos experimentos: (a) osciloscópio da Tektronix DPO-3014 e (b) wattímetro Yokogawa WT-230.



Fonte: Imagens registradas por seus respectivos fabricantes.

5.1 AVALIAÇÕES NA ENTRADA DO CONVERSOR

Esta seção destina-se a apresentar os resultados experimentais em regime permanente e do ponto de vista da entrada do conversor.

A Figura 52 mostra as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada no *driver* proposto operando em condições nominais. Ou seja, a tensão eficaz de entrada fornecida pela fonte Tenma 72-765 foi de 220 V e a corrente média de referência ajustada em 540 mA. Neste caso o fator de potência alcançado foi de 0,986.

A Figura 53 mostra a comparação das componentes harmônicas da corrente de entrada obtidas experimentalmente com os limites estabelecidos pela norma IEC 61.000-3-2 Classe C, no qual é possível constatar que o conversor projetado atende os requisitos previstos nesta norma.

Sabe-se que a tensão da rede elétrica pode variar em torno do valor nominal. A fim de avaliar os parâmetros elétricos de entrada do conversor dentro de uma grande faixa de tensão, vários valores da rede foram aplicados no *driver*, e os resultados obtidos em regime permanente são mostrados na Tabela 6.

Figura 52 – Formas de onda na entrada do conversor em condição nominal: tensão de entrada (lilás) e corrente de entrada (azul). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500 mA/div e 4 ms/div.

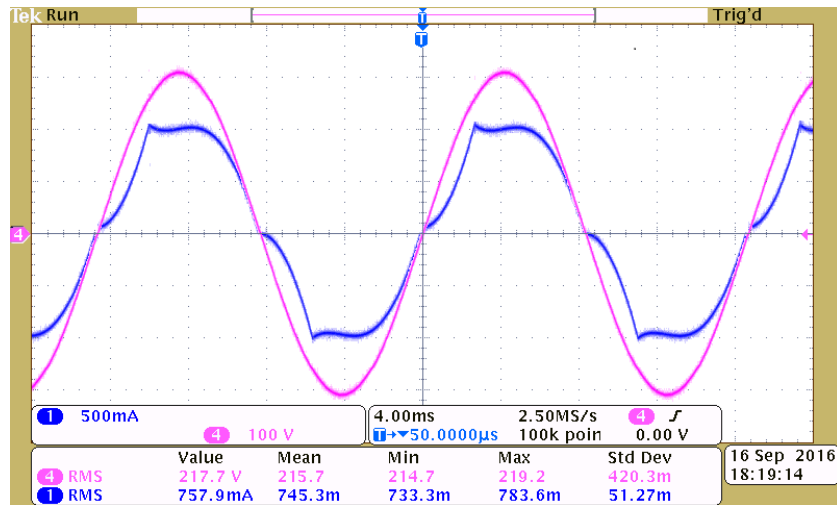


Figura 53 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.

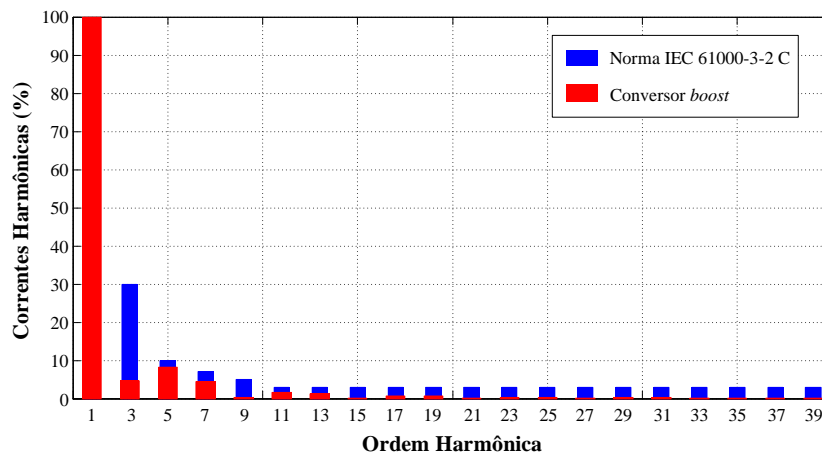


Tabela 6 – Parâmetros elétricos de entrada do conversor em malha fechada mediante à variação da tensão de entrada.

Tensão [V]	Corrente eficaz [mA]	Potência [W]	FP
212	825	167,4	0,985
214	812	168,1	0,986
216	804	169,0	0,982
218	795	168,3	0,985
220	785	169,6	0,986
222	783	169,0	0,977
224	779	168,6	0,983
226	769	167,5	0,973
228	756	167,7	0,981
230	752	168,3	0,972
232	750	167,5	0,968

Observa-se que a corrente diminui com o aumento da tensão de entrada. Todavia a potência e o FP se mantem em torno de um mesmo valor. O pior caso deste experimento ocorreu para uma tensão eficaz de 230 V em que o fator de potência foi 0,972. Este por sua vez é considerado elevado (maior que 0,920). O requisito de projeto, considerando a entrada do conversor, foi atendido para todos os casos. Isto ocorre porque a corrente e tensão de entrada estão sincronizadas. Estas características mostram bom funcionamento do circuito de comando em conjunto com o controlador.

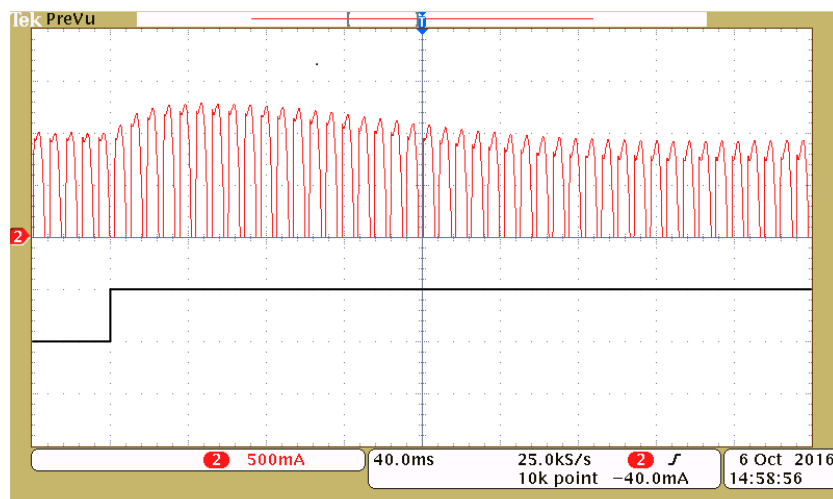
5.2 AVALIAÇÕES NA SAÍDA DO CONVERSOR

Esta seção destina-se a verificar o desempenho do sistema de controle com base na análise da corrente de saída na ocorrência de um distúrbio. Um controlador é considerado robusto quando o mesmo não altera sua resposta em regime permanente na ocorrência de uma perturbação. Em outras palavras, o controlador rejeita um distúrbio transitório. Este por sua vez pode ocorrer na tensão de entrada e na carga do conversor, bem como em variações da referência de corrente.

5.2.1 Perturbações na tensão de entrada

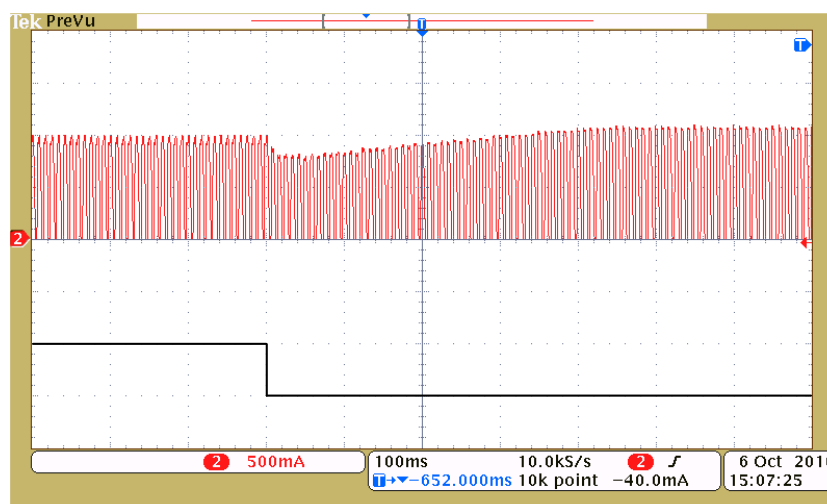
Os primeiros testes realizados foram para avaliar o desempenho do controlador do conversor de baixa frequência perante perturbações na tensão de entrada. A Figura 54 mostra o controlador atuando para rejeitar um distúrbio transitório de elevação de 12 V da tensão eficaz da rede elétrica (degrau de 220 V para 232 V). Note que o controle permite uma pequena elevação da corrente (sobre sinal). Este fato ocorre porque o integrador possui uma baixa constante integrativa, dessa forma a atuação do controlador é mais significativa quando o erro aumenta.

Figura 54 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada de 220 V para 232 V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 40 ms/div.



A Figura 55 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs quando a tensão de entrada sofre um degrau de 220 V para 212 V. Nota-se que neste caso o tempo de acomodação é maior que o da Figura 54. Quando a corrente de saída diminui, o sinal de controle aumenta (largura do pulso), e dependendo do quanto elevado está, o mesmo é restrito a um valor máximo. Esta função é realizada pelo Limitador, que tem por objetivo proteger os LEDs de uma eventual falha no processo de amostragem da corrente do sensor.

Figura 55 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada de 220 V para 212 V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 100 ms/div.

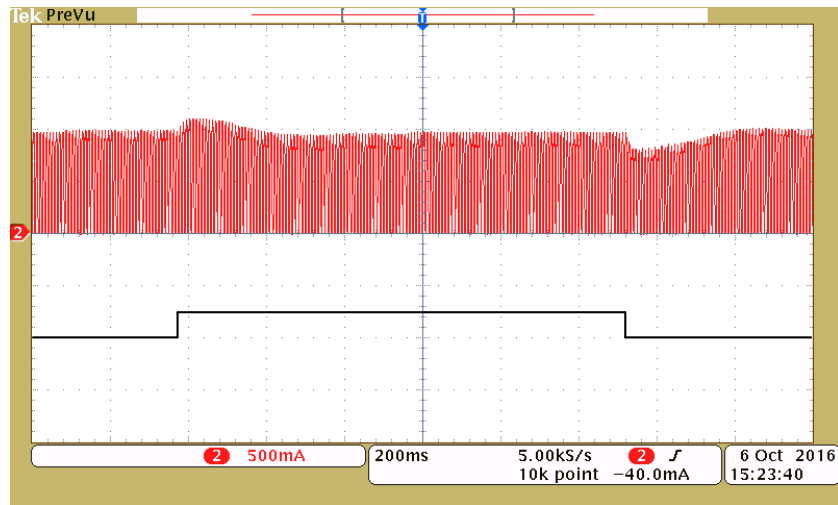


Os degraus aplicados na tensão de entrada, das Figuras 54 e 55, abrangem grandes variações em torno do valor de tensão eficaz nominal. Para perturbações com amplitudes menores, os resultados são melhores, como pode ser visto na Figura 56. Esta mostra a corrente de saída do conversor quando ocorre um distúrbio transitório de elevação de 3 % da tensão da rede, que posteriormente, retorna ao seu valor de operação. Neste caso, o comportamento da corrente obteve um sobre sinal e tempo de acomodação reduzidos.

A partir da dinâmica apresentada pela corrente de saída, pode-se observar que o sistema de controle conseguiu compensar tais variações na tensão de entrada de modo que a corrente média nos LEDs foi mantida com os parâmetros desejados (em torno de 540 mA). O tempo de acomodação do sistema foi semelhante ao encontrado, mediante a simulações, na seção 4.1.

Como já foi dito, o comportamento do sistema completo é considerado lento se comparado ao período da rede elétrica. Esta é uma característica de conversores comutados em baixa frequência em conjunto com o controlador que possui uma baixa constante integrativa. Uma resposta dinâmica rápida não foi desenvolvida pois a mesma causa um regime transitório elevado.

Figura 56 – Dinâmica da corrente nos LEDs após elevação de 3 % da tensão de entrada e posteriormente, o retorno para condição nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.

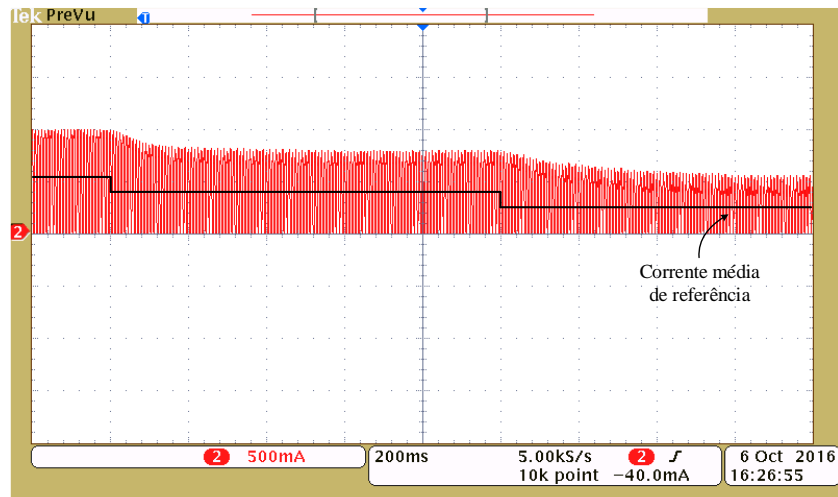


5.2.2 Variações na corrente de referência

Um bom sistema de controle deve ser capaz de ajustar sua saída de acordo com a variação da referência. Alterações na corrente de saída dos LEDs podem ser empregadas em horários de pouco fluxo nas vias públicas (como por exemplo nas madrugadas) para proporcionar uma redução do consumo de energia.

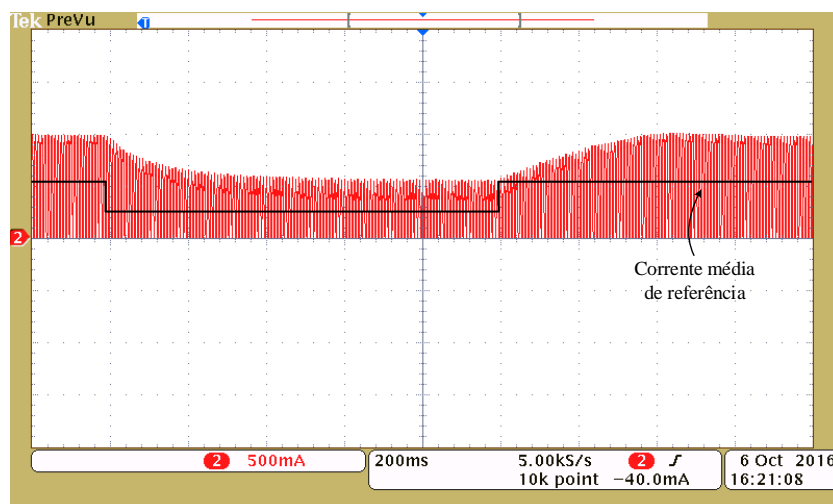
A Figura 57 mostra o seguimento de referência em degrau pela malha de controle. Primeiramente, a referência de corrente (540 mA), foi variada para 405 mA (75% da nominal). Em seguida, esta foi alterada para 270 mA (50% da nominal).

Figura 57 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100% para 75% do valor nominal e posteriormente, uma variação para 50% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.



A Figura 58 mostra a dinâmica da corrente de saída após variação da referência de 100 % para 50 % do valor nominal e posteriormente, o retorno para o valor nominal. Nota-se que, para todos os casos, a malha de controle realiza o seguimento da corrente de referência quando esta é alterada.

Figura 58 – Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100 % para 50 % do valor nominal e posteriormente, o retorno para o valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200 ms/div.



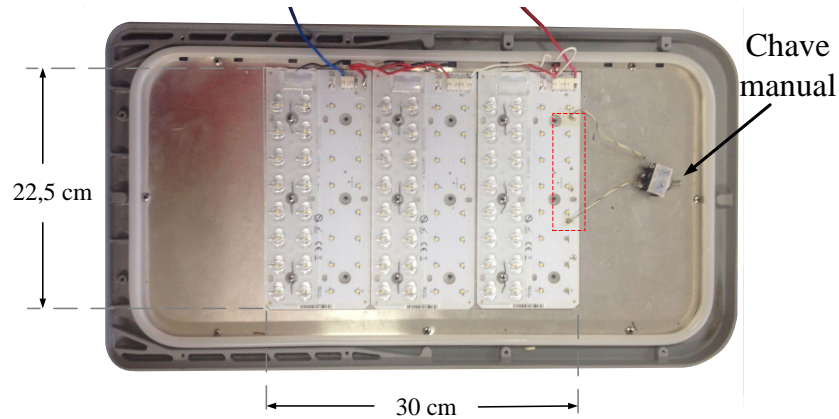
5.2.3 Variação da carga

Em todos sistemas, a carga está susceptível a perturbações que podem tirar a variável de processo de seu valor desejado. Do ponto de vista da iluminação pública, a carga pode variar em uma eventual falha de alguns LEDs. Em um módulo, os LEDs podem estar interconectados pela associação do tipo série paralelo. A possível queima de algum deles não afeta o módulo como um todo e a luminária pode continuar operando. Atualmente, existem LEDs que entram em curto circuito, de forma automática, ao queimarem. Estas características mantêm a luminária operando apesar de falhas ocorridas em alguns LEDs, contanto que o controlador rejeite estas variações.

Conforme já foi dito, o módulo utilizado no protótipo da luminária possui 96 LEDs associados em série. Foi realizado um experimento que simula a queima de 4 LEDs. Este consiste em soldar uma chave manual em paralelo com estes 4 LEDs.

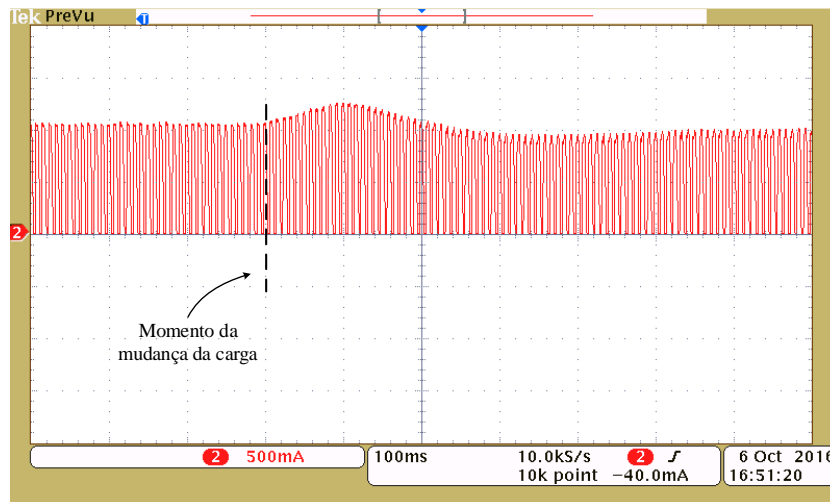
A Figura 59 mostra o módulo de LEDs em conjunto com a chave manual. Com a luminária operando em condições nominais, a chave manual foi acionada. O novo caminho da corrente faz com que os 4 LEDs se apagam, simulando a queima.

Figura 59 – Módulo de LEDs juntamente com a chave manual empregados no experimento de variação de carga.



A Figura 60 mostra a dinâmica da corrente de saída após um degrau de carga que simula uma falha catastrófica de curto-circuito em uma *string* de 4 LEDs em série. Após o número de LEDs mudar de 96 para 92, a corrente média de saída retorna ao seu valor de referência e a luminária continua operando de maneira satisfatória.

Figura 60 – Dinâmica da corrente de saída após mudança na carga de 96 para 92 LEDs associados em série. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 100 ms/div.



5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram retratados os resultados experimentais do sistema proposto. Foram mostradas as características elétricas de entrada para uma faixa de valores da tensão da rede e a dinâmica da corrente diante de distúrbios. A corrente de entrada do *driver* é sincronizada com a rede, o que representa o funcionamento desejado do circuito de comando em conjunto com o microcontrolador.

No ponto de vista dos parâmetros elétricos da entrada do conversor, o conteúdo harmônico da corrente de entrada, para condição nominal, foi plotado e foi visto que este atende aos requisitos previstos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. O fator de potência se manteve elevado em todos os testes realizados. Com relação à saída, o sistema de controle se mostrou eficiente ao regular a corrente média nos LEDs diante de mudanças de referência, perturbações na tensão de entrada e variação na carga.

Em todos os casos avaliados (degrau de tensão na entrada, degrau na corrente de referência e degrau na carga), o valor de pico da corrente que flui através dos LEDs durante a dinâmica do circuito devido as perturbações realizadas foi menor ou igual que 1,20 mA, respeitando o limite máximo estabelecido pelo fabricante dos LEDs.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho se propôs a implementar um sistema de controle para o acionamento em malha fechada do conversor, comutado em baixa frequência, aplicado em sistemas de iluminação pública. O modelo de pequenos sinais e a técnica de Hammerstein foram empregados ao *driver* a fins de comparação e sintonia do controlador.

Primeiramente, foi feito um estudo do funcionamento e das características elétricas dos LEDs utilizados em sistemas de iluminação, visto que são a carga do conversor. Este por sua vez, quando comutado em baixa frequência, dispensa a utilização de capacitores eletrolíticos aumentando assim a sua vida útil. A modelagem é muito importante para o projeto de controladores, pois esta fornece uma equação matemática que representa o sistema real (conversor).

A modelagem caixa branca do conversor foi apresentada no capítulo 2. O desenvolvimento teórico para o conversor de baixa frequência operando em DCM como *driver* de LEDs foi realizado. A partir das equações que descrevem as correntes nos elementos estáticos (MOSFET e diodo), o circuito médio foi encontrado. Posteriormente, as variáveis médias foram linearizadas e perturbadas, o que caracteriza a modelagem de pequenos sinais. A substituição dos elementos não-lineares do conversor por fontes de correntes que representam as perturbações na corrente média destes mesmos elementos, fornece o circuito equivalente de pequenos sinais. Por fim, a função de transferência do conversor é obtida por meio da análise deste circuito. O modelo encontrado foi validado mediante a resposta ao degrau de t_{on} e pela análise em frequência do conversor.

O modelo de pequenos sinais exige tempo para ser desenvolvido e pode-se tornar inviável para circuitos mais complexos. No capítulo 3 foi mostrada a técnica de Hammerstein, um tipo de modelagem caixa preta que propõe encontrar um modelo matemático que represente o conversor de forma aproximada. Os dados de entrada e saída do conversor foram obtidos com auxílio de um *software* que comunica com o microcontrolador, que por sua vez, extrai as informações do *driver*. O modelo de Hammerstein é descrito por uma função não-linear estática $f(\cdot)$ em cascata com um modelo dinâmico linear $T(s)$. A função estática do conversor, que descreve a corrente média de saída em relação a t_{on} , foi encontrada e os parâmetros de $T(s)$ foram obtidos por meio do método dos mínimos quadrados com restrição. O modelo encontrado por esta técnica também foi validado mediante a resposta ao degrau de t_{on} e pela análise em frequência do conversor.

No capítulo 4, foi apresentado o sistema de controle do conversor. O controlador integral foi empregado para que o erro em regime permanente seja nulo e o *driver* tenha elevado fator de potência. O controlador foi sintonizado escolhendo uma frequência de cruzamento de ganho baixa para garantir os requisitos de projeto. Neste capítulo, o modelo de Hammerstein também mostra sua semelhança com o de pequenos sinais no ponto de

vista da dinâmica do controlador. O integrador sintonizado no domínio da frequência complexa foi discretizado e implementado em um microcontrolador para realizar, em conjunto com os circuitos auxiliares, o controle digital do protótipo da luminária.

O capítulo 5 contém os resultados obtidos pelos ensaios realizados. As características elétricas de entrada do conversor, analisadas para uma faixa de valores da tensão da rede, mostraram o fator de potência elevado em todos os casos. Do ponto de vista da saída do conversor, o sistema de controle seguiu a referência e atenuou as perturbações inseridas na tensão de entrada e na carga. Dessa forma, o protótipo da luminária se mostrou eficiente, atendendo aos requisitos de projeto.

Para trabalhos futuros, pretende-se aplicar a modelagem de Hammerstein em outras topologias de conversores, bem como os comutados em alta frequência. Além disso, algoritmo elaborado em MATLAB para estimação dos parâmetros do modelo, pode ser implementado no *software* de coleta de dados. Assim, o programa computacional será capaz de fornecer o modelo estimado do processo (conversor) em poucos minutos.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA DO AUTOR

Com base no trabalho apresentado, os autores Fernando Nogueira, Lucas Resende, Ruan Ferraz, Fabrício Coelho, Edmar Silva, Guilherme Soares e Henrique Braga escreveram o artigo *Modelagem e Controle de um Driver de LEDs de Baixa Frequência Baseado no Pré-regulador Boost* que foi submetido à revista *Sobraep* (Eletrônica de Potência).

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. 3^a. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.
- AGUIRRE, L. A. et al. *Enciclopédia de automática: controle e automação*. São Paulo: Blucher, 2007. v. 3.
- ALMEIDA, P. S. *Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- ALONGE, F. et al. Nonlinear modeling of dc/dc converters using the hammerstein’s approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 4, p. 1210–1221, July 2007. ISSN 0885-8993.
- ALONSO, J. M. et al. A study on led retrofit solutions for low-voltage halogen cycle lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1673–1682, 2012.
- ALONSO, J. M. et al. A straightforward methodology to modeling high power factor ac–dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 10, p. 4723–4731, 2013.
- ANEEL. *Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8: Qualidade de Energia*. Agência Nacional de Energia Elétrica, 2016.
- BASHIR, F.; WEI, H.-L. Parametric and non-parametric methods to enhance prediction performance in the presence of missing data. In: IEEE. *System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2015 19th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 337–342.
- BEZERRA, G. R. *Modelagem e controle do conversor CC-CC Buck-Boost usando técnicas paramétricas de identificação*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Ceará, 2015.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.
- CASAGRANDE, C. G. et al. Evaluation of lighting systems through adaptation of photometric quantities. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 6069–6074.
- CHENG, M.-Y. et al. An asymmetric pwm for low switching frequency power factor correction circuit. In: IEEE. *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1–6.
- CHI, H. A discussions on the least-square method in the course of error theory and data processing. In: IEEE. *Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), 2015 International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 486–489.
- COELHO, F. O. *Medidor digital de grandezas elétricas com capacidade de gerenciamento remoto*. Monografia (TCC) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.

- DIAS, M. P.; BRAGA, D. P. P. e H. A. C. A simplified technique of lighting performance evaluation applied to led-based modern luminaires. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 279–284. ISSN 2165-0454.
- DUPUIS, R. D.; KRAMES, M. R. History, development, and applications of high-brightness visible light-emitting diodes. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 26, n. 9, p. 1154–1171, 2008.
- GAUSS, K. F. *theory of motion of the heavenly bodies*. New York: Dover, 1963.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência: análise e projeto de circuitos*. [S.l.]: AMGH Editora, 2012.
- LAUBSCH, A. et al. High-power and high-efficiency ingan-based light emitters. *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 57, n. 1, p. 79–87, Jan 2010. ISSN 0018-9383.
- LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. New York: Pearson Education, 1998.
- NOGUEIRA, F. J. *Avaliação experimental de luminárias empregando LEDs orientadas à iluminação pública*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- NOGUEIRA, F. J. et al. Low frequency led driver based on the?? uk converter applied to street lighting luminaires. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2015. p. 1–6.
- NOGUEIRA, F. J. et al. Design of a transformeless high power factor low frequency led driver applied to street lighting. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1172–1177. ISSN 2163-5137.
- NYQUIST, H. Abridgment of certain topics in telegraph transmission theory. *Journal of the A.I.E.E.*, v. 47, n. 3, p. 214–217, March 1928. ISSN 0095-9804.
- OGATA, K. *Discrete-time control systems*. 2^a. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 1985.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 5^a. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2010.
- RODRIGUES, C. R. B. S. *Contribuições ao uso de diodos emissores de luz em iluminação pública*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.
- RODRIGUES, C. R. B. S. et al. Experimental characterization regarding two types of phosphor-converted white high-brightness leds: Low power and high power devices. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 734–740. ISSN 2165-0454.
- SALES, R. P. *LED, o Novo Paradigma da Iluminação Pública*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento, 2011.
- SCHUBERT, E. F.; GESSMANN, T.; KIM, J. K. *Light emitting diodes*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2005.
- SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP. *Phase Control IC TCA785*. Datasheet, 2005.

SOARES, G. M. *Sistema inteligente de iluminação de estado sólido com controle remoto e análise de parâmetros da rede elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

SUGA, I. et al. New switching method for single-phase ac to dc converter. In: IEEE. *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the*. [S.l.], 1993. p. 93–98.

TANENBAUM, A. S. *Redes de computadores*. [S.l.]: Pearson Educación, 2003.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *Stellaris®LM4F120H5QR microcontroller*. Datasheet, 2012.

TSAO, J. Y. Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, IEEE, v. 20, n. 3, p. 28–37, 2004.