

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Projeto, modelagem e implementação de uma carga resistiva controlável para aplicação  
em corrente alternada**

**Rafael Gabriel Oliveira**

**Itajubá, janeiro de 2018**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Rafael Gabriel Oliveira**

**Projeto, modelagem e implementação de uma carga resistiva controlável para aplicação em corrente alternada**

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

Área de Concentração:  
Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador: Prof. Dr. Luís Henrique de Carvalho Ferreira  
Co-orientador: Prof. Dr. Ênio Roberto Ribeiro

**Janeiro de 2018  
Itajubá - MG**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Rafael Gabriel Oliveira**

**Projeto, modelagem e implementação de uma carga resistiva controlável para aplicação em corrente alternada**

**Dissertação aprovada por banca examinadora em 26 de janeiro de 2018, conferindo ao autor o título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.**

**Banca examinadora:**

Prof. Dr. Paula dos Santos Vicente - UFSJ

Prof. Dr. Odilon de Oliveira Dutra - UNIFEI

Prof. Dr. Ênio Roberto Ribeiro - UNIFEI

Prof. Dr. Luís Henrique de Carvalho Ferreira - UNIFEI

**Janeiro de 2018  
Itajubá - MG**



Ministério da Educação  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**  
Criada pela Lei nº 10.435, de 24 de abril de 2002

## A N E X O I

### FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Título da Dissertação: **“Projeto, Modelagem e Implementação de uma Carga Resistiva Controlável para Aplicação em Corrente Alternada”**

Autor: **Rafael Gabriel Oliveira**

#### JULGAMENTO

Examinadores	Conceito		Rubrica
	A = Aprovado	R = Reprovado	
2º	A		
3º	A		
4º	A		

(1) O Trabalho será considerado Aprovado (A) se todos os Examinadores atribuírem conceito A.  
(2) O Trabalho será considerado Reprovado (R) se forem atribuídos pelos menos 2 conceitos R.  
Este documento terá a validade de 30 (trinta) dias a contar da data da defesa da Dissertação.

Itajubá, 26 de janeiro de 2018

Prof. Dr. Odilon de Oliveira Dutra  
2º Examinador – UNIFEI

Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro  
3º Examinador (Coorientador) – UNIFEI

Prof. Dr. Luís Henrique de Carvalho Ferreira  
4º Examinador (Orientador) – UNIFEI

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por abençoar todos os dias da minha vida, por iluminar meu caminho e me dar forças para seguir sempre em frente. Sem Ele, eu não teria a oportunidade de chegar a esse momento e finalizar mais uma etapa do meu aprendizado.

Aos meus pais, Baltazar e Maria Helena, por estarem sempre ao meu lado apoiando de todas as formas possíveis. A minha noiva Priscila por compreender minha ausência na busca por meus objetivos. As minhas irmãs Flávia e Fernanda pelos momentos de descontração e de alegria.

Aos professores Odilon e Paula pela disponibilidade, conselhos e atenção prestada ao meu trabalho. Aos professores Ênio e Luís Henrique pela oportunidade, confiança e motivação. Pelos conselhos e colaboração no meu desenvolvimento pessoal e profissional. Aos demais professores pelo apoio e por estarem sempre presentes quando necessário.

Aos demais familiares, amigos e a todos que de alguma forma participaram desta jornada.

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é realizar o projeto e a construção de um protótipo de carga resistiva série controlável para ser usada com equipamentos geradores de tensão alternada. Este protótipo possui um microcontrolador para o controle digital das diferentes combinações de carga. A carga resistiva série é composta por oito elementos resistivos, cujos valores têm pesos binários. Esta configuração fornece 255 opções de resistências equivalentes. A alteração da resistência equivalente é realizada na passagem por zero dispensando a utilização de filtros para os harmônicos de corrente. A modelagem desta carga é apresentada para desenvolvimento de avaliações analíticas e são confrontados os resultados obtidos a partir de simulações elétricas no *software* LTSpice. Validados estes resultados, são apresentados o desenvolvimento do projeto e a confecção do protótipo para aquisição de resultados experimentais. Os resultados obtidos experimentalmente são utilizados para mostrar e avaliar o comportamento da carga em diferentes situações comprovando seu funcionamento.

Palavras-chaves: Carga eletrônica CA, Associação de resistores com pesos binários, Carga CA Controlável, Carga resistiva série.

## ABSTRACT

The objective of this work is to design and assembly controllable series resistive load prototype to be used with alternating voltage equipment. Prototype uses a microcontroller for digital control of different load combinations. Series resistive load is composed of eight resistive elements, whose values are in binary proportion. This setting provides 255 options of equivalent resistances. The equivalent resistance change is performed at zero voltage crossing, avoiding the use of current harmonic filters. The modeling of this load is presented for the development of analytical evaluations and its results are confronted with the conclusions obtained from electrical simulations in the LTspice software. After validating these results, the project method and assembly details of the prototype, for the acquisition of experimental results, are presented. The experimental results are used to show and evaluate the behavior of the load in different situations proving its operation.

Keywords: AC Electronic Load, Binary-weighted resistors combination, Controllable AC Load, Series Resistive Load.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Fluxograma de classificação das cargas elétricas. ....	17
Figura 2.2 – Modelos de bancos de carga [21], [22]. ....	18
Figura 2.3 – Modos de operação comuns em cargas eletrônicas. ....	18
Figura 2.4 – Diagramas de cargas elétricas [30]: (a) Um resistor chaveado, (b) Comutação binária de elementos resistivos, (c) Controle do ângulo de disparo. ....	19
Figura 2.5 – Limitação dos semicondutores de potência [14]. ....	20
Figura 3.1 – Diagrama de blocos da carga eletrônica proposta. ....	24
Figura 3.2 – Esquema ideal para carga resistiva. ....	24
Figura 3.3 – Aplicação com MOSFET. ....	26
Figura 3.4 – Aplicação com IGBT. ....	27
Figura 3.5 – Aplicação com SCR. ....	28
Figura 3.6 – Software LT Spice IV. ....	28
Figura 3.7 – Resultados de simulação com interruptores. ....	29
Figura 3.8 – Circuito equivalente do SCR em condução. ....	31
Figura 3.9 – Curva VI do SCR BT152. ....	32
Figura 3.10 – Diagrama elétrico da parte de potência da carga: (a) Representação dos SCRs como interruptores, (b) Carga resistiva com SCRs. ....	34
Figura 3.11 – Condição do SCR paralelo ao resistor da carga: (a) SCR $T_I$ como interruptor fechado, (b) SCR $T_I$ como interruptor aberto. ....	34
Figura 3.12 – SCR em condução e em bloqueio: (a) SCR em condução com $d_I = 1$ , (b) SCR em bloqueio com $d_I = 0$ . ....	35
Figura 3.13 – Potência dissipada nos resistores da carga. ....	40
Figura 3.14 – Circuitos para carga resistiva: (a) Circuito ideal, (b) Circuito com SCR, (c) Circuito Thevenin calculado. ....	41
Figura 3.15 – Comparação de comportamento da corrente. ....	42
Figura 3.16 – Corrente média e eficaz em 30 ciclos por segundo SCR 1. ....	43
Figura 3.17 – Circuito simplificado da carga eletrônica. ....	43
Figura 3.18 – Diagrama de blocos da carga eletrônica. ....	44
Figura 3.19 – Fluxograma do programa para a planta do sistema. ....	45
Figura 3.20 – Diagrama de blocos do controle. ....	45
Figura 3.21 – Resultados de simulação com referência de 2 A e degrau de tensão. ....	47

Figura 3.22 – Queda de tensão nos interruptores SCRs. ....	51
Figura 3.23 – Diferença entre $I$ ideal e $I$ de simulação para tensão de 100 V. ....	51
Figura 4.1 – Diagrama para modelagem da carga eletrônica. ....	55
Figura 4.2 – Diagrama do modelo da carga eletrônica no Matlab Simulink. ....	56
Figura 4.3 – Modelagem da planta $G_1$ : (a) Programação para $G_1$ , (b) Diagrama de blocos para $G_1$ . ....	57
Figura 4.4 – Modelagem da planta $G_2$ : (a) Programação para $G_2$ , (b) Diagrama de blocos para $G_2$ . ....	57
Figura 4.5 – Diagrama de blocos da carga com malha de controle da corrente. ....	58
Figura 4.6 – Resposta ao degrau unitário de corrente para $k_i = 840$ . ....	59
Figura 4.7 – Diagrama do bloco de controle C. ....	59
Figura 4.8 – Configuração para bloco de controle: (a) Controle integral (contínuo), (b) Controle com quantizador (inteiro). ....	60
Figura 4.9 – Resultados de simulação para perturbação de 10 V. ....	60
Figura 4.10 – Resultados de simulação da carga para uma variação de -48 V. ....	61
Figura 4.11 – Resultados da simulação para uma redução de 24 V: (a) Variação sobre o erro nulo, (b) Variação no ponto de operação. ....	62
Figura 4.12 – Resultados da simulação para uma variação de +24 V. ....	62
Figura 4.13 – Resultados da simulação para uma variação de +12 V. ....	63
Figura 4.14 – Resultados da simulação para uma variação de +6 V. ....	63
Figura 4.15 – Resultados da simulação para uma variação de +2 V. ....	64
Figura 4.16 – Degrau de +24 V na tensão de operação e degrau de corrente para 1 A. ....	64
Figura 4.17 – Elevação de 2000 V durante 1 ms. ....	65
Figura 4.18 – Modelagem para adicionar tensão alternada a tensão de operação: (a) Diagrama de blocos, (b) Bloco criado. ....	66
Figura 4.19 – Tensão alternada de entrada. ....	66
Figura 4.20 – Modelagem para cálculo da tensão eficaz: (a) Modelagem para cálculo do valor eficaz, (b) Bloco criado. ....	67
Figura 4.21 – Curvas obtidas na simulação do modelo para cálculo de valor eficaz. ....	67
Figura 4.22 – Modelagem para fornecer a variação de tensão a planta $G_1$ : (a) Bloco desenvolvido, (b) Diagrama de blocos do modelo. ....	68
Figura 4.23 – Modelagem da carga eletrônica com tensão alternada de entrada. ....	68
Figura 4.24 – Resultados com corrente alternada para tensão de 127 V – 27 V. ....	69
Figura 4.25 – Simulação para tensão de 127V e +13V no instante 0,4 s. ....	70

Figura 4.26 – Resultados alterando a referência de corrente e tensão de entrada. ....	71
Figura 4.27 – Resultados para tensão de 127 V com degrau de corrente no instante 0,2 s. ....	72
Figura 4.28 – Simulação para degrau na tensão de 127 V para 100 V no instante 0,4 s. ....	73
Figura 5.1 – Circuito de potência da carga com interface para disparo do SCR. ....	74
Figura 5.2 – Bloco para armazenar sinais atrasados e calcular valor eficaz: (a) Bloco AC_to_RMS, (b) Resultados de simulação para 127 V. ....	75
Figura 5.3 – Resultados para tensão de entrada igual a 3 V. ....	76
Figura 5.4 – Esquema do circuito subtrator para identificar o erro. ....	77
Figura 5.5 – Diagrama do circuito controlador integral. ....	77
Figura 5.6 – Circuito de condicionamento e controle. ....	78
Figura 5.7 – Conversor analógico-digital: (a) Bloco Conversor AD, (b) Comportamento do Conversor AD para entrada rampa de -5 V a 5 V. ....	79
Figura 5.8 – Circuito para gerar atraso nas transições. ....	80
Figura 5.9 – Circuito para acionamento dos tiristores. ....	81
Figura 5.10 – Resultados do teste para transições das bordas de subida e descida. ....	81
Figura 5.11 – Diagrama elétrico da carga resistiva com 4 resistores. ....	82
Figura 5.12 – Resultados em malha aberta para alterações na variável de controle. ....	83
Figura 5.13 – Resultados para alteração entre as combinações binárias 0111 e 1000. ....	84
Figura 5.14 – Resultados de simulação com perturbação na tensão do EST. ....	85
Figura 5.15 – Resultados de simulação com alterações na referência de corrente. ....	86
Figura 5.16 – Resultados com alteração na referência de corrente e perturbações de tensão. .	86
Figura 5.17 – Conversor AD de 8 bits. ....	87
Figura 5.18 – Acionamento do resistor utilizando SCR. ....	87
Figura 5.19 – Resultados de simulação do conversor AD para uma entrada em rampa. ....	88
Figura 5.20 – Resultados para transição da combinação 127 para 128. ....	88
Figura 5.21 – Resultados para referência de 1 A e redução de 10 V na amplitude. ....	89
Figura 5.22 – Resultados para referência de 1 A em regime permanente. ....	90
Figura 5.23 – Resultados com referência de 1 A e redução de 2 V na amplitude. ....	90
Figura 5.24 – Resultados com referência de 1 A e redução de 15 V na tensão de entrada. ....	91
Figura 5.25 – Resultados para redução de 127 V para 100 V na tensão de entrada. ....	91
Figura 5.26 – Resultados da simulação com referência de 1 A e tensão de 127 V. ....	92
Figura 5.27 – Resultados com alteração na referência e perturbação na tensão. ....	93
Figura 5.28 – Tensão, corrente e potência em R3 e SCR3, para as combinações de $d=227,$ 228, 196 e 195. ....	93

Figura 6.1 – Circuito microcontrolador e interface IHM. ....	95
Figura 6.2 – Diagrama dos botões e do potenciômetro. ....	95
Figura 6.3 – Circuito de interface para disparo dos tiristores.....	97
Figura 6.4 – Gráficos sobre a corrente de dreno do transistor 2N7002 [44]. ....	97
Figura 6.5 – Diagrama elétrico da carga com oito interruptores. ....	98
Figura 6.6 – Circuito <i>snubber</i> .....	99
Figura 6.7 – Microcontrolador e circuito de comutação dos resistores.....	100
Figura 6.8 – Sensor de corrente e circuito de condicionamento para a corrente do ACS712.	101
Figura 6.9 – Tensão de saída do circuito de condicionamento da corrente do ACS712. ....	102
Figura 6.10 – Condicionamento da tensão de entrada. ....	102
Figura 6.11 – Fonte de 5 V para alimentação do circuito eletrônico.....	103
Figura 6.12 – Detector de passagem por zero. ....	103
Figura 6.13 – Protótipo da carga: (a) Placas eletrônicas, (b) Resistores de potência.....	104
Figura 6.14 – Protótipo da carga resistiva controlável. ....	104
Figura 6.15 – Fluxograma da programação: (a) Interrupção externa, (b) Temporizador de 600 Hz. ....	105
Figura 6.16 – Amostragem a 600 Hz, passagem por zero e sinal CA retificado: (a) Amostragem a 600 Hz, (b) Detector de passagem por zero. ....	106
Figura 6.17 – Comportamento da corrente após comutação dos SCRs. ....	108
Figura 6.18 – Fluxograma da rotina principal. ....	109
Figura 7.1 – (a) Sinal da tensão de entrada, (b) Detector de passagem por zero.....	111
Figura 7.2 – Sensor de corrente ACS712. ....	112
Figura 7.3 – Curvas dos sinais referentes a corrente de entrada.....	112
Figura 7.4 – Resultados de ensaio com a carga em regime permanente. ....	113
Figura 7.5 – Interface IHM.....	114
Figura 7.6 – Partida com resistência máxima para corrente de 1,6 A. ....	114
Figura 7.7 – Partida de resistência máxima para corrente de 1,6 A: (a) Instante da partida, (b) Carga entrando em regime permanente. ....	115
Figura 7.8 – Comportamento do sinal de gatilho do SCR.....	115
Figura 7.9 – Tensão $V_{AK}$ e corrente do SCR 1 paralelo ao resistor de 6 $\Omega$ : (a) Tensão e corrente do SCR 1, (b) Ampliação dos sinais.....	116
Figura 7.10 – Resultados para redução na corrente da carga de 1,7 A para 1,6 A.....	117
Figura 7.11 – Degrau na referência de corrente de 1 A para 1,3 A: (a) Degrau de 1 A para 1,3 A, (b) Ampliação dos sinais. ....	117

Figura 7.12 – Degrau de tensão 127 V para 100 V com referência de 1,3 A.....	118
Figura 7.13 – Degrau da tensão de entrada de 100 V para 127 V: (a) Degrau na tensão de entrada, (b) Ampliação dos sinais. ....	119
Figura 7.14 – Degrau 125 V para 146 V e referência de corrente 1,5 A para 1,2 A. ....	119
Figura 7.15 – Degrau de tensão 125 V para 146 V e referência de 1,5 A para 1,2 A: (a) Degrau de tensão e corrente, (b) ampliação dos sinais.....	120
Figura 7.16 – Tensão anodo-catodo e corrente do SCR 2: (a) Tensão e corrente no SCR 2, (b) Ampliação dos sinais. ....	121

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Características dos interruptores de potência. ....	29
Tabela 3.2 – Cálculos para circuito equivalente x curva VI BT152.....	33
Tabela 3.3 – Dados para tensão máxima e corrente máxima com menor resistor de 4 $\Omega$ .....	36
Tabela 3.4 – Dados para tensão máxima e corrente máxima com menor resistor de 3 $\Omega$ .....	37
Tabela 3.5 – Dados da carga resistiva para o menor resistor de 2 $\Omega$ .....	37
Tabela 3.6 – Dados calculados para a faixa de tensão adotada. ....	38
Tabela 3.7 – Dados calculados para tensão de entrada de 50V.....	38
Tabela 3.8 – Tensão no transformador. ....	38
Tabela 3.9 – Dados da carga eletrônica para tensão de 127 V e o menor resistor de 3 $\Omega$ .....	39
Tabela 3.10 – Potência dos elementos resistivos.....	40
Tabela 3.11 – Combinações de acionamento dos SCRs.....	46
Tabela 3.12 – Dados coletados em simulações para corrente constante de 2 A.....	47
Tabela 3.13 – Dados coletados em simulações para corrente constante de 1 A.....	48
Tabela 3.14 – Dados coletados em simulação para resistência constante. ....	49
Tabela 3.15 – Dados de simulação com malha de controle para resistência constante.....	50
Tabela 3.16 – Resultados de simulação para tensão de entrada de 100 V. ....	50
Tabela 5.1 – Saída do conversor AD. ....	78
Tabela 6.1 – Características do microcontrolador PIC18F4520 [43]. ....	96
Tabela 6.2 – Palavra de 8 bits para acionamento dos resistores.....	107

# SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	12
2.	CARGAS ELÉTRICAS .....	16
2.1	Objetivos gerais .....	21
2.2	Objetivos específicos .....	22
2.3	Metodologia.....	23
3.	CARGA RESISTIVA SÉRIE.....	24
3.1	Elemento interruptor.....	25
3.1.1	MOSFET .....	25
3.1.2	IGBT.....	26
3.1.3	SCR.....	27
3.1.4	Avaliação dos dispositivos interruptores.....	28
3.2	Definição dos limites de corrente, tensão e potência.....	30
3.3	Equacionamento e modelagem do SCR.....	30
3.4	Equacionamento da carga série.....	33
3.5	Definição dos resistores .....	36
3.6	Simulação e equacionamento Thevenin com os resistores.....	41
3.7	Modelagem Thevenin e simulação com Matlab .....	43
3.8	Simulações Thevenin .....	46
3.8.1	Avaliação corrente constante.....	46
3.8.2	Avaliação com resistência constante .....	48
3.8.3	Avaliação tensão constante.....	50
4.	MODELAGEM DA CARGA .....	52
4.1	Série de Taylor.....	52
4.2	Aplicação do polinômio de Taylor .....	53
4.3	Estratégia de controle.....	57
4.4	Simulações com modelo de Taylor.....	59
4.4.1	Simulações com 4 resistores.....	61
4.5	Desenvolvimento de modelo para tensão alternada.....	65
4.6	Simulações de Taylor com modelo para tensão alternada .....	68
5.	SIMULAÇÃO ELÉTRICA .....	74

5.1	Sinal contínuo proporcional ao valor eficaz .....	75
5.2	Circuito subtrator .....	76
5.3	Controlador e condicionamento do sinal de corrente .....	77
5.4	Conversor analógico digital .....	78
5.5	Interface para acionamento dos SCRs .....	80
5.6	Carga resistiva em malha fechada .....	82
5.7	Resultados em malha aberta.....	83
5.8	Resultados em malha fechada com 4 resistores .....	84
5.9	Carga com 8 resistores .....	87
5.10	Resultados da carga com 8 resistores .....	89
6.	PROJETO E PROGRAMAÇÃO .....	95
6.1	Microcontrolador e IHM.....	95
6.2	Interface de disparo dos SCRs .....	96
6.2.1	Projeto isolador óptico.....	97
6.2.2	Projeto circuito Snubber .....	99
6.3	Circuito relé e sensor de corrente .....	100
6.4	Circuito sensor de tensão .....	102
6.5	Fonte de alimentação 5 V .....	102
6.6	Detector de passagem por zero .....	103
6.7	Protótipo de carga resistiva controlável.....	103
6.8	Programação .....	104
6.8.1	Detector de passagem por zero e sensores de tensão e corrente.....	105
6.8.2	Ação de controle e acionamento dos interruptores.....	106
6.8.3	Modos de operação.....	109
7.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	111
7.1	Sinais de entrada .....	111
7.2	Sinais de saída.....	113
7.3	Interface IHM .....	113
7.4	Operação em corrente constante .....	114
7.4.1	Sinal para disparo do SCR.....	116
7.4.2	Mudança no valor da referência .....	117
7.4.3	Perturbação na tensão de entrada.....	118
7.4.4	Alteração da corrente e tensão de entrada .....	119
7.4.5	Tensão e corrente no SCR .....	120

8	CONCLUSÃO.....	122
8.1	Proposta para trabalhos futuros.....	123
8.2	Artigo publicado .....	123
9	REFERÊNCIAS .....	124
	APÊNDICE A – Estudo do SCR.....	128
	APÊNDICE B – Programa para planta G.....	132
	APÊNDICE C – Valor eficaz da CA.....	133
	APÊNDICE D – Bloco RMS-DC.....	137
	APÊNDICE E – Bloco conversor analógico-digital.....	138
	APÊNDICE F – Circuito eletrônico .....	141
	APÊNDICE G – Placas Eletrônicas .....	142
	APÊNDICE H – Fluxogramas e Programas.....	145

# 1. INTRODUÇÃO

As cargas de corrente alternada (CA) são dispositivos necessários e utilizados em testes para avaliação de fontes CA, inversores e geradores de energia elétrica, entre outros [1], [2]. Essas cargas são usadas para produzir perfis de consumo ou apresentar condições equivalentes as cargas de operação dos equipamentos. Nesse cenário, a carga CA dissipativa é uma alternativa para realização destes testes. Esta carga é utilizada em testes de funcionamento, desempenho e confiabilidade dos equipamentos mencionados. Esses testes podem ser realizados durante o seu processo de desenvolvimento, de produção, antes de disponibilizá-los ao mercado e também em processos de atualização e manutenção. O teste destes equipamentos pode ser trabalhoso, caro ou até mesmo inviável devido às dificuldades para realização de ensaios em campo, ou ainda, testes em sistemas completos na forma como esses seriam utilizados na prática. Para possibilitar a realização destes testes é utilizado um dispositivo que atua como uma carga elétrica para apresentar as condições necessárias previamente programadas pelo usuário.

As cargas dissipativas são dispositivos que simulam uma carga elétrica conectada ao equipamento sob teste (EST). Estes dispositivos consomem energia de uma maneira controlada e previamente estabelecida pelo usuário. Estas cargas possibilitam a variação da resistência equivalente permitindo alterar a corrente e potência do equipamento sob teste. Os resistores variável e fixo de potência são exemplos simples de cargas dissipativas. Na prática, o seu uso dificulta a execução de testes para diferentes valores de carga devido à necessidade de refazer as conexões elétricas dos resistores. Uma solução para este problema é o banco de carga resistiva, o qual consiste em um equipamento com diferentes resistores de potência e um painel para configuração manual desses resistores. Contudo, essa opção permite apenas testes estáticos [3]. O desenvolvimento de testes dinâmicos utiliza cargas eletrônicas controláveis. Esta carga opera em malha fechada controlando a corrente, a resistência ou a potência consumida. Um exemplo desse tipo de carga é obtido com o chaveamento em alta frequência de um elemento resistivo. Porém, em função do processo de chaveamento ocorre a geração de correntes harmônicas e é necessário o uso de filtros para essas correntes [4]-[6]. Cargas dinâmicas com comutação de resistores, em paralelo [7]-[10] ou em série [11], [12], são alternativas para esse tipo de carga. Essas cargas possibilitam ampla faixa de combinações de resistência equivalente com poucos elementos resistivos. As cargas com configurações em paralelo e em série

apresentam, respectivamente, variação linear da potência e da resistência equivalente quando ambas usam resistores em uma sequência de pesos binários.

As cargas eletrônicas controláveis podem ser configuradas para vários modos de operação: corrente, tensão, resistência ou potência constante. Além disso, elas permitem fazer associações destes modos, por exemplo: corrente e tensão constantes ou tensão e resistência constantes. Essas cargas podem, também, operar em modos de resistência, corrente ou potência variável e emular o perfil de uma carga arbitrária. A maioria das cargas eletrônicas comercializadas permite a sua associação em paralelo, tornando possível o teste em equipamentos de maior potência [13]. Constata-se da literatura técnica que cargas eletrônicas de baixa potência, baseadas na comutação em alta frequência e que trabalham em modo de corrente constante, têm despertado maior interesse. Porém, para os testes de potências mais elevadas ainda são utilizadas cargas resistivas não controláveis. Isso se deve as limitações de potência dos interruptores semicondutores em função de suas frequências de trabalho [14]. Várias questões emergem para melhoria das cargas eletrônicas como as questões de tamanho e peso, o custo, bem como o problema da dissipação de calor [15].

A vantagem da utilização de cargas eletrônicas controláveis é a realização de testes estáticos e ou dinâmicos previamente programados pelo usuário. E a sua desvantagem é o custo elevado desta tecnologia, o que dificulta o acesso do meio acadêmico e de pequenas empresas a estes dispositivos. Constata-se, então, uma lacuna: a necessidade de um equipamento de carga resistiva que possua a versatilidade de uma carga eletrônica controlável com o custo e eficácia de uma carga resistiva passiva. Surge daí o estímulo à realização deste trabalho.

A topologia de carga resistiva série desperta interesse [11], [12]. Uma patente relacionada a essa topologia foi registrada e demonstra que essa carga atende aos requisitos de novidade, atividade inventiva e é de interesse industrial e econômico [12]. A carga resistiva série foi usada em uma aplicação de controle de geração de energia de baixo custo [11], porém sua modelagem e avaliações não foram apresentadas.

Neste trabalho reapresenta-se a carga resistiva série para uso em equipamentos de corrente alternada, com a inclusão de vários aspectos não contemplados nas referências mencionadas. Os resistores da carga têm valores em uma escala de pesos binários. Essa topologia possui um interruptor semiconductor paralelo para cada resistor da carga. O acionamento destes interruptores é realizado na passagem por zero da tensão alternada, o que evita distúrbios na corrente da carga e a geração de harmônicos. A carga resistiva série, com a inclusão de um circuito eletrônico de controle, permite a realização de testes estáticos e ou dinâmicos previamente programados pelo usuário. Ela pode ser configurada para modos de

operação: em corrente, resistência ou potência constante, bem como produzir um perfil de carga arbitrária.

Esta dissertação apresenta uma análise completa da topologia de carga CA proposta, incluindo o equacionamento, a modelagem, a simulação e a confecção de um protótipo de carga eletrônica controlável que possui uma interface de usuário simples, uma estrutura portátil de fácil manutenção e baixa distorção harmônica. Resultados de avaliações analíticas, simulações elétricas e resultados experimentais são apresentados e validam a proposição da carga e seu sistema de controle.

O estudo apresentado e a realização de uma carga resistiva controlável é uma alternativa para evitar ou reduzir os problemas mencionados. Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento e a implementação de uma carga com ampla faixa de variação de resistências com relativamente poucos elementos resistivos. A comutação destes elementos resistivos é realizada em ciclos inteiros para evitar a geração de correntes harmônicas nos equipamentos sob teste. Assim, dispensa-se o uso de filtros e, também, possibilita-se a variação linear de sua resistência equivalente [11], [16]. A carga eletrônica desenvolvida possibilita a sua programação, através de uma interface simples, para diferentes modos de operação, tais como: corrente constante, resistência constante e potência constante. No entanto, o estudo e a produção de uma carga resistiva série controlável para aplicações em corrente alternada em modo de corrente constante é o assunto apresentado nesta dissertação.

Este trabalho está organizado em oito capítulos. O capítulo 1 apresenta a introdução. No capítulo 2, apresenta-se a revisão bibliográfica dos principais trabalhos desenvolvidos e patentes sobre cargas eletrônicas. Ao final, é mostrada a proposta de carga dissipativa controlável desenvolvida para equipamentos de tensão alternada.

No capítulo 3, mostram-se a avaliação da estrutura de carga e os procedimentos realizados para definição dos elementos interruptores, a modelagem e os limites para o projeto do equipamento proposto. No capítulo 4 são apresentados: o equacionamento matemático, a modelagem da carga resistiva série e resultados de avaliações analíticas. Os resultados de simulações são mostrados e analisados para avaliação da modelagem e do comportamento da carga.

O software LTspice foi utilizado para desenvolvimento do modelo elétrico. Os resultados das simulações elétricas são apresentados no capítulo 5. O capítulo 6 apresenta o projeto das placas eletrônicas: placa de interface com o usuário, placa de condicionamento de sinais, placa de controle e placa de potência. Mostram-se também a montagem dos elementos

resistivos e a estrutura da programação. Experimentos são apresentados para avaliação do comportamento das placas e da carga controlável.

Finalmente, buscando testar a carga desenvolvida, realizam-se diversos ensaios, cujos resultados e avaliação de desempenho encontram-se no capítulo 7. Neste capítulo apresentam-se os resultados para a carga operando em modo de corrente para tensão de entrada e referência de corrente variáveis. O capítulo 8 descreve as conclusões do estudo realizado.

## 2. CARGAS ELÉTRICAS

As cargas elétricas são equipamentos indispensáveis no ensino e pesquisa na área de eletroeletrônica e principalmente na avaliação e teste de equipamentos. As cargas são utilizadas para testes de diversos dispositivos, de tensão contínua ou alternada, como fontes de alimentação, baterias, células de combustível, painéis solares, geradores, transformadores, conversores eletrônicos, fusíveis, inversores, etc. Estes testes podem ser realizados na fase de desenvolvimento dos produtos, na manutenção, na produção ou quando é necessário algum tipo de alteração. As cargas são utilizadas no desenvolvimento de testes e avaliação do funcionamento, do desempenho e da confiabilidade dos equipamentos. Neste trabalho, o foco são as cargas usadas em equipamentos de tensão alternada (CA). A utilização desta carga CA é fundamental para testes de equipamentos como fontes de alimentação CA, inversores, transformadores e geradores CA, entre outros. Estes equipamentos necessitam de um dispositivo, que atue como uma carga elétrica, e apresente as condições equivalentes às que seriam submetidos. Este trabalho apresenta a construção de uma carga que torna possível a realização destes testes.

Nos laboratórios de eletrônica de potência em instituições de ensino, é comum fazer testes de circuitos experimentais, avaliação de semicondutores de potência e *drivers* de placas eletrônicas sob condições de resistência, corrente ou potência previamente definidas. O mesmo ocorre em centros de pesquisa e em empresas nas etapas de desenvolvimento, atualização e manutenção de produtos. Ao desenvolver um novo circuito ou sistema de potência, quando se faz alguma alteração ou quando é necessário fazer a manutenção, o mesmo deve ser submetido a testes para verificação de seu funcionamento, sua eficiência e robustez. Nestes casos as cargas são essenciais na realização dos testes para verificar a conformidade com as especificações do projeto, limites de operação, detectar falhas, entre outros tipos de testes para avaliação de desempenho. As cargas elétricas podem ser classificadas conforme o fluxograma apresentado na Figura 2.1.

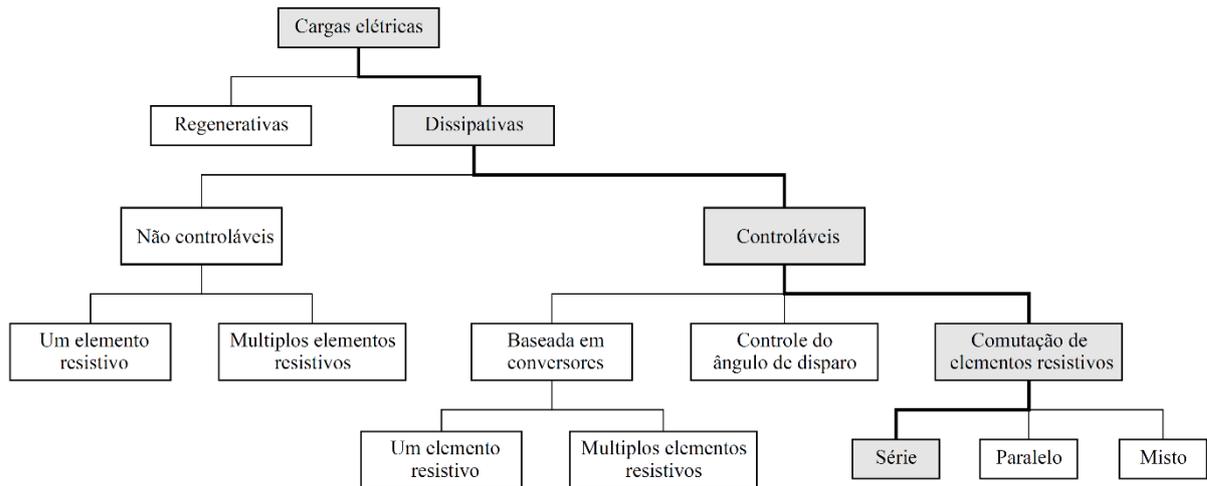


Figura 2.1 – Fluxograma de classificação das cargas elétricas.

As cargas elétricas são dispositivos que consomem energia do equipamento sob teste de acordo com a configuração pré-estabelecida pelo usuário. Em cargas controláveis é possível fazer um ajuste para um consumo de maneira controlada e, em alguns casos, devolver à rede elétrica parte desta energia. As cargas elétricas podem ser dissipativas ou regenerativas. As regenerativas são cargas que consomem energia do equipamento sob teste e devolve à rede elétrica ou ao equipamento parte da energia absorvida [17]-[19], porém possuem o custo elevado [20]. Estas cargas, embora sejam utilizadas em aplicações de baixa potência, a sua utilização ainda não é usual e em casos de potências elevadas, ainda se utilizam cargas dissipativas. Estas cargas dissipam a energia consumida convertendo-a em energia térmica.

As cargas dissipativas mais simples não possuem controle sobre as grandezas elétricas. Estas cargas podem possuir um único elemento resistivo ou vários resistores de potência. Também se utiliza o resistor variável onde o operador faz o ajuste da resistência a ser aplicada no equipamento sob teste. Para a realização dos testes mencionados, desde o princípio, se utilizam estas resistências elétricas. Estes elementos são limitadores de corrente simples dissipativos que ainda são utilizados em cargas elétricas, como em bancos de carga para variadas potências e aplicações. A carga elétrica, mais utilizada para testes de equipamentos de média e alta potência, é a dissipativa não controlável com múltiplos elementos resistivos, também chamada de banco de carga. Nesta carga, o usuário faz a configuração manual da resistência e potência desejadas para uma determinada tensão através de chaves seletoras, conectores elétricos ou contadores [3]. Encontram-se modelos mais sofisticados deste tipo de carga com display e interfaces homem-máquina (IHM) para apresentar os valores de tensão, corrente, frequência, resistência e potência durante os testes. Algumas destas cargas possuem ainda portas de comunicação que possibilitam enviar os dados dos testes para um computador

ou dispositivo remoto [21]-[23]. Este tipo de carga permite apenas testes estáticos. A Figura 2.2 apresenta exemplos destas cargas dissipativas que não possuem controle eletrônico sobre as grandezas elétricas.



Figura 2.2 – Modelos de bancos de carga [21], [22].

Ao contrário destas cargas não controláveis, que são limitadas a poucos valores de tensão e corrente de carga pré-determinadas, as cargas dissipativas controláveis oferecem uma grande variedade de faixas de tensão e de corrente. Estas cargas possuem módulos eletrônicos que permitem configuração para vários modos de operação como: corrente, tensão, resistência ou potência constante, de acordo com a Figura 2.3. Essas cargas podem, também, operar em modos de resistência, corrente ou potência variável e emular o perfil de uma carga arbitrária. A maioria das cargas eletrônicas comercializadas permite a sua associação em paralelo, tornando possível o teste em equipamentos de maior potência [13].

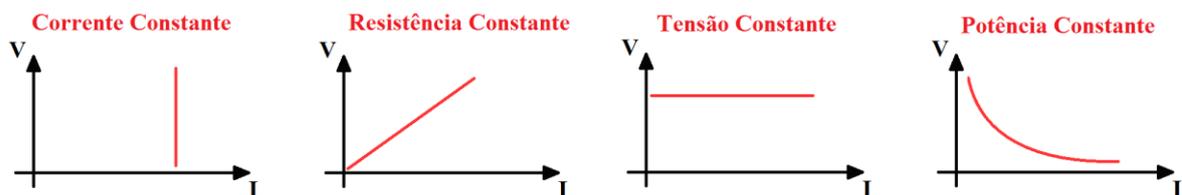


Figura 2.3 – Modos de operação comuns em cargas eletrônicas.

A vantagem da utilização destas cargas dissipativas controláveis é a realização de testes estáticos e ou dinâmicos previamente programados pelo usuário. E a sua desvantagem é o custo elevado desta tecnologia, o que dificulta o acesso a estes dispositivos. Assim as empresas passam a utilizar módulos de cargas resistivas não controláveis que possuem um preço mais acessível. Outra opção também muito utilizada, devido ao custo elevado da compra, é o seu aluguel. Empresas que fabricam e que fazem a instalação de geradores, transformadores, entre outros sistemas de alimentação de potência CA, optam pelo aluguel de cargas, muitas vezes dissipativas não controláveis, para avaliar o funcionamento de seus equipamentos [24], [25]. Percebe-se a necessidade de um sistema de carga que possua a versatilidade de uma carga controlável com o custo e eficácia de uma carga resistiva.

As primeiras cargas controláveis foram desenvolvidas a partir da década de 80. Alguns exemplos destas cargas, apresentados na Figura 2.4, são: o circuito com um elemento resistivo chaveado em alta frequência, a comutação binária de resistores em paralelo e o controle do ângulo de disparo utilizando tiristores [26]-[29].

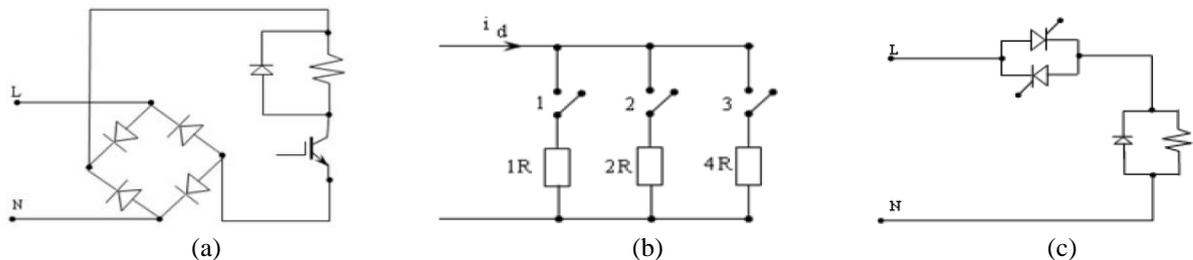


Figura 2.4 – Diagramas de cargas elétricas [30]: (a) Um resistor chaveado, (b) Comutação binária de elementos resistivos, (c) Controle do ângulo de disparo.

As cargas dissipativas controláveis podem ser baseadas no controle do ângulo de fase, em topologias de conversores ou em topologias de comutação de elementos resistivos. Estas cargas possuem circuitos eletrônicos para o controle dinâmico da energia absorvida do equipamento sob teste. As pesquisas sobre cargas eletrônicas de baixa potência, que trabalham em modo de corrente constante, têm bom avanço, porém na área de alta potência ainda são utilizadas cargas resistivas não controláveis. Vários trabalhos foram desenvolvidos para melhorar as características de cargas controláveis, como por exemplo: as topologias com tiristores e TRIAC [30], conversores Boost [31], SEPIC [32], Duplo Buck [33] ou a carga eletrônica Multi-leg interleaved [15]. Porém todas estas topologias produzem ondulações de corrente e a geração de harmônicos e necessitam de filtros de potência [7], [20]. As ondulações de corrente e os harmônicos são fenômenos que degradam a vida útil do equipamento elétrico testado. Então, esta é uma preocupação importante no desenvolvimento de uma carga eletrônica. Os circuitos baseados em conversores utilizam interruptores semicondutores com limitações de potência em função de suas frequências de trabalho [14]. Como os conversores operam com frequências maiores devido ao projeto dos filtros de harmônicos, os semicondutores de potência precisam trabalhar com potências menores. Essas limitações são ilustradas na Figura 2.5.

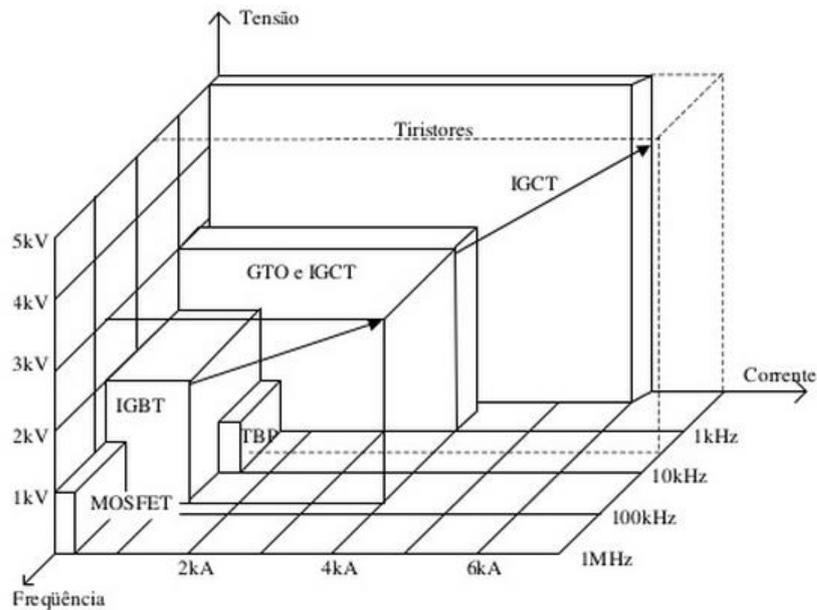


Figura 2.5 – Limitação dos semicondutores de potência [14].

As cargas controláveis atuam com perfis de carga similares aqueles aos quais os sistemas e circuitos serão submetidos durante sua utilização prática. Mas, estas cargas possuem um preço elevado quando comparadas às cargas elétricas simples e, possivelmente, dificultaria o acesso de pequenas empresas e do meio acadêmico a esta tecnologia. A utilização de módulos de cargas resistivas não controláveis é mais comum e possui um preço mais acessível. Constatase, então, uma lacuna: a necessidade de um equipamento de carga que possua a versatilidade de uma carga eletrônica controlável com o custo e eficácia de uma carga resistiva.

Parte da literatura sobre cargas eletrônicas de mercado está disponível nos sites de seus fabricantes e manuais desses produtos. Diferentes fabricantes oferecem módulos de carga controláveis para diferentes faixas de potência, tensão e corrente, mas não fornecem detalhes sobre seus projetos. Existe então uma dificuldade para encontrar documentos técnicos e científicos sobre cargas comerciais. Esses documentos sobre cargas comerciais possibilitariam realizar a análise comparativa dos diferentes produtos de mercado e auxiliar o desenvolvimento de novas arquiteturas de cargas elétricas. Porém, o estudo sobre estruturas de cargas elétricas é encontrado em sua maioria em trabalhos acadêmicos.

Melo et al, em 2013, retomando o conceito de carga baseada na comutação de resistores, apresentaram uma topologia alternativa diferenciada de carga resistiva de múltiplos elementos [11]. Este trabalho propôs uma carga eletrônica variável com elementos resistivos comutados em série. Esta arquitetura de carga proporciona a variação linear de resistência e, ainda, a possibilidade de eliminar a circulação de correntes harmônicas. A topologia apresentada neste artigo tem apelo industrial e comercial, pois foi patenteada. Entretanto, a referida patente não

apresenta detalhes da estrutura de controle ou define os semicondutores de potência da topologia patenteada [12]. A realização de uma carga controlável resistiva série é uma alternativa para evitar ou reduzir os problemas mencionados. A escolha deste tema para dissertação foi motivada pela observação de que poucos trabalhos foram encontrados na literatura técnica especializada tratando da topologia série, portanto um campo pouco explorado, havendo oportunidades de investigação. Além disso, a carga eletrônica com a topologia resistiva série possui várias vantagens em relação aos sistemas conhecidos, como possibilitar a aplicação em níveis elevados de potência, fornecer valores de resistência extremamente elevados e/ou extremamente baixos, proporcionando uma grande variedade de valores de resistência com relativamente poucos elementos resistivos. Este tipo de carga altera em passos fixos de resistência com a vantagem de produzir unidade no fator de potência e não causar distorção da forma de onda do equipamento sob teste. O acionamento dos comutadores pode ser realizado em ciclos inteiros, de maneira a não adicionar correntes harmônicas às formas de onda do sistema, dispensando-se o uso de filtros de potência e permitindo a variação linear de sua resistência equivalente [16].

## 2.1 Objetivos gerais

Este trabalho tem como objetivo o projeto, o desenvolvimento de simulações e a implementação de uma carga resistiva controlável para aplicações em corrente alternada. Esta carga apresenta vantagens de uma carga eletrônica dinâmica com o custo e eficácia de uma carga resistiva passiva. Será apresentada sua arquitetura e a sua avaliação através de avaliações analíticas, simulações elétricas e experimentos através do protótipo construído. A estrutura da carga proposta constitui-se de sensores e condicionamento do sinal de tensão e corrente, o circuito de controle e o circuito de potência, este último composto por uma ponte retificadora, *drivers*, interruptores e resistores.

O sistema proposto utiliza os parâmetros de medição da tensão e corrente fornecidas pelo equipamento sob teste para que a lógica do software inserido no microcontrolador possa configurar automaticamente a resistência que a carga deve apresentar para atingir a dinâmica configurada pelo usuário.

## 2.2 Objetivos específicos

O projeto e a implementação da carga eletrônica têm como metas específicas:

- Avaliar a arquitetura baseado em pesquisa bibliográfica e avaliação do estado arte sobre as cargas eletrônicas resistivas dissipativas.
- Fazer um estudo e analisar os elementos semicondutores para definir o dispositivo interruptor mais adequado a ser utilizado na carga.
- Definir, estudar e utilizar um software para desenvolvimento das simulações da carga eletrônica.
- Fazer o equacionamento matemático para representar o modelo da carga eletrônica.
- Avaliar analiticamente a estrutura da carga resistiva controlável.
- Desenvolver estudo da modelagem para substituir os elementos de potência por um modelo que facilite a representação dos componentes e a realização das simulações.
- Elaborar a modelagem para desenvolvimento das simulações.
- Estudar, analisar e identificar a técnica de controle adequada às condições de operação da carga eletrônica.
- Fazer o estudo, avaliar e definir o circuito de potência, como *drivers* e semicondutores comerciais, mais apropriados à carga eletrônica.
- Desenvolver o protótipo da carga para realização de ensaios e avaliação de desempenho.
- Realizar análise dos resultados.

## 2.3 Metodologia

Este trabalho baseia-se em uma revisão do estado da arte sobre cargas elétricas através de artigos, patentes e dissertações. Esta revisão fornece embasamento teórico e auxilia na compreensão, aprofundamento sobre o tema e na identificação de uma proposta de carga eficaz que atenda aos objetivos. Através do estudo destes trabalhos acadêmicos, da análise de patentes e de simulações de propostas de cargas eletrônicas foi desenvolvido projeto que será apresentado.

A arquitetura da carga eletrônica será apresentada e em seguida será realizado seu equacionamento e a sua modelagem para o desenvolvimento das simulações. Foram utilizados os programas LTspice e MATLAB Simulink para realizar as simulações e fazer a análise de comportamento da carga. As simulações foram realizadas utilizando dados que representam as características ideais e características próximas as reais para confrontar, discutir e justificar os resultados.

Os resultados das simulações são analisados e comparados com os resultados analíticos obtidos através do equacionamento. Validados resultados matemáticos e as simulações elétricas, é realizado o desenvolvimento do protótipo da carga eletrônica e são apresentados os resultados dos experimentos práticos. Para estes experimentos e o desenvolvimento das simulações foram utilizados o laboratório de Eletrônica da UNIFEI e a estrutura que este proporciona como fontes de tensão, osciloscópio, multímetro entre outros.

Desenvolvido o protótipo, foram realizados experimentos para obtenção de dados práticos. Utilizando estes dados foi realizada a comparação com as simulações, assim como a avaliação da eficácia e viabilidade da carga proposta. Validados os resultados, foi realizado um estudo para apresentar as conclusões sobre a avaliação do comportamento da carga eletrônica comparada com as simulações e as especificações definidas como objetivos.

### 3. CARGA RESISTIVA SÉRIE

O projeto de carga proposto neste trabalho começa pela definição da sua topologia. Para isso foram estabelecidas as características desejadas para aplicação em tensão alternada. Aspectos como estrutura simples para rede CA, possibilidade de testes estáticos e dinâmicos, estrutura que permita aplicações em alta potência e baixa distorção do espectro harmônico definem a escolha da estrutura de carga mais adequada para estudo.

O diagrama de blocos da Figura 3.1 ilustra a estrutura da carga proposta. A carga possui três partes principais: circuito para os sensores de corrente e tensão (sensores I e V), circuito de controle e circuito de potência (retificação e carga resistiva). Os sensores de corrente e tensão possuem um circuito de condicionamento com dispositivos eletrônicos para conversão e normalização destas grandezas. Esses sinais são enviados para o controle que processa as informações de corrente e tensão e atua na comutação dos elementos resistivos do circuito de potência. O bloco de potência é composto por uma retificação e a carga resistiva série.

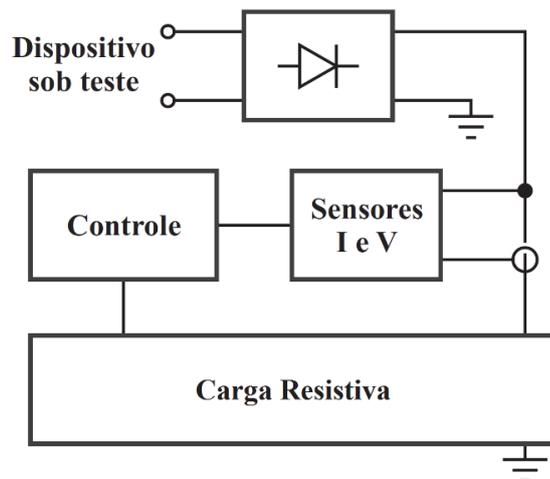


Figura 3.1 – Diagrama de blocos da carga eletrônica proposta.

A carga resistiva pode ser construída com vários resistores. Neste trabalho optou-se por utilizar 8 elementos resistivos com pesos binários. A Figura 3.2 apresenta o esquema elétrico ideal para a estrutura proposta. O interruptor paralelo ao resistor deve ser acionado pelo circuito de controle e apresentar baixa resistência com baixa queda de tensão no estado de condução e elevada resistência no estado de bloqueio.

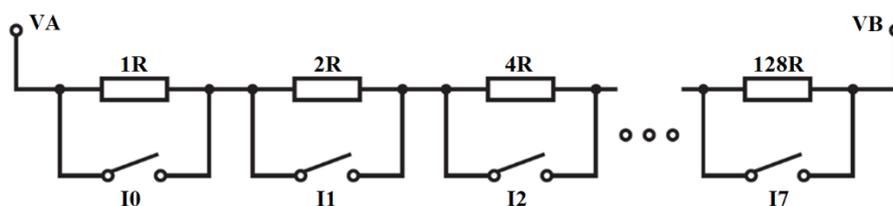


Figura 3.2 – Esquema ideal para carga resistiva.

## 3.1 Elemento interruptor

Para definir o elemento interruptor foram avaliados os semicondutores: o tiristor, o transistor MOSFET (*Metal oxide semiconductor field effect transistor*) e o IGBT (*insulated gate bipolar transistor*). A escolha deste dispositivo foi realizada através da análise de custo dos interruptores e *gate drivers*, da complexidade do circuito, dissipação de potência, desempenho da resposta esperada e facilidade de se encontrar este dispositivo no mercado.

Os interruptores foram escolhidos para os limites: tensão de operação 600 V e corrente de 20 A. Através destas características foi identificado o IGBT IRGB20B60, por ser um dispositivo comercial comum e de custo acessível [34]. Em seguida, o tiristor SCR (*silicon controlled rectifier*) e o MOSFET também foram definidos para atender as mesmas características. O MOSFET escolhido foi o FCH20N60 e o SCR S6020L [35], [36]. Ambos possuem tensão máxima de 600 V e corrente de 20 A. Os dispositivos interruptores foram escolhidos de forma a possibilitar também o desenvolvimento de simulações para comparação.

### 3.1.1 MOSFET

O MOSFET é um transistor com alta impedância de entrada devido a isolação entre a porta e o canal. Ele é apropriado para aplicações de baixa potência (alguns quilowatts) e aplicações de alta frequência (até centenas de KHz) [37]. Este transistor possui terminais porta, fonte e dreno. No MOSFET a corrente de dreno é controlada pela tensão elétrica entre a porta e a fonte. O transistor entra em condução quando a tensão entre a porta e a fonte é maior que a tensão de limiar. Quando em condução, as perdas no MOSFET dependem do quadrado da corrente de dreno. Isso é uma desvantagem para altas potências, pois as perdas são elevadas com o aumento da corrente [38].

Utilizando informações da folha de dados (*datasheet*) do MOSFET FCH20N60, é possível calcular sua dissipação de potência no estado ligado. Este transistor possui a resistência entre dreno e fonte no estado de condução ( $R_{DS(on)}$ ) de 150 m $\Omega$ . A Figura 3.3 apresenta a condição avaliada. Considerou-se os transistores M1, M2 e M3 comportando se como interruptores fechados e o MOSFET M0 como interruptor aberto. Desprezando correntes de fuga, a corrente fornecida pela fonte irá passar pelo resistor de 1R e os transistores M1, M2 e M3.

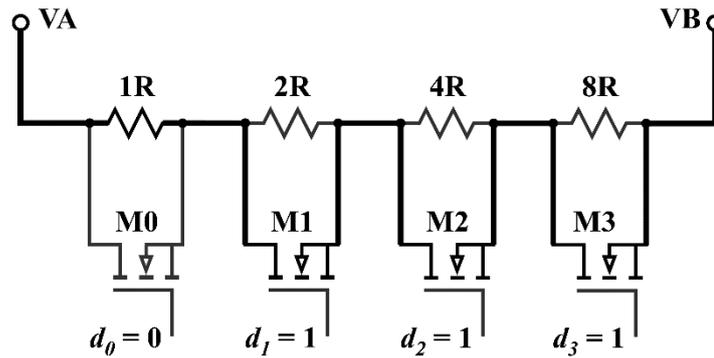


Figura 3.3 – Aplicação com MOSFET.

Utilizando a resistência  $R_{DS}$  do MOSFET, a resistência  $R = 15 \Omega$  e a tensão da fonte entre os pontos VA e VB de 180 V, calcula-se através da primeira lei de Ohm a corrente do circuito de 11,65 A. Aplicando a equação apresentada em (3.1) calcula-se a potência de 20,36 W dissipada pelo transistor MOSFET no estado de condução.

$$P_{cond} = I_D^2 \cdot R_{DS} \quad (3.1)$$

### 3.1.2 IGBT

O transistor bipolar de porta isolada (IGBT) é um dispositivo híbrido que combina as vantagens do chaveamento rápido e alta impedância de entrada do MOSFET com a baixa queda de tensão no estado de condução do transistor bipolar [37]. Neste transistor a corrente entre coletor e emissor é controlada pela tensão aplicada a porta. Para colocar o IGBT no estado ligado é necessário que a tensão entre a porta e o emissor seja maior que a tensão de limiar que é da ordem de 4 V. Como a entrada do IGBT é isolada e sua corrente é praticamente nula, a dissipação de potência neste transistor na condição de condução pode ser calculada por (3.2).

$$P_{cond} = I_C \cdot V_{CEsat} \quad (3.2)$$

Segundo a folha de dados do transistor IRGB20B60 da International Rectifier, este IGBT possui uma queda tensão  $V_{CEsat}$  no estado ligado de 2,05 V. A Figura 3.4 apresenta os transistores U1, U2 e U3 se comportando como interruptores fechados e o transistor U0 em corte. A corrente irá passar pelo resistor 1R (15  $\Omega$ ) e os transistores U1, U2 e U3. Calculando a corrente do circuito encontra-se a potência dissipada no transistor IGBT (23,75 W).

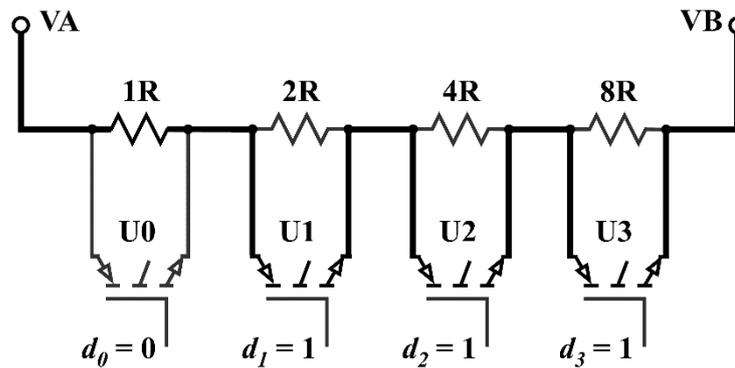


Figura 3.4 – Aplicação com IGBT.

### 3.1.3 SCR

O SCR é um componente eletrônico que possui três terminais. Os terminais anodo e catodo são os de potência e a porta é o terminal de controle. O SCR entra em condução quando uma tensão positiva é aplicada na porta com os terminais anodo e catodo polarizados diretamente. Mantendo esta polarização e a corrente mínima de sustentação ( $I_H$ ) fluindo entre anodo e catodo, a tensão positiva da porta pode ser retirada que o SCR continua em condução. O terminal porta não desliga a corrente do SCR. Para isto é necessário interromper a corrente de sustentação. O bloqueio do SCR pode ser feito desligando a fonte de alimentação ou fazendo um curto-circuito entre anodo e catodo. O SCR fica no estado de bloqueio quando os terminais anodo e catodo estão polarizados inversamente, independente do potencial aplicado no terminal de controle (porta) [39]. Quando o SCR está em condução, ocorre uma queda de tensão entre os terminais anodo e catodo que é utilizada em (3.3) para o cálculo da potência dissipada por este dispositivo no estado ligado.

$$P_{ON} = V_{AK} \cdot I_{T(RMS)} \quad (3.3)$$

O SCR S6020L da Teccor possui, no estado ligado, uma queda tensão entre os terminais anodo e catodo de 1,6 V. Considerando essa tensão,  $R = 15 \Omega$  e as informações da Figura 3.5 calcula-se a potência dissipada pelo SCR no estado de condução. A tensão entre os terminais VA e VB de 180 V. O cálculo foi realizado para os SCRs T1, T2 e T3 se comportando como interruptores fechados e o SCR T1 como interruptor aberto. Nesta situação a corrente irá passar por 1R, T1, T2 e T3 e cada um destes SCRs terá uma queda de tensão  $V_{AK}$  de 1,6 V, conseqüentemente a tensão sobre R1 será de 175,2 V. Como o resistor 1R é de  $15 \Omega$  a potência dissipada no SCR em condução é de 18,68 W.

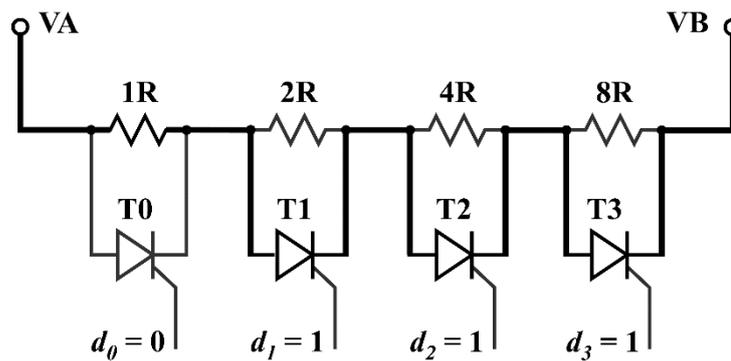


Figura 3.5 – Aplicação com SCR.

### 3.1.4 Avaliação dos dispositivos interruptores

A avaliação destes dispositivos semicondutores tem como objetivo identificar o interruptor e seu circuito de acionamento mais adequados para a carga resistiva. Para auxiliar na escolha do interruptor semicondutor, os circuitos foram desenvolvidos no software LTspice IV para realização de simulações. A Figura 3.6 apresenta a interface deste programa. O LTspice é uma ferramenta de simulação de circuitos eletroeletrônicos que pode ser utilizado para analisar o comportamento elétrico contendo uma grande variedade de componentes, como transistores, tiristores, resistores, capacitores, circuitos integrados, entre outros. Esta ferramenta possibilita que o usuário faça uma avaliação, através de vários tipos de simulações, do comportamento de circuitos elétricos dos mais variados níveis de complexidade.

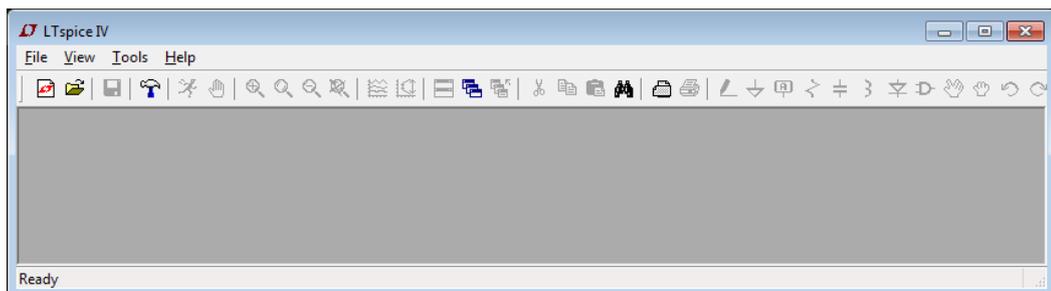


Figura 3.6 – Software LT Spice IV.

Os circuitos apresentados para aplicação com 4 interruptores utilizando MOSFET, IGBT e SCR foram simulados no LTspice. Para a fonte de alimentação foi considerada uma tensão alternada de 127 V. Os interruptores foram acionados para obter resistência equivalente de respectivamente: 60  $\Omega$ , 30  $\Omega$  e 15  $\Omega$ . O comportamento da tensão, ilustrado na Figura 3.7, refere-se à tensão sobre o interruptor paralelo ao resistor 8R (120  $\Omega$ ). Este interruptor estava em condução durante a simulação. Verifica-se que o MOSFET apresenta menor queda de tensão em baixas correntes, porém, com a elevação da corrente, essa tensão é maior que nos

interruptores SCR e IGBT. Com o aumento de corrente o SCR possibilitou menor queda de tensão no estado de condução do que os transistores MOSFET e IGBT.

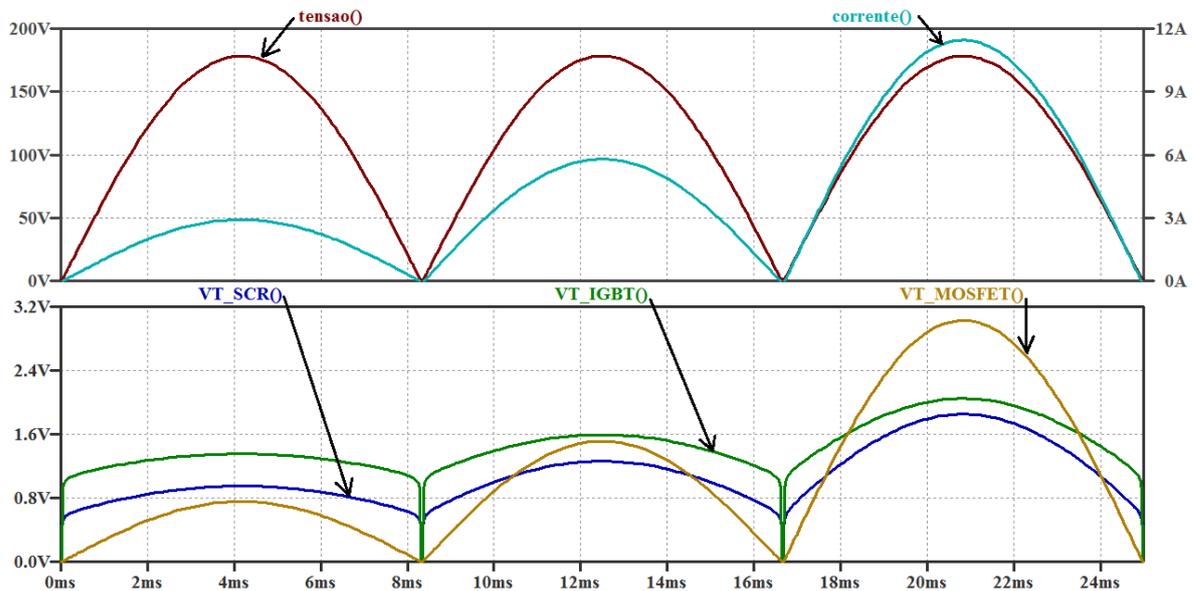


Figura 3.7 – Resultados de simulação com interruptores.

Na carga resistiva série, o interruptor deve possuir uma baixa queda de tensão no estado de condução mesmo com a elevação da corrente. Isto é importante porque com o aumento da quantidade de interruptores em condução menor será a tensão aplicada nos resistores. A queda de tensão no SCR é baixa e não aumenta de forma significativa com a elevação da corrente. Além da baixa queda de tensão em condução, o interruptor a ser utilizado no projeto deve ser fácil de se encontrar no mercado, com custo acessível e possibilitar um circuito simples e robusto. A Tabela 3.1 apresenta as características avaliadas para escolha do interruptor semicondutor. Entre os dispositivos analisados o SCR é o que melhor atende as características estabelecidas.

Tabela 3.1 – Características dos interruptores de potência.

Características	SCR	IGBT	MOSFET
Resistência - queda de tensão	$V_{AK} = 1,6V$	$V_{CE} = 2,05V$	$R_{DSon} = 150m\Omega$
Dissipação de potência	16,4W	23,75W	20,35W
Complexidade do comando	baixa	média	média
Disponibilidade do interruptor	alta	baixa	média
Disponibilidade do <i>gate driver</i>	média	baixa	baixa
Custo relativo do interruptor	1 u.m.	3 u.m.	4 u.m.
Custo relativo do <i>gate driver</i>	1 u.m.	3 u.m.	3 u.m.

### 3.2 Definição dos limites de corrente, tensão e potência

O ponto de partida para estabelecer o limite de tensão do projeto da carga foi a intenção de atender a necessidade de teste em equipamentos de 127 V em 60 Hz. O equipamento deverá suportar esta tensão com tolerância de 20 %. Assim o limite da tensão de trabalho será de 152 V.

Para definir o limite de corrente foi considerado o objetivo do projeto que é o desenvolvimento de uma carga eletrônica de baixo custo para atender laboratórios principalmente na área de ensino. Um equipamento que suporta 3 A atende aos testes em laboratórios de eletrônica em cursos técnicos e em cursos de graduação, onde é comum o teste com baixa corrente.

O projeto da carga eletrônica será desenvolvido para atender a testes de equipamentos de até 500 W, de baixa potência. Então foram definidos, respectivamente, os valores de tensão, corrente e potência para análise e definição dos circuitos e componentes para carga eletrônica: 127 V, 3 A e 500 W.

O circuito da carga eletrônica será constituído por uma associação série utilizando 8 elementos resistivos em uma sequência de pesos binários possibilitando fazer 255 diferentes combinações de resistência equivalente. A quantidade de combinações  $C$  desta carga é calculada por (3.4) através da quantidade de resistores. O valor  $n$  refere-se a quantidade de resistores e o -1 representa a condição com todas as chaves fechadas, o que causaria um curto-circuito no equipamento em teste.

$$C = 2^n - 1 \quad (3.4)$$

### 3.3 Equacionamento e modelagem do SCR

Para iniciar o equacionamento do SCR é necessário conhecer as características deste interruptor, para isso, foi utilizado o SCR BT152, devido a disponibilidade deste componente no laboratório [40]. As características deste SCR são apresentadas no Apêndice A. Definido o interruptor SCR, é necessário o desenvolvimento de seu modelo matemático. Este modelo pode ser ideal ou real. No modelo ideal, alguns parâmetros referentes às características de fabricação e às propriedades dos semicondutores não são considerados. O componente ideal é um modelo simplificado do real. Para modelar um componente eletrônico real, com característica não linear, como o SCR, é conveniente identificar o circuito equivalente que apresente as

características do componente. O desenvolvimento do circuito equivalente para modelagem é utilizado na eletrônica para representar componentes com características não comuns. Este circuito equivalente é desenvolvido utilizando componentes mais simples como interruptores, resistores, capacitores, etc.

O circuito equivalente do SCR se torna simples quando é considerado ideal, pois apresenta características ideais em condução e bloqueio. O SCR ideal em condução deve comportar-se como interruptor fechado conduzindo corrente elétrica sem apresentar resistência e em bloqueio como um interruptor aberto impedindo o fluxo de corrente elétrica.

O modelo do SCR com características próximas às reais é desenvolvido avaliando os estados de condução e bloqueio. Na condição de condução, com a junção anodo-catodo polarizada diretamente, o SCR entra em condução efetiva após a tensão da fonte externa atingir um valor superior ao da barreira de potencial ( $V_o$ ). Neste caso, a junção anodo-catodo do SCR apresenta uma resistência elétrica em polarização direta. A partir destas características o circuito equivalente do SCR em condução é obtido pela associação série de um resistor  $R_S$ , representando a resistência direta de condução, com uma fonte de tensão  $V_o$  correspondente ao valor da barreira de potencial na junção, como mostrado na Figura 3.8.

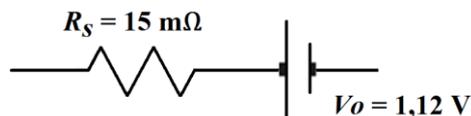


Figura 3.8 – Circuito equivalente do SCR em condução.

Quando a junção anodo-catodo do SCR é polarizada inversamente, o mesmo estará na condição de bloqueio, porém existirá uma corrente de fuga. Essa corrente de fuga é geralmente da ordem de microamperes ou miliamperes. Assim, o SCR em bloqueio pode ser modelado por uma resistência elevada.

O comportamento de um componente eletrônico pode ser expresso através de uma curva característica V.I. Esta curva representa a relação entre tensão e corrente através dos terminais do componente. Dessa forma, para o valor da corrente da junção, pode-se obter o valor da queda de tensão anodo-catodo. A curva característica do SCR é apresentada na Figura 3.9.

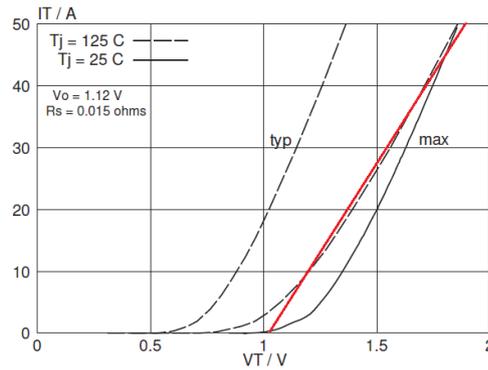


Figura 3.9 – Curva VI do SCR BT152.

O gráfico da Figura 3.9 apresenta a queda de tensão anodo-catodo ( $V_T$ ) em função da corrente de anodo ( $I_T$ ). Quando a corrente é de 10 A, a queda de tensão é de 1,2 V para a curva máxima e temperatura da junção de 125 °C. Com este gráfico é possível traçar uma reta aproximada a esta curva e identificar a equação que representa o comportamento da queda de tensão em função da corrente de anodo. O gráfico apresenta a reta traçada para identificar a equação do comportamento do SCR BT152 em condução.

Admitindo que esta reta representa o comportamento do SCR BT152, foi calculada a equação da reta que apresenta o comportamento da tensão  $V_T$  em função da corrente  $I_T$ . Através de (3.5) foi possível levantar os valores aproximados da tensão  $V_T$  para uma faixa de corrente de 10A a 40A como apresentado na tabela 3.3.

$$V_T = \frac{I_T + 62}{60} \quad (3.5)$$

O SCR em condição de bloqueio apresenta uma elevada resistência e analisando a folha de dados do SCR BT152 é possível calcular esta resistência através da corrente de fuga máxima na tensão máxima de operação. Assim, como a corrente de fuga do BT152 é 1 mA e a máxima tensão de operação é 650 V, o cálculo da resistência oferecida pelo SCR na condição de bloqueio pode ser realizado através de (3.6), obtendo uma resistência de 650 K $\Omega$ .

$$R_{SCR(bloq)} = \frac{V_{DRM}}{I_{D,R}} \quad (3.6)$$

A condição de condução do SCR é modelada como uma resistência em série com uma fonte de tensão, onde esta fonte representa a tensão da barreira de potencial e a resistência é a oposição oferecida em condução direta. Ao analisar a folha de dados do BT152 pode se identificar uma tensão  $V_o$  da barreira de potencial de 1,12 V e uma resistência  $R_s$  em condução direta de 15 m $\Omega$ . No circuito equivalente ao SCR BT152 a resistência em condição de bloqueio é de 650 K $\Omega$  e ao ser aplicada uma tensão positiva de gatilho o circuito é comutado para

condição de condução onde oferece uma resistência de  $15\text{m}\Omega$  quando a tensão anodo-catodo é maior que  $1,12\text{ V}$ .

Analisando o circuito equivalente do SCR em condução é possível equacionar a tensão da barreira de potencial e a resistência de condução direta para calcular a queda de tensão anodo-catodo do SCR em função da corrente de condução direta  $I_T$  como é apresentado em (3.7).

$$V_T = V_o + R_s.I_T \quad (3.7)$$

Utilizando as equações (3.5) e (3.7) foi desenvolvida a Tabela 3.2 para comparar os resultados apresentados da curva característica V.I da folha de dados do BT152 com a equação do circuito equivalente do SCR em condução. Através desta tabela é possível perceber que a equação do circuito equivalente para o SCR em condução apresenta valores aproximados aos fornecidos pela folha de dados do fabricante.

Tabela 3.2 – Cálculos para circuito equivalente x curva VI BT152.

BT 152		$V_T = V_o + R_s.I_T$		$V_T = (I_T + 62)/60$	
$R_s$	$V_o$	$I_T$	$V_T$	$I_T$	$V_T$
0,015	1,12	10	1,247	10	1,2
0,015	1,12	15	1,345	15	1,283
0,015	1,12	20	1,42	20	1,366
0,015	1,12	25	1,495	25	1,45
0,015	1,12	30	1,57	30	1,533
0,015	1,12	35	1,645	35	1,616
0,015	1,12	40	1,72	40	1,7

É importante levar em consideração que a equação calculada é uma aproximação da curva V.I da folha de dados do BT152. Assim o resultado desta tabela foi utilizado para possibilitar uma análise comparativa.

### 3.4 Equacionamento da carga série

A carga eletrônica proposta é baseada em uma configuração série de 8 resistores com um SCR em paralelo com cada elemento resistor como apresentado na Figura 3.10. O SCR irá se comportar como um interruptor onde cada elemento será acionado de forma independente. O acionamento dos interruptores é realizado na passagem por zero permitindo a passagem de ciclos inteiros da tensão CA retificada e evitando a geração de correntes harmônicas. Assim é

possível fazer a comutação dos SCRs para passagem de 1 a 60 ciclos por segundo sobre cada elemento resistivo sem adicionar corrente contínua ao dispositivo sob teste.

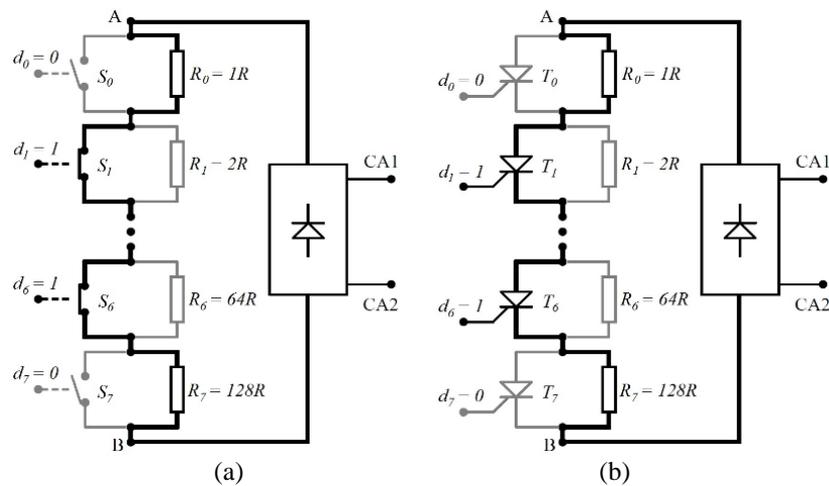


Figura 3.10 – Diagrama elétrico da parte de potência da carga: (a) Representação dos SCRs como interruptores, (b) Carga resistiva com SCRs.

O comportamento do SCR pode ser comparado com um elemento resistivo que oferece uma elevada resistência na condição de bloqueio ( $R_r$ ) e uma baixa resistência na condição de condução ( $R_s$ ) quando a tensão externa é superior a tensão da barreira de potencial  $V_o$ . O teorema de Thevenin foi usado para equacionar a carga resistiva série e identificar um circuito equivalente que apresente o mesmo comportamento da carga. A resistência Thevenin é calculada curto-circuitando a fonte de tensão  $V_o$  e identificando a resistência equivalente entre as extremidades do circuito. Esta resistência foi calculada analisado o comportamento de um elemento interruptor e resistor isoladamente. A Figura 3.11 ilustra esses elementos. Na Figura 3.11 (a) é apresentado o SCR se comportando como interruptor fechado e em (b) o SCR como interruptor aberto. Através da folha de dados do fabricante do SCR BT152 foram identificados os valores de resistência oferecida pelo componente quando em condução e em bloqueio, sendo respectivamente  $15\text{ m}\Omega$  e  $650\text{ K}\Omega$ . A variável  $d_i$  em estado lógico 1 representa tensão positiva de polarização da junção porta-catodo (junção GK) e a variável  $d_i$  em estado lógico 0 representa que a junção GK não está polarizada diretamente, ou seja, sem sinal de disparo para o SCR.



Figura 3.11 – Condição do SCR paralelo ao resistor da carga: (a) SCR  $T_1$  como interruptor fechado, (b) SCR  $T_1$  como interruptor aberto.

Equacionando-se a associação paralela do resistor e o SCR pode-se deduzir (3.8) e (3.9). Em (3.8) é apresentada a resistência equivalente na condição de condução e em (3.9) a resistência equivalente na condição de bloqueio. Quando o SCR está em condução a resistência equivalente é o paralelo da resistência de condução do SCR ( $R_S$ ) com o respectivo resistor  $R_I$  e quando o SCR está em bloqueio a resistência equivalente é o paralelo da resistência  $R_r$  de bloqueio com o resistor  $R_I$ .

$$R_{condução} = \frac{R_S \cdot R_I}{R_S + R_I} \quad (3.8)$$

$$R_{bloqueio} = \frac{R_r \cdot R_I}{R_r + R_I} \quad (3.9)$$

Para representar as duas equações através de uma única expressão, como apresentado em (3.10), foi utilizada a variável de controle da condição do SCR representada por  $d_i$ . Esta variável com estado lógico 1 representa o SCR na condição de condução e em 0 representa o SCR na condição de bloqueio. Essa variável foi usada para calcular a resistência Thevenin na condição de condução com a resistência  $R_S$ , quando o estado lógico é 1, e calcular a condição de bloqueio com a resistência  $R_r$ , quando o estado lógico é 0. A Figura 3.12 ilustra o interruptor em condução e em bloqueio.



Figura 3.12 – SCR em condução e em bloqueio: (a) SCR em condução com  $d_i = 1$ , (b) SCR em bloqueio com  $d_i = 0$ .

$$R_{TH} = d_i \cdot \frac{R_S \cdot R_I}{R_S + R_I} + (1 - d_i) \cdot \frac{R_r \cdot R_I}{R_r + R_I} \quad (3.10)$$

O cálculo da tensão Thevenin para um conjunto SCR/resistor é realizado por (3.11), que representa a tensão nas extremidades do circuito em função da fonte de tensão da barreira de potencial do SCR.

$$V_{TH} = R_I \cdot \frac{V_o}{R_S + R_I} \quad (3.11)$$

Utilizando as equações para condição de condução e de bloqueio, o circuito equivalente Thevenin para todos os resistores e respectivos interruptores pode ser calculado através de

(3.12) e (3.13). Estas equações são utilizadas para identificar o circuito Thevenin equivalente à carga resistiva série.

$$V_{TH} = \sum_{i=0}^{n-1} \left[ d_i \cdot R_i \cdot \frac{V_O}{R_S + R_i} \right] \quad (3.12)$$

$$R_{TH} = \sum_{i=0}^{n-1} \left[ d_i \cdot \frac{R_S \cdot R_i}{R_S + R_i} + (1 - d_i) \cdot \frac{R_i \cdot R_r}{R_i + R_r} \right] \quad (3.13)$$

Para representar este circuito é necessário calcular a resistência Thevenin e a tensão Thevenin. A tensão Thevenin representa a tensão nas extremidades do circuito em função da fonte de tensão da barreira de potencial de cada SCR. Como a carga eletrônica é constituída por mais de um resistor, a tensão Thevenin equivalente a condição dos SCRs na carga resistiva é calculada pela soma das tensões dos conjuntos SCR/resistor. A resistência Thevenin é a resistência equivalente oferecida por todos conjuntos SCR/resistor.

### 3.5 Definição dos resistores

O projeto da carga foi desenvolvido para aplicação em equipamentos de tensão alternada de 127 V com 20 % de tolerância. O equipamento sob teste pode fornecer até 152 V. A potência máxima definida para carga foi 500 W com o limite de corrente em 3,2 A. A partir destas informações foram analisadas diferentes combinações de resistores para identificar a que possibilita melhor faixa de operação dentro dos limites definidos. Foram definidos 8 resistores em uma sequência binária.

A Tabela 3.3 apresenta dados da carga resistiva calculados para máxima tensão de 152 V e máxima corrente de 3,2 A. Os resistores adotados foram: 4  $\Omega$ , 8  $\Omega$ , 16  $\Omega$ , 32  $\Omega$ , 64  $\Omega$ , 128  $\Omega$ , 256  $\Omega$  e 512  $\Omega$ . Logo, o resistor mínimo,  $R_{min}$ , é de 4  $\Omega$ . Considerando condições ideais para o SCR, na tensão de 152 V existem duas combinações possíveis de resistores: 44  $\Omega$  e 48  $\Omega$ . O valor de tensão, próximo a máxima admitida, que foi constatado o maior erro é 147,2 V. A resistência ideal para esta tensão seria 46  $\Omega$ , porém com as combinações possíveis (44  $\Omega$  e 48  $\Omega$ ) foi constatado erro máximo de 4,55 % e a potência máxima dissipada é de 492 W.

Tabela 3.3 – Dados para tensão máxima e corrente máxima com menor resistor de 4  $\Omega$ .

Tensão Vin [V]	Corrente Iin [A]	Resistor Rmin [ $\Omega$ ]	Resistência Total [ $\Omega$ ]	Análise	Tensão [V]	Resistência [ $\Omega$ ]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
152	3,2	4	1020	Real	147,2	44,0	3,35	0,145	4,55	492,45
				<i>Ideal</i>	<b>147,2</b>	<b>46,0</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>471,04</b>
				Real	147,2	48,0	3,07	0,133	4,17	451,41

Na Tabela 3.4, os mesmos cálculos foram realizados considerando a resistência mínima de 3  $\Omega$ . Os resultados mostram que o erro diminuiu para 3,33 % nas mesmas condições de corrente e tensão. Nesta tabela também são apresentadas as combinações de resistores para tensão que possibilita erro máximo. Comparando as análises realizadas para  $R_{mín}$  de 3  $\Omega$  e 4  $\Omega$ , a resistência máxima das cargas são respectivamente 765  $\Omega$  e 1020  $\Omega$ . Nestes casos, com a tensão máxima de 152 V, a corrente mínima da carga é 200 mA com  $R_{mín}$  de 3  $\Omega$  e 150 mA com o  $R_{mín}$  de 4  $\Omega$ .

Tabela 3.4 – Dados para tensão máxima e corrente máxima com menor resistor de 3  $\Omega$ .

Tensão Vin [V]	Corrente Iin [A]	Resistor Rmín [ $\Omega$ ]	Resistência Total [ $\Omega$ ]	Análise	Tensão [V]	Resistência [ $\Omega$ ]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
152	3,2	3	765	Real	148,8	45,0	3,31	0,107	3,33	492,03
				<i>Ideal</i>	<b>148,8</b>	<b>46,5</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>476,16</b>
				Real	148,8	48,0	3,10	0,1	3,13	461,28

Nota-se que quanto maior for a resistência mínima, menor será a corrente mínima consumida pela carga. A Tabela 3.5 foi calculada para o resistor  $R_{mín}$  de 2  $\Omega$ . Neste caso a carga apresentou o erro máximo de 2,17 % com a corrente mínima de 300 mA. Esta corrente mínima foi maior que nas análises anteriores devido a máxima resistência de 510  $\Omega$  ser menor que a máxima das outras combinações de resistores analisadas.

Tabela 3.5 – Dados da carga resistiva para o menor resistor de 2  $\Omega$ .

Tensão Vin [V]	Corrente Iin [A]	Resistor Rmín [ $\Omega$ ]	Resistência Total [ $\Omega$ ]	Análise	Tensão [V]	Resistência [ $\Omega$ ]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
152	3,2	2	510	Real	150,4	46,0	3,27	0,07	2,17	491,74
				<i>Ideal</i>	<b>150,4</b>	<b>47,0</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>481,28</b>
				Real	150,4	48,0	3,13	0,07	2,08	471,25

A sequência de resistores com o resistor mínimo de 3  $\Omega$  foi escolhida para projeto da carga controlável para atender um erro máximo de 5 %. Os resistores adotados são: 3  $\Omega$ , 6  $\Omega$ , 12  $\Omega$ , 24  $\Omega$ , 48  $\Omega$ , 96  $\Omega$ , 192  $\Omega$  e 384  $\Omega$ . Com estes resistores é possível variar a resistência equivalente de 3  $\Omega$  a 765  $\Omega$  em passos de 3  $\Omega$ . A corrente nominal mínima da carga para máxima tensão de entrada será 200 mA. Como a corrente máxima será controlada em 3,2 A, para garantir um erro máximo de 5 %, a menor combinação de resistência utilizada na carga será de 30  $\Omega$ . A

Tabela 3.6 apresenta os cálculos para aplicação destes resistores na faixa de tensão de operação: 101 a 152 V.

Tabela 3.6 – Dados calculados para a faixa de tensão adotada.

Tensão Vin [V]	Corrente Iin [A]	Resistor Rmín [Ω]	Análise	Tensão [V]	Resistência [Ω]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
100	3,2	3	Real	100,8	30,0	3,36	0,160	5,0	338,69
			<i>Ideal</i>	<b>100,8</b>	<b>31,5</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>322,56</b>
			Real	100,8	33,0	3,05	0,145	4,55	307,9
150	3,2	3	Real	148,8	45,0	3,31	0,107	3,33	492,03
			<i>Ideal</i>	<b>148,8</b>	<b>46,5</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>476,16</b>
			Real	148,8	48,0	3,10	0,1	3,13	461,28

A carga possibilita controlar a corrente para tensão menor que 100 V porém com erro superior a 5 %. A Tabela 3.7 apresenta o limite mínimo de tensão da fonte sob teste (50 V) para que a carga continue operando normalmente. Neste caso a menor combinação de resistores é 15 Ω e apresenta um erro máximo de 10 %.

Tabela 3.7 – Dados calculados para tensão de entrada de 50V.

Tensão Vin [V]	Corrente Iin [A]	Resistor Rmín [Ω]	Análise	Tensão [V]	Resistência [Ω]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
50	3,2	3	Real	52,8	15,0	3,52	0,32	10	185,86
			<i>Ideal</i>	<b>52,8</b>	<b>16,5</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>168,96</b>
			Real	52,8	18,0	2,93	0,267	8,33	154,88

A carga pode ser alimentada pelo próprio equipamento sob teste com a capacidade de controlar a corrente para tensão inferior a 100 V, pois o regulador integrado que alimenta o circuito de controle é capaz de suportar a tensão de alimentação até 35 V. Neste caso, para a mínima tensão de entrada é calculado o transformador para garantir a saída do regulador 7805 em 5 V. Na tensão de 152 V é calculada a tensão máxima de entrada no regulador. A Tabela 3.8 apresenta os valores de tensão utilizando transformador com relação transformação 9:1. A tensão de saída do transformador é a tensão de entrada no regulador, que para a faixa de 50 a 152 V, não é superior a 25 V. Isto deve ser considerado se a carga for alimentada pelo equipamento sob teste. Embora a carga desenvolvida suporte ser alimentada pelo próprio equipamento sob teste, a carga neste trabalho foi montada com alimentação separada do equipamento a ser testado.

Tabela 3.8 – Tensão no transformador.

Tensão eficaz Vin [V]	RT	Tensão de pico na entrada do transformador [V]	Tensão eficaz na saída do transformador [V]	Tensão de pico na entrada do regulador [V]
152	9 : 1	214,96	16,89	23,08
127	9 : 1	179,60	14,11	19,16
101	9 : 1	142,83	11,22	15,07
70	9 : 1	98,99	7,78	10,20
50	9 : 1	70,71	5,56	7,06

Considerando uma situação com a tensão de entrada próximo a 127 V e corrente máxima de 3,2 A foi identificada a tensão de entrada que apresenta o maior erro entre 124,8 V e 134,4 V. Os resultados dos cálculos são apresentados na Tabela 3.9. O erro máximo constatado foi de 3,85 % quando a tensão de entrada é 129,6 V. Como a resistência máxima é 765  $\Omega$ , a corrente mínima da carga é 170 mA. Considerando a corrente de 1,5 A o maior erro foi de 1,79 %. Os resultados mostram que quanto menor for a corrente consumida pela carga menor será o erro instantâneo no valor da corrente.

Tabela 3.9 – Dados da carga eletrônica para tensão de 127 V e o menor resistor de 3  $\Omega$ .

Tensão Vin [V]	Corrente I <sub>in</sub> [A]	Resistor R <sub>mín</sub> [ $\Omega$ ]	R máx [ $\Omega$ ]	Análise	Tensão [V]	Resistência [ $\Omega$ ]	Corrente [A]	Erro [A]	Erro [%]	Potência [W]
127	3,2	3	765	Real	129,6	39,0	3,32	0,123	3,85	430,67
				<i>Ideal</i>	<b>129,6</b>	<b>40,5</b>	<b>3,20</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>414,72</b>
				Real	129,6	42,0	3,09	0,114	3,57	399,91
127	1,5	3	765	Real	128,25	84,0	1,53	0,027	1,79	195,81
				<i>Ideal</i>	<b>128,25</b>	<b>85,5</b>	<b>1,5</b>	<b>0,0</b>	<b>0,0</b>	<b>192,38</b>
				Real	128,25	87,0	1,47	0,026	1,72	189,06

A potência apresentada nesta tabela é a potência total dissipada pela carga. É necessário calcular a potência de cada resistor de forma a especificar adequadamente os elementos resistivos. Os resistores de potência encontrados no mercado para esta aplicação são os resistores de fio, geralmente fabricados com níquel cromo em um tubo cerâmico. Alguns exemplos destes resistores com tubo cerâmico são: fio enrolado, fio enrolado com vidro esmaltado e o de fio ajustável tubular.

A partir das especificações de limite de tensão, corrente e potência pode-se calcular a máxima potência de cada elemento resistivo. Os resistores R0, R1, R2 e R3 podem ser submetidos à máxima corrente de 3,2 A, pois possuem valor de resistência inferior a 48  $\Omega$ . Assim, calcula-se a potência máxima do resistor através de (3.14). Para resistência maior que 48  $\Omega$  a corrente da carga é inferior a 3,2 A. Nestes casos a potência é calculada em função da tensão máxima que pode ser aplicada sobre cada elemento resistivo. Esta potência é calculada pela expressão em (3.15). A Tabela 3.10 apresenta o valor da potência máxima dissipada por cada resistor.

$$P_{m\acute{a}x} = R \cdot I_{m\acute{a}x}^2 \quad (3.14)$$

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}^2}{R} \quad (3.15)$$

Tabela 3.10 – Potência dos elementos resistivos.

Resistor		P [W] Teórica	P [W] Comercial
R0	3	31	40
R1	6	62	75
R2	12	123	150
R3	24	246	250
R4	48	491	500
R5	96	241	250
R6	192	121	150
R7	384	61	75

Utilizando o software LTSpice foi realizada simulação com os resistores adotados e os resultados são ilustrados na Figura 3.13. A simulação foi realizada alterando as combinações de resistores a partir da máxima, 765  $\Omega$ , até a menor resistência equivalente que possibilita a corrente de 3,2 A. Esta figura apresenta as curvas de potência instantânea dissipada em cada um dos elementos resistivos para a tensão nominal de 127 V. Portanto, não é necessário que todos resistores dissipem a potência máxima de 500 W. O resistor que permite a circulação da máxima corrente na máxima tensão adotada deve dissipar a potência máxima definida para projeto. Na carga proposta é o resistor de 48  $\Omega$  que deve suportar 500 W. Os resistores de 24  $\Omega$  e de 96  $\Omega$  deverão dissipar a metade da potência do resistor de 48  $\Omega$ , reduzindo o tamanho e custo para desenvolvimento do equipamento. Os demais resistores dissiparão menor potência, conforme se verifica na Tabela 3.10.

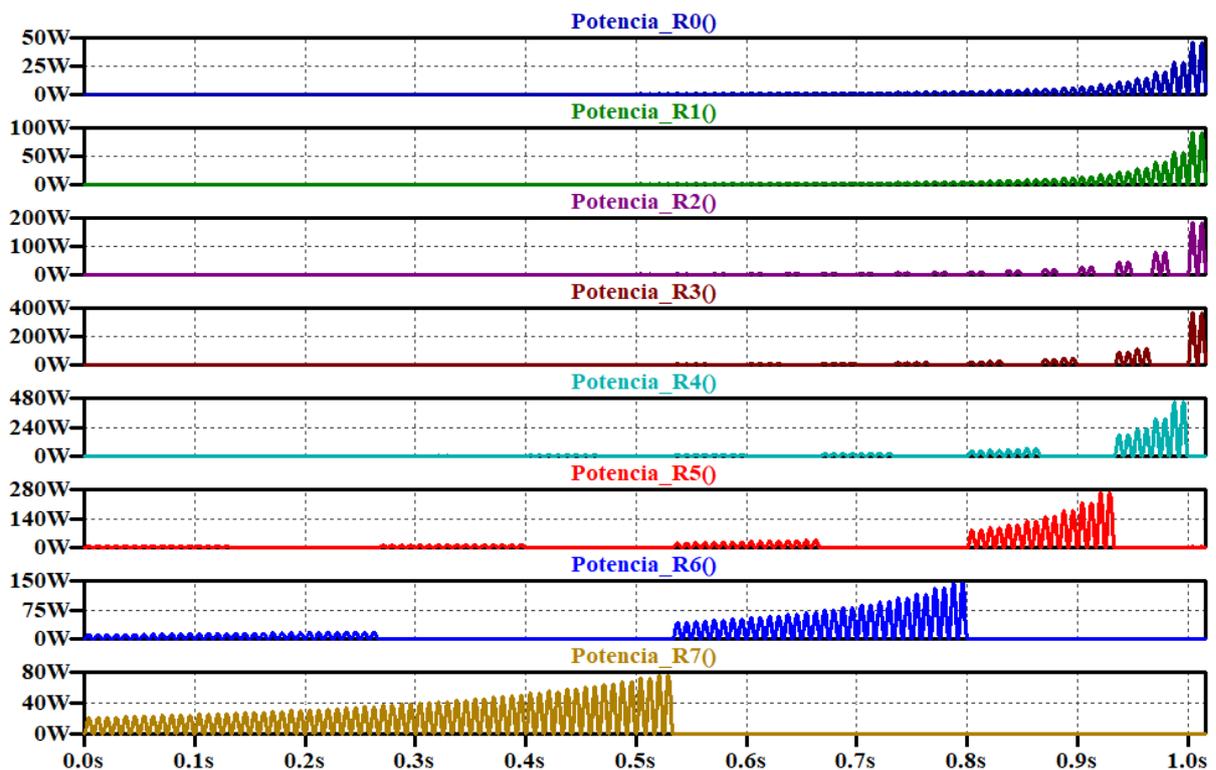


Figura 3.13 – Potência dissipada nos resistores da carga.

### 3.6 Simulação e equacionamento Thevenin com os resistores

Com a definição do interruptor semiconductor SCR e a dos resistores é possível avaliar o comportamento da carga utilizando as equações Thevenin apresentadas. Para isso o circuito ilustrado na Figura 3.14 foi desenvolvido no software LTspice. A Figura 3.14 (a) mostra o circuito com características ideais para o interruptor e a Figura 3.14 (b) o circuito da carga série utilizando modelo equivalente ao SCR BT152. Este circuito foi simulado para fornecer sequencialmente em intervalos de 8,33 ms as resistências equivalentes de: 384  $\Omega$ , 126  $\Omega$ , 60  $\Omega$  e 45  $\Omega$ . Os valores de tensão e resistência Thevenin foram calculados para as quatro combinações de resistores. A queda de tensão Thevenin, para cada combinação de resistores, refere-se a soma das tensões anodo-catodo dos SCRs em condução. As equações Thevenin foram aplicadas para identificar o circuito equivalente como ilustrado, o de 45  $\Omega$ , na Figura 3.14 (c).

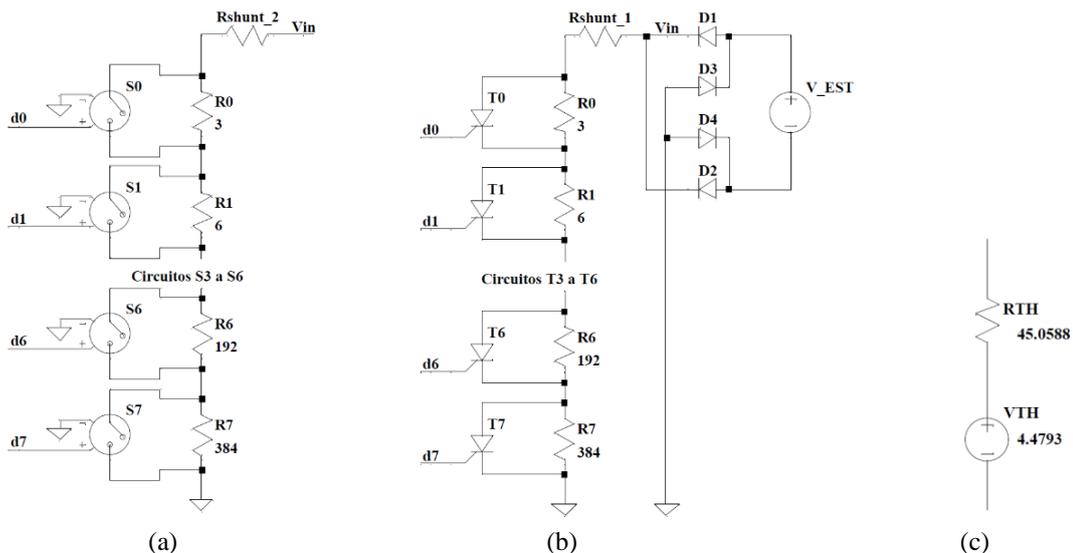


Figura 3.14 – Circuitos para carga resistiva: (a) Circuito ideal, (b) Circuito com SCR, (c) Circuito Thevenin calculado.

O circuito Thevenin calculado, como ilustrado na Figura 3.14 (c), é equivalente ao circuito utilizando modelo do SCR BT152 da Figura 3.14 (b). Este último foi simplificado para ser representado com apenas dois elementos, uma resistência e uma fonte de tensão, de forma a facilitar a identificação de grandezas como corrente e potência ao ser submetido a uma determinada tensão do dispositivo sob teste. Os resultados da simulação, ilustrados na Figura 3.15, foram utilizados para comparar o comportamento da corrente nos circuitos: com interruptores ideais (Ideal), com modelo do SCR (SCR) e o circuito Thevenin calculado (Thevenin). Os resultados desta simulação mostram que as equações Thevenin definem um circuito que apresenta o mesmo comportamento do circuito com modelo dos SCRs. Existe,

também, uma diferença no comportamento do circuito com interruptor ideal em relação ao do modelo com SCRs. Esta diferença é devido ao valor da queda de tensão nos SCRs, mas como essa queda de tensão é pequena, o erro foi inferior a 3 %. Com a simulação foi possível identificar que o erro na corrente do circuito ideal com relação aos outros foi inferior a 100 mA.

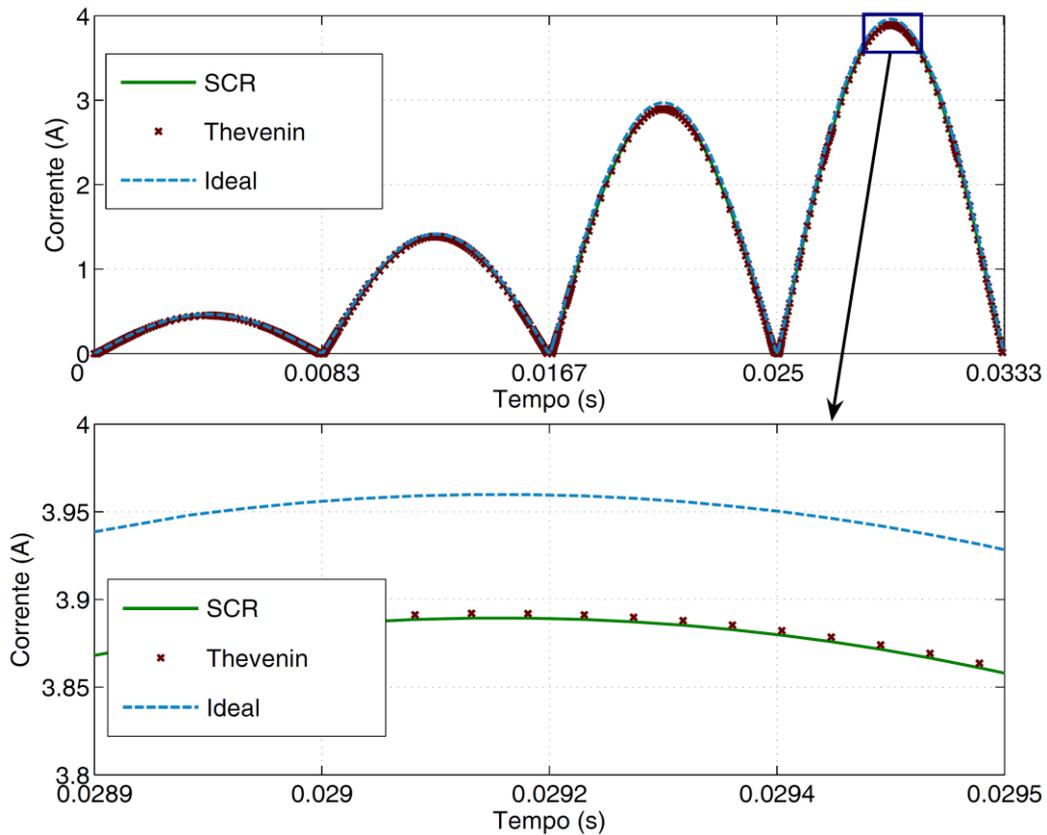


Figura 3.15 – Comparação de comportamento da corrente.

Os resultados ilustrados na Figura 3.16 foram obtidos de uma simulação com tensão de entrada 127 V. A figura ilustra o comportamento da corrente que circula na carga resistiva alternando a condição de um SCR. A simulação inicia com os SCRs 3 e 5 em bloqueio ( $b_3=0$  e  $b_5=0$ ) e os demais em condução. Em intervalos de 16,66 ms, o SCR 0 ( $b_0$ ) fica alternando entre desligado e ligado, comutando o elemento resistor de 3  $\Omega$ . Quando o SCR 0 está em bloqueio (combinação 214 com  $b_0=0$ ) a corrente na carga resistiva é 1,0073 A e quando este está em condução (combinação 215 com  $b_0=1$ ) a corrente é 1,0272 A. Através dos resultados da simulação foi constatado que a precisão entre as combinações de carga é 19,9 mA - erro inferior a 2 %. Considerando o valor médio no período analisado o erro cai pela metade.

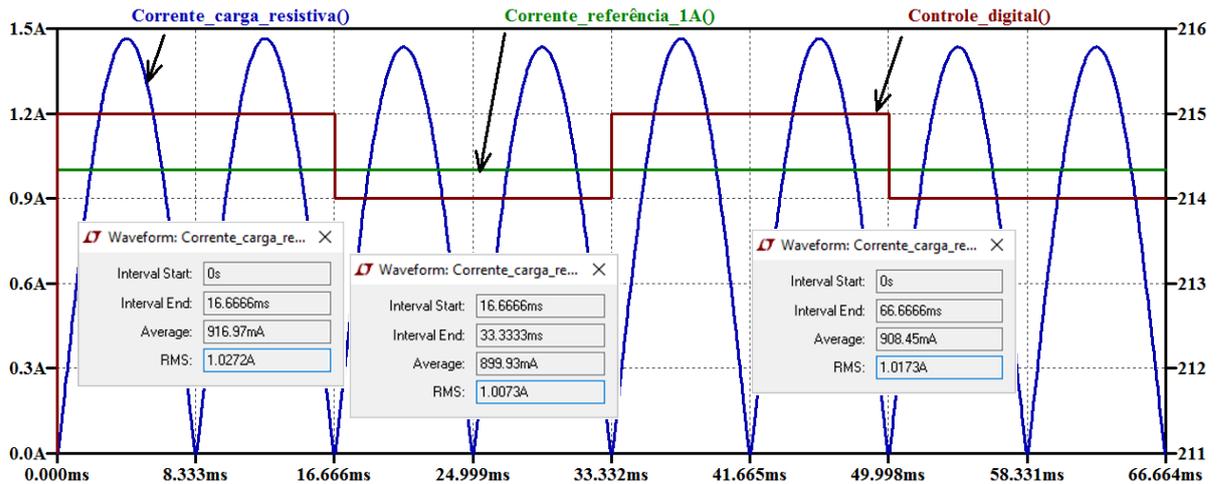


Figura 3.16 – Corrente média e eficaz em 30 ciclos por segundo SCR 1.

### 3.7 Modelagem Thevenin e simulação com Matlab

A carga eletrônica foi modelada para os oito resistores adotados com  $R_{min}$  de  $3 \Omega$ . Para cada combinação de resistores o circuito pode ser calculado como uma resistência Thevenin e uma tensão Thevenin em série. A Figura 3.17 apresenta o diagrama elétrico simplificado com a tensão e resistência Thevenin da carga resistiva. Esta carga irá consumir uma corrente  $I_{IN}$ , que aplicando a Lei de Ohm, com a tensão de entrada  $V_{IN}$  calcula-se a resistência vista pela fonte sob teste.

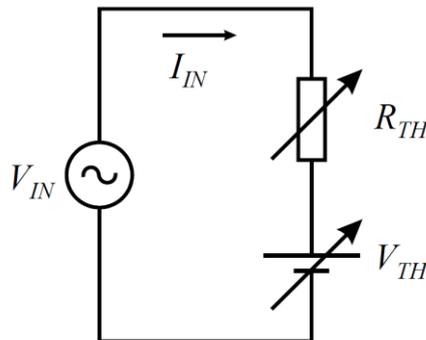


Figura 3.17 – Circuito simplificado da carga eletrônica.

A modelagem da carga foi desenvolvida para possibilitar a realização das simulações de comportamento do sistema para diferentes fontes de tensão e ajuste na corrente de referência. A Figura 3.18 apresenta o diagrama de blocos da carga eletrônica para realização das simulações. O sistema tem como parâmetros de entrada a tensão da fonte sob teste e a corrente de referência desejada. A malha de controle ajustará o parâmetro de controle  $d$  de acordo com o erro da corrente de saída  $I$  da planta.

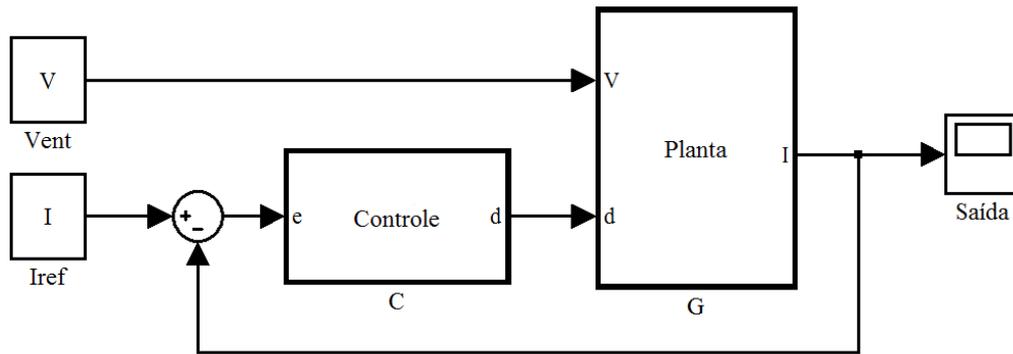


Figura 3.18 – Diagrama de blocos da carga eletrônica.

A planta  $G$  é uma função baseada nas equações Thevenin que representa as possíveis combinações de resistências da carga eletrônica. A combinação dos resistores é feita através do acionamento dos SCRs. A condição de condução do SCR foi modelada como uma resistência ( $R_S$ ) em série com uma fonte de tensão ( $V_o$ ) e a condição de corte como uma resistência, considerada resistência de bloqueio ( $R_r$ ). Para realizar a modelagem foram considerados os seguintes parâmetros para o SCR: tensão da barreira de potencial  $V_o$  de 1,12 V, resistência de condução  $R_S$  de 15 m $\Omega$  e resistência de bloqueio  $R_r$  de 650 K $\Omega$ . Esta planta foi modelada através do equacionamento da resistência e tensão Thevenin oferecidas pelas combinações dos conjuntos SCR/resistor. Utilizando estas equações foram desenvolvidos os programas para planta utilizando o software MATLAB Simulink. A Figura 3.19 apresenta o fluxograma do programa da planta que utiliza como parâmetros de entrada a variável controlada  $d$  e a tensão da fonte sob teste  $V$ . Este programa começa com a declaração de variáveis, constantes de resistências e constantes de tensão da carga eletrônica. Em seguida é realizada a conversão do valor  $d$  de entrada para binário. Com estes valores são calculadas a resistência e a tensão Thevenin oferecidas pela carga resistiva. Assim, utilizando a tensão da fonte sob teste é calculada a corrente  $I$  consumida pela carga. Esta corrente é o parâmetro de saída da planta. O programa referente a planta  $G$  está no Apêndice B.

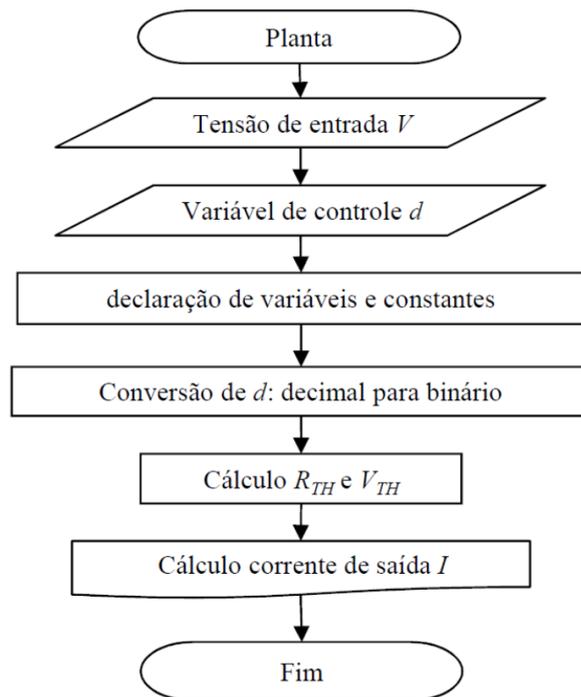


Figura 3.19 – Fluxograma do programa para a planta do sistema.

As simulações com a planta foram realizadas utilizando o controle ilustrado na Figura 3.20. A ação integral foi utilizada para que a carga resistiva se comporte como um sistema de primeira ordem reduzindo o erro em regime permanente. O ganho 35 do controlador foi escolhido através de testes para que a carga conseguisse estabilizar na corrente de referência com tempo inferior a 1 segundo. O bloco *Quantizer* foi utilizado para a planta da carga receber apenas valores inteiros referentes as combinações de resistores.

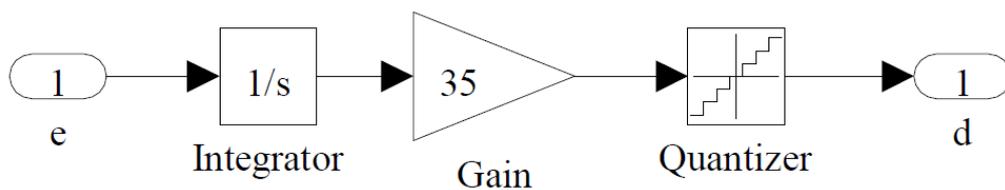


Figura 3.20 – Diagrama de blocos do controle.

### 3.8 Simulações Thevenin

A Tabela 3.11 apresenta algumas possíveis combinações de acionamento dos dispositivos interruptores. Para cada combinação de acionamento dos SCRs a carga eletrônica apresenta um determinado valor de tensão e resistência Thevenin. A tensão Thevenin é diretamente proporcional a quantidade de SCRs em condução. Para a carga com 8 interruptores, essa tensão não é superior a 7,9 V. A condição do SCR em bloqueio (estado lógico 0 em  $d_i$ ) faz com que seu respectivo resistor componha a série da resistência equivalente. Em outras palavras, a resistência equivalente é a soma dos respectivos resistores que possui seu interruptor SCR em bloqueio. Isto pode ser visto por exemplo: na combinação 235, em destaque, onde os SCRs 2 e 4 estão em bloqueio e seus respectivos resistores 12  $\Omega$  e 48  $\Omega$  somados são a resistência equivalente de 60  $\Omega$ .

Tabela 3.11 – Combinações de acionamento dos SCRs.

Comb. [ $d$ ]	Situação dos SCRs [ $d_i$ ]								Req [ $\Omega$ ]	RTH [ $\Omega$ ]	VTH [V]
	$d_7$ 384	$d_6$ 192	$d_5$ 96	$d_4$ 48	$d_3$ 24	$d_2$ 12	$d_1$ 6	$d_0$ 3			
0	0	0	0	0	0	0	0	0	765	764,6977	0
95	0	1	0	1	1	1	1	1	480	479,8490	6,7091
127	0	1	1	1	1	1	1	1	384	383,8781	7,8289
181	1	0	1	1	0	1	0	1	222	222,0173	5,5925
192	1	1	0	0	0	0	0	0	189	189,0111	2,2399
205	1	1	0	0	1	1	0	1	150	150,0571	5,5922
224	1	1	1	0	0	0	0	0	93	93,0403	3,3597
<b>235</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>60</b>	<b>60,0861</b>	<b>6,7106</b>
240	1	1	1	1	0	0	0	0	45	45,0588	4,4793
254	1	1	1	1	1	1	1	0	3	3,1049	7,8345

#### 3.8.1 Avaliação corrente constante

Utilizando a modelagem desenvolvida no MATLAB Simulink foram realizadas simulações para analisar o comportamento da carga considerando o modo de corrente constante para diversos valores de tensão. Os resultados de uma simulação iniciando com tensão de 127 V e alterando a tensão para 138 V são ilustrados na Figura 3.21. A carga estava em regime estável com a corrente de 2 A na combinação de resistores 235. No instante 0,1 s a tensão é elevada para 138 V provocando um aumento na corrente da carga que é corrigida pelo controlador alterando a combinação de resistores para 233, estabilizando a corrente novamente em 2,0021 A.

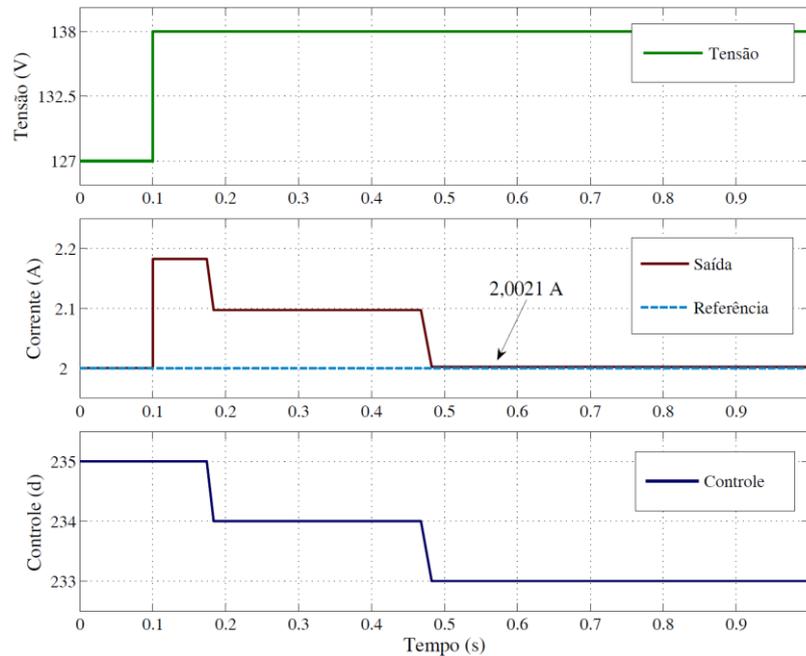


Figura 3.21 – Resultados de simulação com referência de 2 A e degrau de tensão.

Com a referência de corrente em 2 A, a carga utiliza da combinação 235 para 127 V e 233 para a tensão de 138 V. De forma a analisar as combinações de resistores para diferentes valores de tensão foram realizadas simulações com a tensão variando de 50 V a 150 V. Os resultados, considerando a referência de corrente constante de 2 A, são ilustrados na Tabela 3.12. A carga utilizou uma faixa com 17 combinações de resistências para manter a corrente em 2 A. O maior erro foi de 5,3 % e o erro médio foi 1,8 %.

Tabela 3.12 – Dados coletados em simulações para corrente constante de 2 A.

Tensão [V]	Res. Ideal [ $\Omega$ ]	Comb. [d]	Corrente I [A]	Erro I [A]	Erro I [%]
50	21	248	2,1068	0,1068	5,3
60	27	246	1,9670	0,0329	1,6
70	33	244	1,9472	0,0527	2,6
80	36	243	2,0307	0,0308	1,5
90	42	241	2,0061	0,0061	0,3
100	48	239	1,9161	0,0838	4,2
110	51	238	2,0217	0,0217	1,1
120	57	236	2,0045	0,0045	0,2
130	63	234	1,9724	0,0275	1,4
140	66	233	2,0342	0,0342	1,7
150	72	231	1,9877	0,0122	0,6

Foram realizadas outras simulações considerando a referência de corrente constante em 1 A. Os resultados destas simulações são apresentados na Tabela 3.13. Nestas simulações a carga utilizou uma faixa de 33 combinações de resistores para estabilizar a corrente em 1 A. Ao reduzir a corrente de referência foi possível perceber que o erro foi menor, pois aumentaram as

possibilidades de combinações na carga eletrônica. Para condições analisadas, o maior erro foi de 3,8 % e erro médio de 1,1 %. Nota-se que a precisão é maior com corrente mais baixa. No entanto, se a corrente estiver abaixo do valor mínimo admitido, não existirão combinações de resistores para manter a corrente constante.

Tabela 3.13 – Dados coletados em simulações para corrente constante de 1 A.

Tensão [V]	Res. Ideal [ $\Omega$ ]	Comb. [d]	Corrente I [A]	Erro I [A]	Erro I [%]
50	45	240	1,0102	0,0102	1,0
60	54	237	0,98524	0,0147	1,4
70	63	234	1,0211	0,0211	2,1
80	75	230	0,9911	0,0088	0,9
90	84	227	1,0040	0,0040	0,4
100	93	224	1,0386	0,0386	3,8
110	105	220	0,9937	0,0062	0,6
120	114	217	1,0030	0,0030	0,3
130	123	214	1,0109	0,0109	1,1
140	135	210	1,0035	0,0035	0,3
150	144	207	0,9945	0,0054	0,5

A faixa de corrente para operação da carga eletrônica, com os valores de resistores definidos, é de 170 mA a 3 A. Correntes acima de 3 A possuem apenas 15 combinações de resistores. Assim a corrente deve ser menor que 3 A para obter maior número de combinações de resistores e consequentemente erro médio inferior a 5 %. Outro motivo importante para manter corrente inferior a 3 A é a potência máxima de 500 W. Correntes maiores que 3 A poderiam exceder o limite de potência definido para carga.

### 3.8.2 Avaliação com resistência constante

Foram desenvolvidas simulações para analisar o comportamento da corrente considerando a carga em modo de resistência constante. Através destas simulações foram extraídos os dados que são apresentados na Tabela 3.14. A carga eletrônica possui 255 diferentes combinações de resistências (0 a 254) utilizando 8 elementos resistivos. A resistência da carga foi considerada fixa estabelecendo um valor constante para a variável de controle  $d$ . Os valores utilizados para a variável de controle  $d$  foram as combinações 235, 184 e 145. Os resultados foram obtidos de simulações com a tensão de entrada variando de 50V a 150V. A tabela apresenta a corrente de saída da planta, a resistência oferecida pela carga e o erro percentual de corrente. Para apresentar este erro de corrente foi calculada a resistência média

oferecida para os diferentes valores de tensão. Utilizando esta resistência média foi calculada a corrente e sua diferença com relação a corrente da planta.

Tabela 3.14 – Dados coletados em simulação para resistência constante.

Comb. [d]	Res. média [ $\Omega$ ]	Tensão [V]	Corrente I [A]	Corrente I ideal [A]	Resistência [ $\Omega$ ]	Erro [%]
235 11101011	66	50	0,7204	0,833	69,3	4,8
		75	1,1365	1,250	65,9	0,1
		100	1,5526	1,666	64,4	2,4
		125	1,9686	2,083	63,4	4,1
		150	2,3847	2,500	62,8	5,0
184 10111000	228	50	0,2137	0,234	233,9	2,5
		75	0,3310	0,352	226,5	0,6
		100	0,4484	0,469	222,9	2,2
		125	0,5658	0,586	220,9	3,2
		150	0,6831	0,704	219,5	3,8
145 10010001	345	50	0,1413	0,151	353,7	2,4
		75	0,2171	0,227	345,4	0,1
		100	0,2928	0,303	341,4	1,1
		125	0,3686	0,378	339,1	1,7
		150	0,4444	0,454	337,5	2,2

A resistência oferecida pela carga sofre uma variação com a alteração na tensão de entrada. Isto acontece devido à queda de tensão nos interruptores SCR em condução. A combinação 145 (b10010001) possui 3 SCRs em condução e apresentou a menor variação de resistência para a faixa de tensão utilizada. Ocorreu uma elevação do erro na combinação 184 que possui 4 SCRs em condução. Nos resultados das simulações apresentados, a maior variação do valor de resistência oferecida pela carga foi de 5 % na combinação 235 que possui 6 interruptores SCR em condução. Os resultados mostram que as combinações com maior número de SCRs em condução apresentam maior variação na resistência vista pela fonte sob teste. Como alternativa para diminuir esta variação de resistência pode ser elaborada uma malha de controle para resistência. Nesta malha são utilizadas a leitura de tensão da fonte e corrente de saída para calcular a resistência equivalente. A partir da variação desta resistência com relação a referência são alteradas as combinações de carga. A Tabela 3.15 ilustra os resultados para mesma faixa de tensão: 50 V a 150 V. Porém, o controle da carga passa a definir a melhor combinação para uma resistência média de 66  $\Omega$ . A carga utilizou três combinações de resistores identificando a mais adequada para tensão de entrada. Utilizando a malha de controle para resistência foi possível diminuir a variação de resistência para as possíveis alterações na tensão de entrada e reduzir o erro máximo de 5% para 2,8 %.

Tabela 3.15 – Dados de simulação com malha de controle para resistência constante.

Comb. [d]	Res. média [Ω]	Tensão [V]	Corrente I [A]	Corrente I ideal [A]	Resistência [Ω]	Erro [%]
236	66	50	0,7780	0,877	64,2	2,8
235		65	0,9700	1,083	67,0	1,4
235		75	1,1365	1,250	65,9	0,1
234		100	1,4967	1,587	66,8	1,2
234		125	1,8931	1,984	66,1	0,1
234		150	2,2895	2,380	65,5	0,7

### 3.8.3 Avaliação tensão constante

A carga foi avaliada em simulações alterando as combinações de resistores mantendo a tensão constante. Para apresentar todas as combinações possíveis com os resultados de forma mais clara, a carga foi simulada com 4 SCRs e 4 elementos resistores: 12 Ω, 24 Ω, 48 Ω e 96 Ω. A Tabela 3.16 apresenta os resultados da simulação para resistência variável de 12 Ω a 180 Ω com a tensão na entrada constante de 100 V. Esta tabela apresenta a corrente ideal, a corrente de simulação considerando a queda de tensão nos interruptores SCRs e a diferença entre as correntes ideal e de simulação.

Tabela 3.16 – Resultados de simulação para tensão de entrada de 100 V.

Comb. [d]	Resistência [Ω]	Rth [Ω]	Vth [V]	Corrente Simul. [A]	Corrente Ideal [A]	Diferença I [A]	Erro [%]
0	180	179,981	0,000	0,556	0,557	0,001	0,2
1	168	167,996	1,119	0,589	0,595	0,006	1,0
2	156	155,997	1,119	0,634	0,641	0,007	1,1
3	144	144,012	2,238	0,679	0,694	0,015	2,2
4	132	132,000	1,120	0,749	0,758	0,009	1,2
5	120	120,015	2,238	0,815	0,833	0,018	2,2
6	108	108,016	2,239	0,905	0,926	0,021	2,3
7	96	96,031	3,358	1,006	1,042	0,036	3,6
8	84	84,010	1,120	1,177	1,19	0,013	1,1
9	72	72,026	2,238	1,357	1,389	0,032	2,4
10	60	60,026	2,239	1,629	1,667	0,038	2,3
11	48	48,041	3,358	2,012	2,083	0,071	3,5
12	36	36,029	2,239	2,713	2,778	0,065	2,4
13	24	24,044	3,358	4,019	4,167	0,148	3,7
14	12	12,045	3,359	8,024	8,333	0,309	3,9

Utilizando estes dados foram gerados os gráficos das Figuras 3.22 e 3.23. Estes gráficos auxiliam na identificação da parcela de corrente da carga que depende da queda de tensão sobre os interruptores. A Figura 3.22 mostra a queda de tensão nos interruptores para cada combinação de resistores. A Figura 3.23 ilustra a diferença entre a corrente ideal, que não

considera a queda de tensão nos SCRs, e a corrente de simulação obtida através dos modelos gerados a partir de equações Thevenin. Os gráficos apresentam comportamento não linear, dificultando sua representação através de uma equação em função da tensão de entrada.

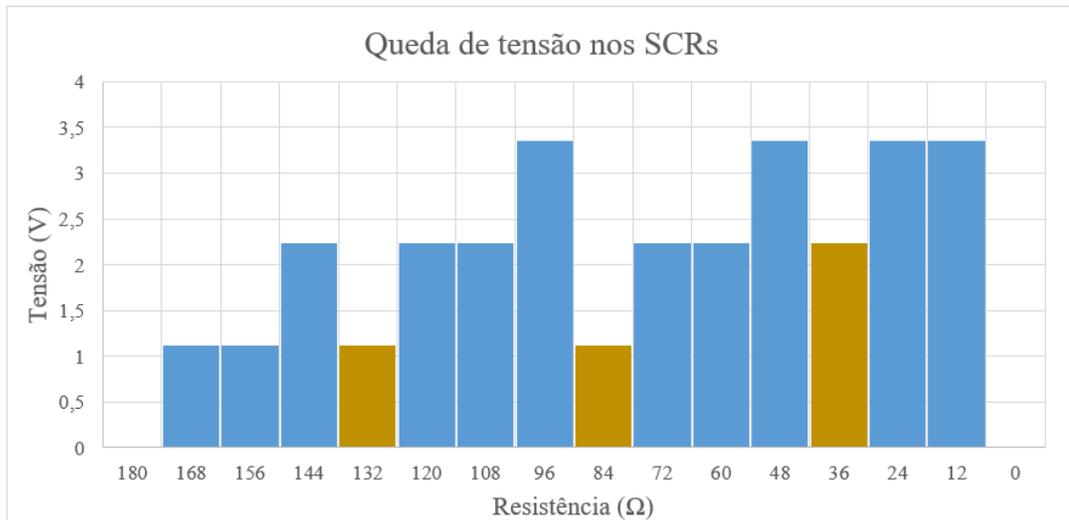


Figura 3.22 – Queda de tensão nos interruptores SCRs.

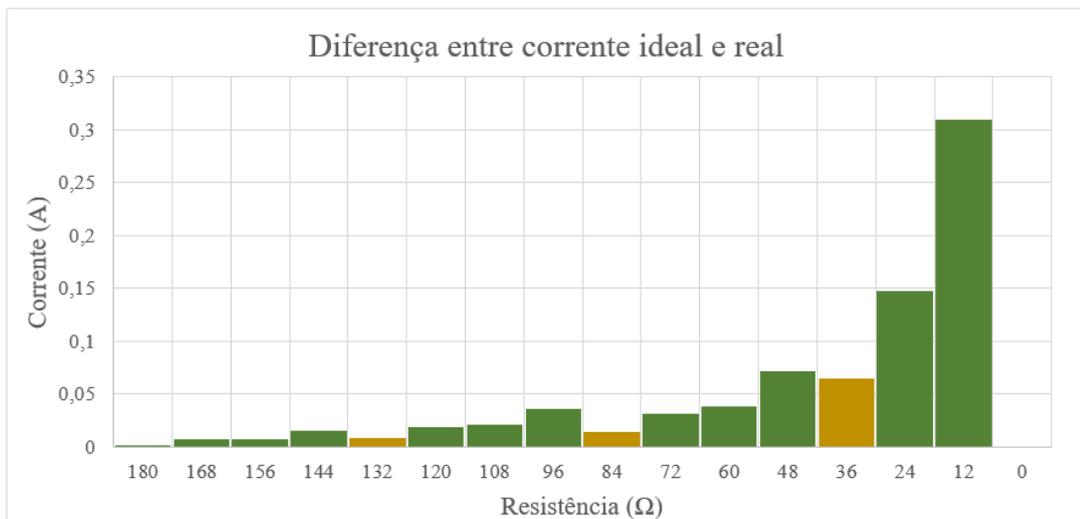


Figura 3.23 – Diferença entre  $I$  ideal e  $I$  de simulação para tensão de 100 V.

A diferença entre as correntes ideal e real é proporcional a queda de tensão nos SCRs em condução. A queda de tensão nos SCRs tem influência sobre a corrente drenada do dispositivo sob teste, porém a diferença não é significativa.

## 4. MODELAGEM DA CARGA

A modelagem apresentada no capítulo 3 representa analiticamente o comportamento da carga controlável, porém não é uma modelagem simples. Esta modelagem em blocos ficaria complexa devido a necessidade das informações do estado lógico de cada um dos interruptores. Para desenvolver simulações com um modelo mais simples foi aplicada as séries de Taylor e identificado novo modelo para desenvolvimento das simulações.

### 4.1 Série de Taylor

Em uma aproximação linear local é utilizada a reta tangente ao gráfico de uma função para obter uma aproximação linear da função na vizinhança do ponto de tangência. A série de Taylor pode ser usadas para melhorar a eficácia da aproximação local usando polinômios de ordem maior. Estes polinômios podem aproximar a função nas proximidades de um ponto arbitrário. Estas aproximações podem ser utilizadas em funções trigonométricas, exponenciais e logarítmicas. Segundo Brook Taylor, se uma função  $f(x)$  puder ser diferenciada  $n$  vezes em “ $x_0$ ”, então se define o  $n$ ésimo polinômio de Taylor para função  $f(x)$  em torno de  $x=x_0$  como apresentado em (4.1).

$$T_n(x) = \sum_{k=0}^n \frac{f^{(k)}(x_0)}{k!} \cdot (x - x_0)^k \quad (4.1)$$

A série de Taylor pode representar também uma função com duas variáveis. Basicamente, o raciocínio é fazer analogia a funções de apenas uma variável atendo-se ao fato que suas derivadas são parciais. Em (4.2), Brook Taylor define o  $n$ ésimo polinômio de Taylor para função  $f(x,y)$  em torno de  $x_0, y_0$ . O  $n$ ésimo polinômio de Taylor para uma função  $f(x,y)$  nas proximidades de  $x$  igual a  $x_0$  e  $y$  igual a  $y_0$  tem a propriedade de que seu valor e os de suas  $n$  primeiras derivadas coincidem com aquelas de  $f(x,y)$  em  $x_0, y_0$ . Quando  $n$  cresce, cada vez mais derivadas vão coincidindo, portanto é razoável esperar que, para valores de  $x, y$  próximos de  $x_0, y_0$ , os valores dos polinômios de Taylor devam convergir para o valor de  $f(x,y)$ .

$$\begin{aligned} P_n(x, y) = & f(x_0, y_0) + \frac{\partial f}{\partial x}(x_0, y_0) \cdot (x - x_0) + \frac{\partial f}{\partial y}(x_0, y_0) \cdot (y - y_0) \\ & + \frac{1}{2!} \left( \frac{\partial^2 f}{\partial x^2}(x_0, y_0) \cdot (x - x_0)^2 + 2 \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y}(x_0, y_0) \cdot (x - x_0) \cdot (y - y_0) + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2}(x_0, y_0) \cdot (y - y_0)^2 \right) + \\ & \dots + \frac{1}{n!} \sum_{j=0}^n \binom{n}{j} \frac{\partial^n f}{\partial x^{n-j} \partial y^j}(x_0, y_0) \cdot (x - x_0)^{n-j} \cdot (y - y_0)^j \end{aligned} \quad (4.2)$$

## 4.2 Aplicação do polinômio de Taylor

Utilizando a equação (4.2) pode se definir o polinômio de Taylor de  $f(x,y)$  em torno de  $x_0, y_0$ . Este polinômio de ordem 1 é apresentado na equação (4.3). O gráfico de  $P_1(x,y)$  é o plano tangente ao gráfico de  $f(x_0, y_0)$ .

$$P_1(x, y) = f(x_0, y_0) + \frac{\partial I}{\partial x}(x_0, y_0) \cdot (x - x_0) + \frac{\partial I}{\partial y}(x_0, y_0) \cdot (y - y_0) \quad (4.3)$$

Esta equação será utilizada para definir a planta que representa a carga eletrônica. A planta da carga possui como parâmetros de entrada a tensão  $V$  e a variável de controle  $d$ . Assim pode se escrever o polinômio de Taylor de ordem 1  $PI(V,d)$  para uma função de corrente da carga  $I(V,d)$ . Este polinômio da corrente  $PI$  é apresentado em (4.4).

$$PI(V, d) = I(V_0, d_0) + \frac{\partial I}{\partial V}(V_0, d_0) \cdot (V - V_0) + \frac{\partial I}{\partial d}(V_0, d_0) \cdot (d - d_0) \quad (4.4)$$

Nesta equação (4.4) a função  $I(V_0, d_0)$  pode ser transferida para o outro lado da igualdade como apresentado em (4.5). Assim define-se um termo que representa a variação de corrente entre os pontos  $(V_0, d_0)$  e  $(V, d)$ .

$$PI(V, d) - I(V_0, d_0) = \frac{\partial I}{\partial V}(V_0, d_0) \cdot (V - V_0) + \frac{\partial I}{\partial d}(V_0, d_0) \cdot (d - d_0) \quad (4.5)$$

Como o polinômio  $PI(V,d)$  representa a corrente da função  $I(V,d)$ , a diferença  $PI(V,d) - I(V_0, d_0)$  é equivalente a  $I(V,d) - I(V_0, d_0)$ . Então esta diferença representa a variação de corrente e pode ser representada por (4.6).

$$\hat{I} = PI(V, d) - I(V_0, d_0) \quad (4.6)$$

Os termos que representam a variação de tensão  $V - V_0$  e a diferença na variável de controle  $d - d_0$  podem ser representados respectivamente pelas equações (4.7) e (4.8).

$$\hat{V} = V - V_0 \quad (4.7)$$

$$\hat{d} = d - d_0 \quad (4.8)$$

Assim, aplicando as equações (4.6), (4.7) e (4.8) em (4.5), o polinômio pode ser simplificado em função do ponto de operação como apresentado em (4.9).

$$\hat{I} = \frac{\partial I}{\partial V}(V_0, d_0) \cdot \hat{V} + \frac{\partial I}{\partial d}(V_0, d_0) \cdot \hat{d} \quad (4.9)$$

A equação (4.9) mostra que uma variação na tensão de entrada provoca uma variação na corrente, que para ser constante, deve ser corrigida por uma variação na variável de controle  $d$ . Esta equação é importante na criação dos modelos para realizar as simulações e, posteriormente, definir o controlador. Para isso é necessário definir as plantas  $G_1$  e  $G_2$  como apresentadas na equação (4.10).

$$\hat{I} = G_1 \cdot \hat{V} + G_2 \cdot \hat{d} \quad (4.10)$$

A planta  $G_1$  é definida pela derivada parcial da função de corrente em relação a tensão de entrada. A planta  $G_2$  é representada pela derivada parcial da função de corrente em relação a variável de controle  $d$ . Para identificar estas plantas a resistência Thevenin da carga foi aproximada por uma reta definida por (4.11). A resistência  $R$  é calculada a partir do valor do menor resistor utilizado  $R_{MIN}$ , a soma das resistências em uma sequência binária  $Sr$  e a variável de controle  $d$  que é um valor inteiro que representa a combinação de resistores imposta a planta. A equação é genérica para definição da quantidade de resistores a serem utilizados. O erro desta equação com relação a resistência Thevenin é inferior a 1 %. Este erro deve-se a baixa resistência de condução e elevada resistência de bloqueio apresentadas pelo SCR.

$$R = Sr - R_{MIN} \cdot d \quad (4.11)$$

A planta  $G_1$  é definida como a derivada parcial da corrente em função da tensão para parâmetros de tensão e  $D_Q$  quiescente ( $V_Q$  e  $D_Q$ ). A planta  $G_1$  é apresentada em (4.12).

$$G_1 = \left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{V_Q, D_Q} = \frac{1}{S_R - D_Q \cdot R_{MIN}} \quad (4.12)$$

A planta  $G_2$  é definida como a derivada parcial da função de corrente em relação a variável de controle  $d$  para os parâmetros de tensão e  $D_Q$  quiescente ( $V_Q$  e  $D_Q$ ). A planta  $G_2$  é apresentada na equação (4.13).

$$G_2 = \left. \frac{\partial I}{\partial d} \right|_{V_Q, D_Q} = \frac{1}{S_R - D_Q \cdot R_{MIN}} \left( I_Q \cdot R_{MIN} - \left. \frac{\partial f(d)}{\partial d} \right|_{D_Q} \right) \quad (4.13)$$

A modelagem da carga eletrônica foi realizada utilizando o polinômio de Taylor de ordem 1 para função da corrente. Este polinômio representa o comportamento da corrente de uma carga eletrônica com  $n$  resistores em sequência binária. A equação (4.9) apresenta o polinômio calculado para variação de tensão e a variação do fator  $d$  de controle no ponto de referência para operação. As variações na tensão de entrada e as variações da variável de controle  $d$  são parâmetros de entrada na modelagem da carga eletrônica. Estes parâmetros são apresentados de forma simplificada. As derivadas parciais da função de corrente foram calculadas e inseridas em (4.14) para definição da variação de corrente no ponto de operação.

$$\hat{I} = \frac{1}{S_R - d_Q \cdot R_{MÍN}} \cdot \hat{V} + \frac{1}{S_R - d_Q \cdot R_{MÍN}} \left( I_Q \cdot R_{MÍN} - \frac{\partial f(d)}{\partial d} \right) \cdot \hat{d} \quad (4.14)$$

O modelo para carga eletrônica pode ser escrito de forma simplificada através de (4.15). Esta equação mostra que a variação de corrente no ponto de operação depende da soma de duas parcelas de corrente. A primeira parcela é a saída da planta  $G_1$  que tem como parâmetro de entrada a variação de tensão. A segunda parcela é a saída da planta  $G_2$  que tem como parâmetro de entrada a variação da variável de controle.

$$I = G_1 \cdot V + G_2 \cdot d \quad (4.15)$$

Utilizando esta equação, a modelagem da carga pode ser realizada como apresentado na Figura 4.1.

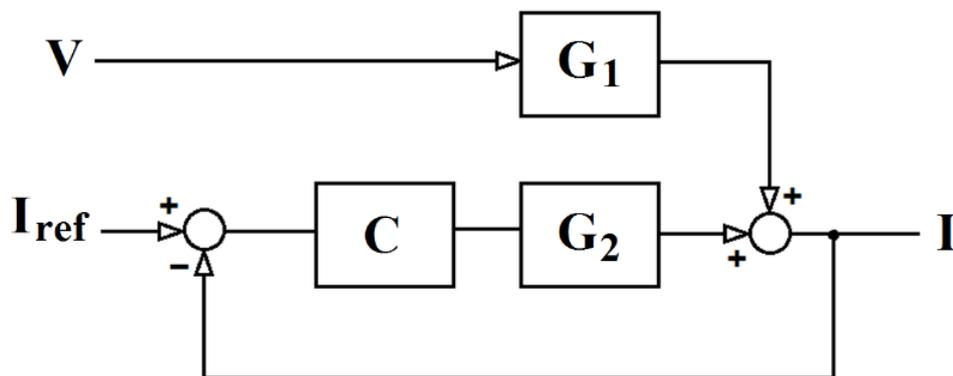


Figura 4.1 – Diagrama para modelagem da carga eletrônica.

Para fazer a modelagem da carga com características reais é necessário utilizar a função  $f(d)$  para o comportamento da tensão Thevenin. Esta função define a tensão sobre os interruptores em condição de saturação. Porém, como a queda de tensão nos interruptores não influencia de forma significativa no comportamento da carga controlável, este parâmetro foi considerado nulo. Para isto, a planta  $G_2$  foi definida como apresentado em (4.16).

$$G_2 = \frac{1}{S_R - d_Q \cdot R_{M\acute{I}N}} \cdot (I_Q \cdot R_{M\acute{I}N}) \quad (4.16)$$

Utilizando a equação (4.16) foi definida a equação (4.17) para modelagem da carga eletrônica.

$$\hat{I} = \frac{1}{S_R - d_Q \cdot R_{M\acute{I}N}} \cdot \hat{V} + \frac{1}{S_R - d_Q \cdot R_{M\acute{I}N}} \cdot (I_Q \cdot R_{M\acute{I}N}) \cdot \hat{d} \quad (4.17)$$

Os parâmetros  $S_R$  e  $R_{M\acute{I}N}$  são definidos pelos resistores em sequência binária escolhidos para a carga eletrônica. O valor  $S_R$  é a soma destes resistores e o  $R_{M\acute{I}N}$  é o valor do menor resistor. Os parâmetros  $I$ ,  $V$  e  $d$  são respectivamente os valores da variação de corrente, variação de tensão e variação da variável de controle no ponto de operação. Os parâmetros de tensão e corrente de operação foram definidos como 127 V e 2 A.

A Figura 4.2 apresenta o diagrama de blocos da modelagem realizada utilizando o software MATLAB Simulink. A fonte de sinal em degrau  $V$  fornece alterações na tensão eficaz de entrada. A corrente  $I$  de entrada foi definida constante e igual a zero para que o controle altere o parâmetro  $d$  buscando um erro nulo. Para o controle foi definido um controlador integral. A carga foi simulada utilizando os resistores definidos no capítulo 3. Para estes resistores o parâmetro  $S_R$  é igual a  $765 \Omega$  e o  $R_{M\acute{I}N}$  é  $3 \Omega$ .

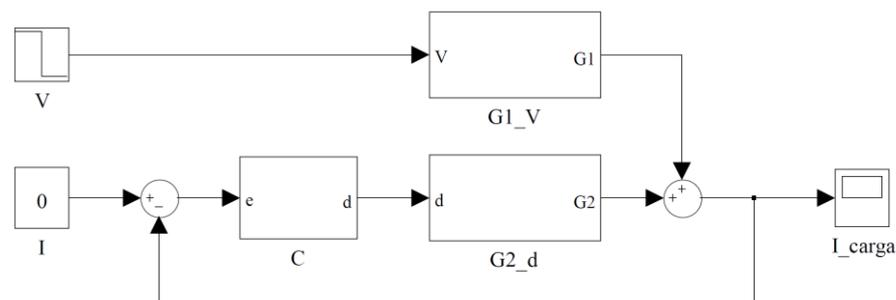


Figura 4.2 – Diagrama do modelo da carga eletrônica no Matlab Simulink.

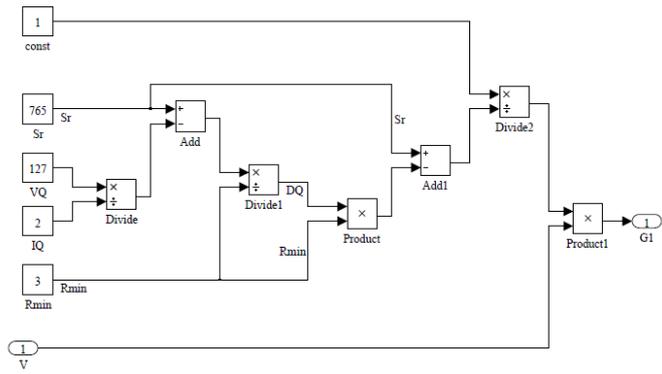
As plantas foram modeladas por programação de funções e diagramas de blocos. Os dois métodos de modelagem apresentaram os mesmos resultados. A Figura 4.3 apresenta os modelos desenvolvidos para planta  $G_1$  que constitui um bloco para simplificar a modelagem.

```

1 function G1 = G1_V(V)
2
3
4 Sr = 765;
5 Rmin = 3;
6
7 VQ = 127;
8 IQ = 2;
9 DQ = (Sr-(VQ/IQ)*Rmin);
10
11 G1 = 1/(Sr-DQ*Rmin);
12
13 G1 = G1 * V;
14

```

(a)



(b)

Figura 4.3 – Modelagem da planta  $G_1$ : (a) Programação para  $G_1$ , (b) Diagrama de blocos para  $G_1$ .

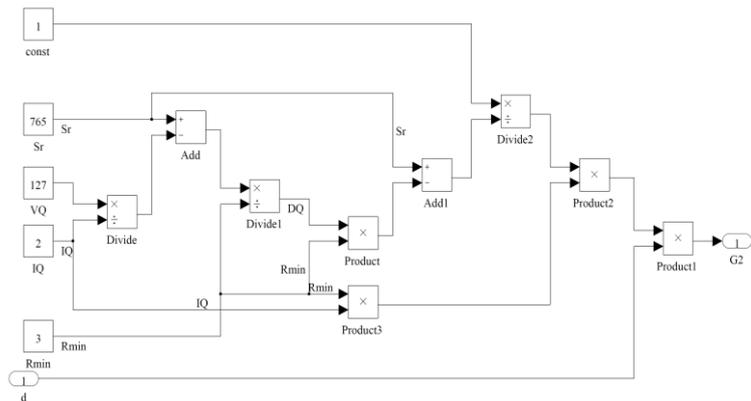
A Figura 4.4 apresenta os modelos com a função programada e em blocos desenvolvidos para planta  $G_2$ . Através destes modelos foi criado o bloco  $G_2$  que foi utilizado juntamente com o bloco  $G_1$  para modelagem da carga eletrônica. Porém, as simulações com as plantas  $G_1$  e  $G_2$  para carga resistiva foram realizadas com os diagramas de blocos apresentados nas Figuras 4.3 (b) e 4.4 (b).

```

1 function G2 = G2_d(d)
2
3
4 Sr = 765;
5 Rmin = 3;
6
7 VQ = 127;
8 IQ = 2;
9 DQ = (Sr - (VQ/IQ) / Rmin);
10
11 G2 = (1 / (Sr - DQ * Rmin)) * IQ * Rmin;
12
13 G2 = G2 * d;
14

```

(a)



(b)

Figura 4.4 – Modelagem da planta  $G_2$ : (a) Programação para  $G_2$ , (b) Diagrama de blocos para  $G_2$ .

### 4.3 Estratégia de controle

O emprego da estratégia de controle é necessário para que a carga proposta funcione apropriadamente no modo de operação previamente configurado. A estratégia foi desenvolvida por meio de uma malha de controle empregada para regular a corrente drenada pela carga resistiva a partir das referências de tensão e corrente fornecidos pelo equipamento sob teste (EST).

A estrutura da carga possui três partes principais: circuito para os sensores de corrente e tensão (sensores  $I$  e  $V$ ), circuito de controle e circuito de potência (retificação e carga resistiva). Os sensores de corrente e tensão possuem um circuito de condicionamento com

dispositivos eletrônicos para conversão e normalização destas grandezas. Esses sinais são enviados para o controle que processa as informações de corrente e tensão e atua na comutação dos elementos resistivos do circuito de potência. O bloco de potência é composto por uma retificação e a carga resistiva série com SCRs.

A partir da expressão em (4.17) pode-se estabelecer o diagrama de blocos da Figura 4.5 que representa as plantas da carga resistiva com um compensador em um sistema realimentado controlável. O sinal de entrada  $V$  representa perturbação de tensão aplicada na planta  $G_1$  e o parâmetro de corrente  $I_{REF}$  é utilizado como referência na malha de controle. Esta malha tem o objetivo de controlar a corrente que circula pela carga. Cabe ressaltar que para modo de operação utilizando a corrente como referência, a leitura desta é suficiente para implementação da estratégia de controle em corrente constante. A entrada  $V$  é utilizada para inserir perturbação na tensão a fim de analisar o comportamento da carga.

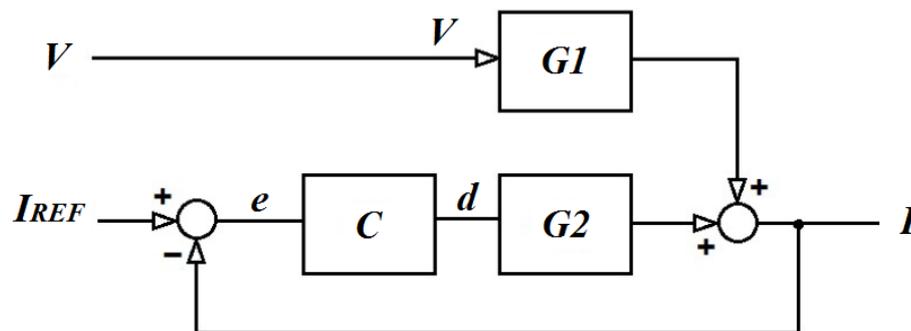


Figura 4.5 – Diagrama de blocos da carga com malha de controle da corrente.

A partir de (4.17) conclui-se que a carga proposta possui comportamento estático apresentando um ganho para variável de controle  $d$ . Para obter um comportamento dinâmico em malha fechada e redução do erro em regime permanente, a utilização de um compensador puramente integral (I) produz o resultado esperado. A carga resistiva em malha fechada comporta-se como um sistema de primeira ordem quando se usa o compensador integral. O coeficiente  $k_i = 840$  foi obtido experimentalmente. O compensador com este coeficiente produz as curvas de corrente, ilustradas na Figura 4.6, considerando uma situação sem perturbação na tensão de entrada e degrau unitário na corrente.

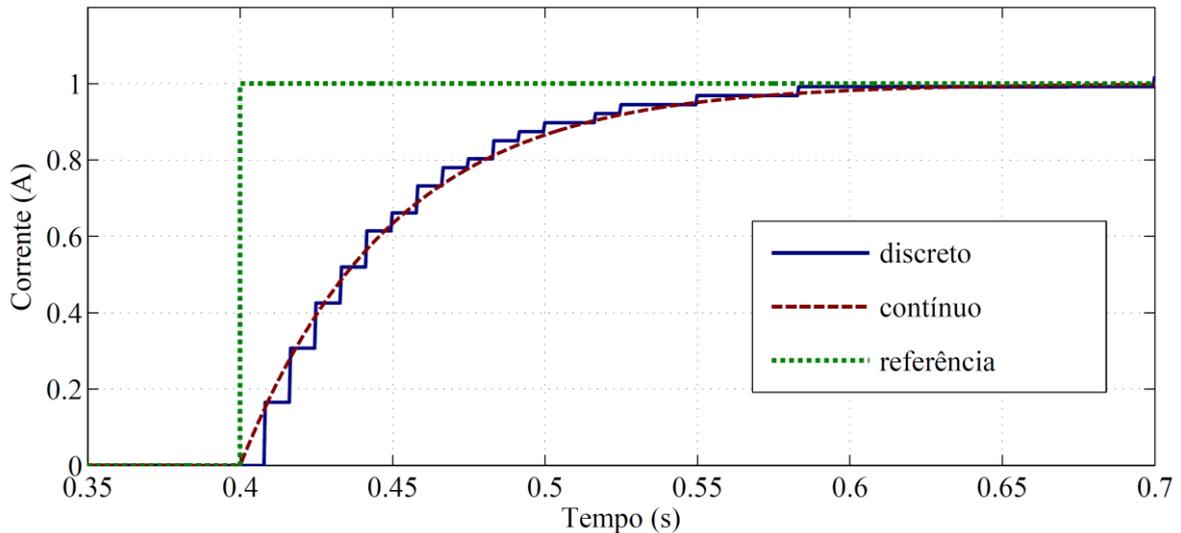


Figura 4.6 – Resposta ao degrau unitário de corrente para  $k_i = 840$ .

Foi aplicado degrau unitário de corrente no instante 0,4 s. O compensador busca erro nulo e produz tempo de acomodação de aproximadamente 150 ms. Os resultados da simulação com o controlador integral foram obtidos com atualização da variável de controle  $d$  em intervalos de 16,6 ms. A Figura 4.7 ilustra o diagrama do bloco compensador com uma chave e retenção da última variável de controle até a próxima atualização (16,6 ms). O sinal fornecido pelo controle é um número inteiro referente as combinações dos resistores obtido após o bloco *Quantizer*.

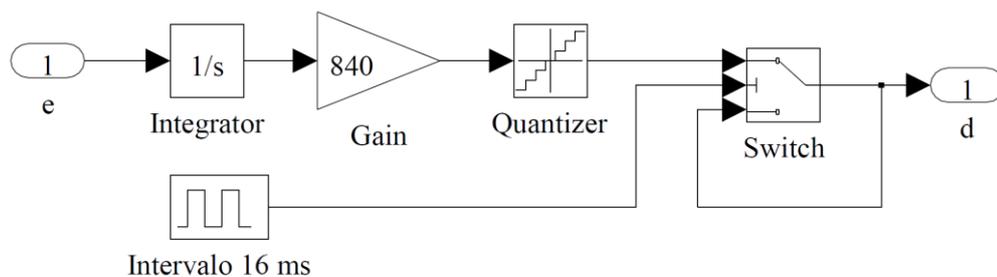


Figura 4.7 – Diagrama do bloco de controle C.

## 4.4 Simulações com modelo de Taylor

As plantas  $G_1$  e  $G_2$  foram modeladas com 8 resistores que possibilitam uma resistência mínima de  $3 \Omega$  e máxima de  $765 \Omega$ . As simulações com este modelo foram realizadas para o ponto de operação com tensão de 120 V e corrente de 2 A. Os resultados foram obtidos a partir de simulações de 3 configurações para o bloco de controle. Para estas configurações foram utilizados 3 diagramas: o controle completo com retenção e atualização em intervalos de 16 ms

(ilustrado na Figura 4.7); o controle integral somente com o ganho para obter o sinal contínuo da variável de controle (*contínuo*), como ilustrado na Figura 4.8 (a) e o controle integral fornecendo somente valores inteiros fornecidos por um quantizador como ilustrado na Figura 4.8 (b) (*inteiro*). A Figura 4.9 apresenta as curvas de corrente e variável de controle das simulações para degrau de 10 V no instante de 0,4 s.

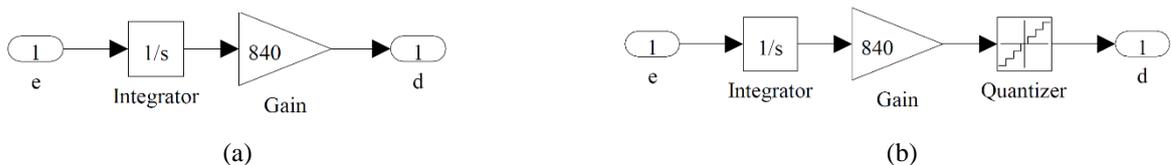


Figura 4.8 – Configuração para bloco de controle: (a) Controle integral (contínuo), (b) Controle com quantizador (inteiro).

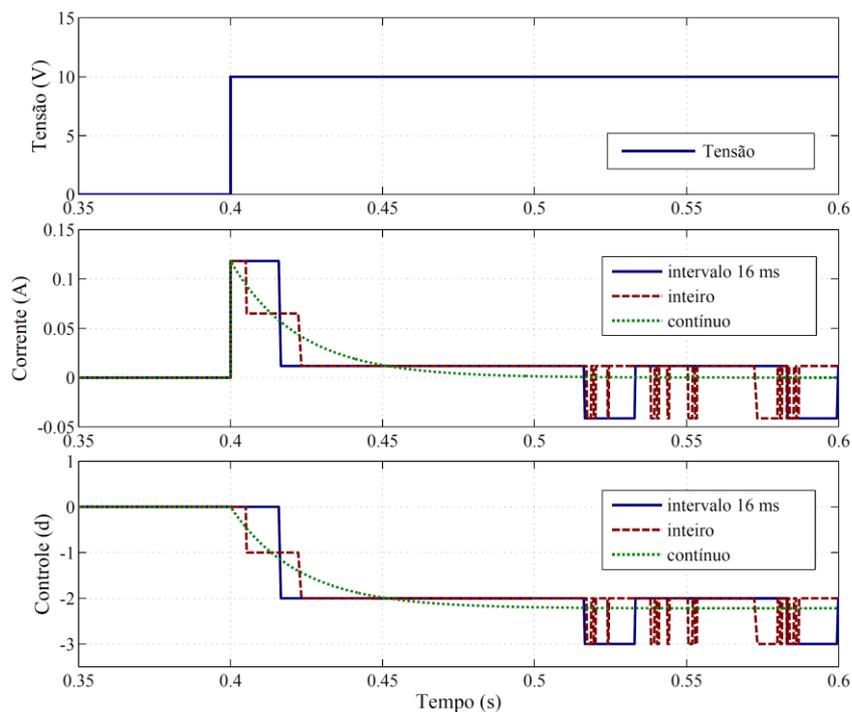


Figura 4.9 – Resultados de simulação para perturbação de 10 V.

Com o controle integral e seu respectivo ganho os sinais de corrente e variável de controle são contínuos. Utilizando o quantizador a saída do controlador fornece valores inteiros que provoca discretização da corrente, porém com alterações da variável de controle em instantes indefinidos. Isto provocaria introdução de correntes harmônicas no dispositivo sob teste. Para que a carga não introduza harmônicos na fonte foi definido intervalos de 16,6 ms para alterar a variável de controle. Isto permite a realização de simulações com características mais próximas às reais. Deste modo as combinações de resistores da carga são alteradas como se estivessem ocorrendo passagens por zero a cada ciclo da CA de 60 Hz.

#### 4.4.1 Simulações com 4 resistores

As simulações foram realizadas com 4 e 8 resistores. Os próximos resultados que serão apresentados foram obtidos através de simulações utilizando 4 resistores: 12  $\Omega$ , 24  $\Omega$ , 48  $\Omega$  e 96  $\Omega$ . Os resultados com 4 resistores permitem visualizar com maior facilidade as variações entre as diferentes combinações de resistores e o comportamento da corrente consumida pela carga.

A Figura 4.10 apresenta os resultados da simulação para uma redução de 48 V na tensão de operação 120 V. Neste caso a tensão de 0 V passa para -48 V causando uma diminuição de 800 mA na corrente da carga (saída). A corrente de referência para o ponto de operação foi 2 A (referência). Com a redução de tensão e consequente alteração na corrente, o controlador integral altera o valor da variável de controle  $d$  para estabilizar a corrente novamente no ponto de operação. Para isto o valor de  $d$  é alterado para 1 e em seguida 2, fazendo a resistência variar de 60  $\Omega$  para 36  $\Omega$ .

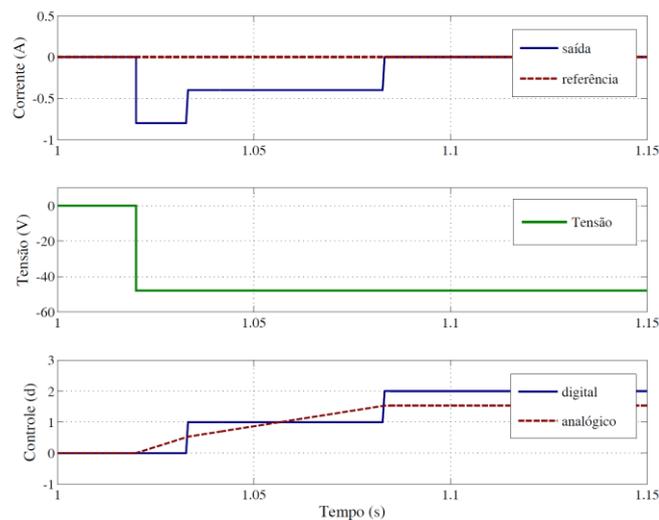


Figura 4.10 – Resultados de simulação da carga para uma variação de -48 V.

As simulações realizadas permitiram a obtenção de curvas da função de controle que demonstram o comportamento para estabilizar a corrente buscando erro nulo. A informação gerada de corrente é a variação sobre a especificação de referência zero. Para demonstrar a variação de corrente no ponto de operação foram somados os valores de tensão e corrente: 120 V e 2 A.

A Figura 4.11 apresenta a simulação para uma diminuição de 24 V na tensão de operação. Com a redução de tensão, o controlador integral altera o valor da variável de controle para estabilizar a corrente novamente em 0 A como apresentado na Figura 4.11 (a). A Figura

4.11 (b) apresenta a mesma redução de tensão, porém aplicada sobre o ponto de operação (120 V / 2 A).

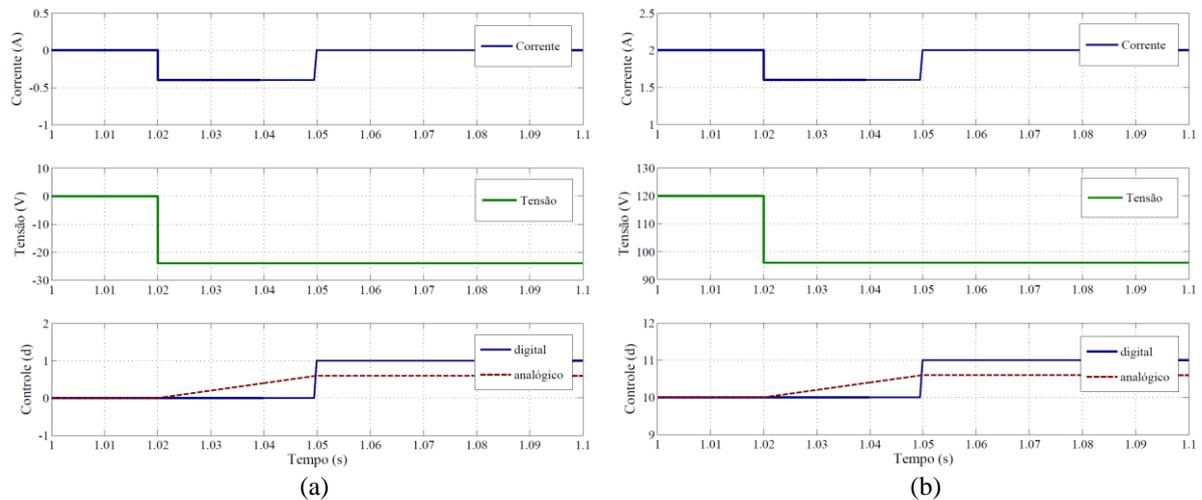


Figura 4.11 – Resultados da simulação para uma redução de 24 V: (a) Variação sobre o erro nulo, (b) Variação no ponto de operação.

Com a redução de 24 V na tensão de operação o controle teve que corrigir a variável  $d$  em uma unidade, passando de 10 para 11. A resistência referente a combinação de resistores pode ser consultada na Tabela 3.17. Na Figura 4.12 ocorre o contrário, com o aumento de 24 V na tensão de operação, a variável de controle  $d$  é decrementada em uma unidade, passando de 10 para 9, de forma a manter a corrente constante em 2 A.

Os gráficos apresentam o controlador integral analógico e a atualização digital em intervalos de 16,6 ms. Esse controle digital é um valor inteiro e é aplicado a planta para correção da corrente de operação. A Figura 4.13 mostra que ao elevar 12 V na tensão de operação, o controle integral provoca uma oscilação na variável de controle entre 9 e 10 para tentar estabilizar a corrente em 2 A. Isto ocorre porque a carga não possui uma combinação de resistência que possibilite estabilizar a corrente no valor de referência.

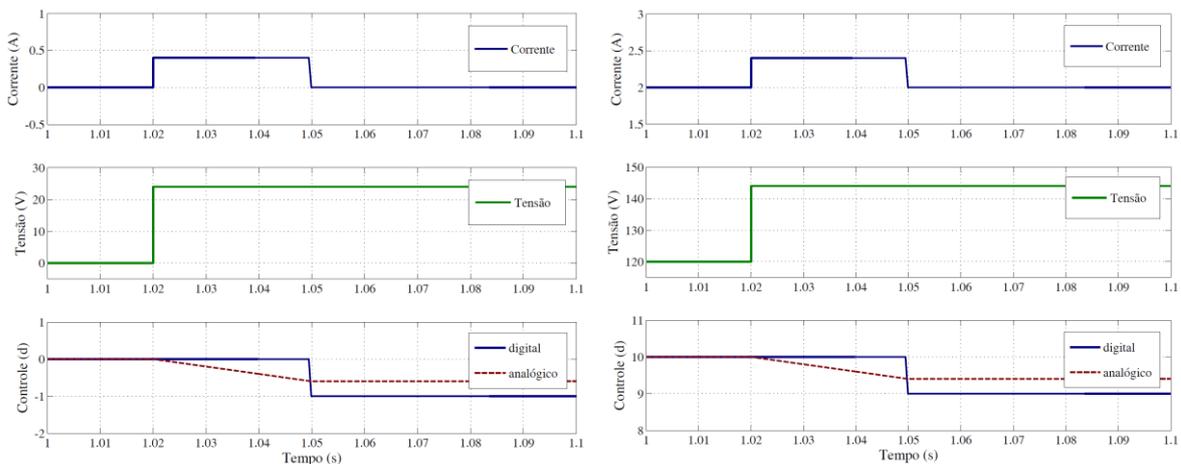


Figura 4.12 – Resultados da simulação para uma variação de +24 V.

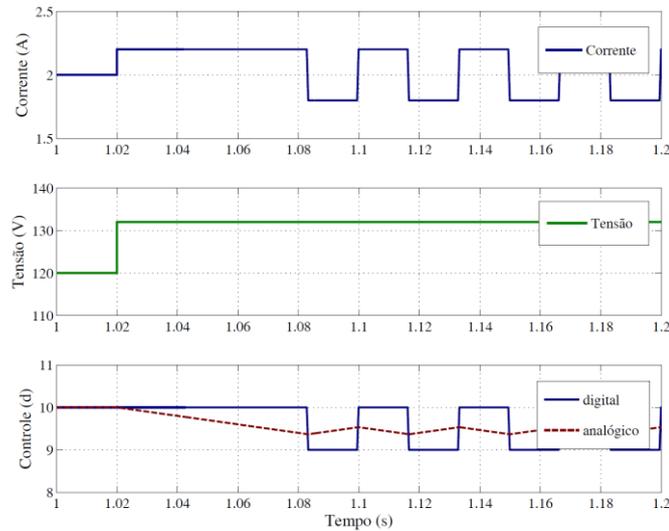


Figura 4.13 – Resultados da simulação para uma variação de +12 V.

A Figura 4.14 mostra uma oscilação com frequência menor ao ocorrer uma elevação de 6 V na tensão de operação. As combinações de resistências mais próximas a ideal ( $63 \Omega$ ) são  $72 \Omega$  ( $d=9$ ) e  $60 \Omega$  ( $d=10$ ). Desta forma, o controle mantém a resistência em  $60 \Omega$  (que é o valor mais próximo a  $63 \Omega$ ) e provoca oscilações alternando em alguns momentos a carga de  $60 \Omega$  para  $72 \Omega$ .

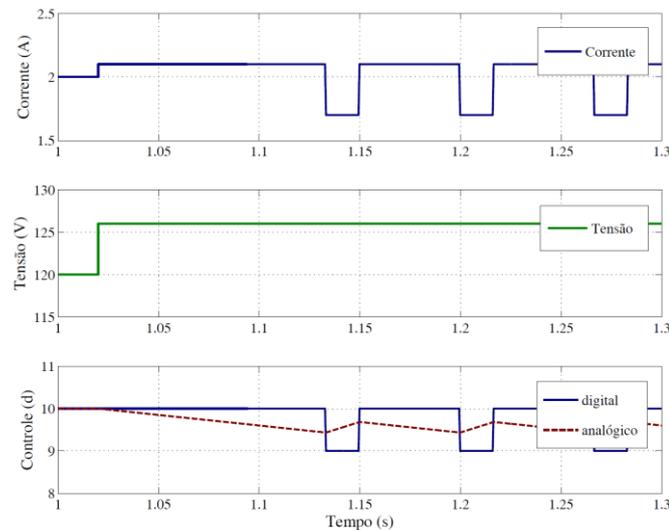


Figura 4.14 – Resultados da simulação para uma variação de +6 V.

Ao ocorrer uma elevação de 2 V na tensão de operação, como ilustrado na Figura 4.15, a resistência ideal seria  $61 \Omega$ . Neste caso o controle também mantém o  $d = 10$  ( $60 \Omega$ ) e alterna em uma frequência menor a variável de controle para 9 ( $72 \Omega$ ).

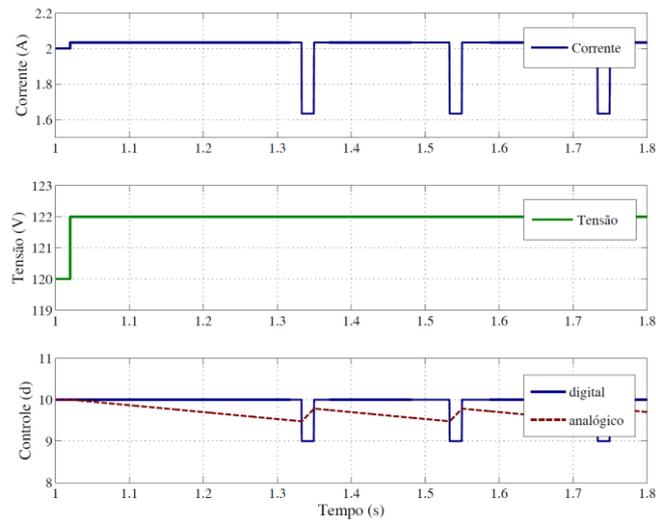


Figura 4.15 – Resultados da simulação para uma variação de +2 V.

Com os 4 elementos resistivos:  $12\ \Omega$ ,  $24\ \Omega$ ,  $48\ \Omega$  e  $96\ \Omega$ , existe uma combinação de resistências para cada  $12\ \Omega$ . Como a corrente no ponto de operação foi 2 A, para variação múltipla de 24 V sobre o ponto de operação existe uma combinação de elementos resistivos que mantém a corrente no valor desejado. Porém, nos valores intermediários, o controle provoca uma oscilação na tentativa de estabilizar a corrente em 2 A com erro máximo sobre o ponto de operação de 400 mA.

A Figura 4.16 apresenta os resultados da simulação para uma elevação na tensão de 24 V e em seguida uma alteração na referência de corrente para 1 A. A carga faz alteração da variável de controle aumentando a resistência em  $12\ \Omega$  para corrigir a corrente devido à elevação na tensão. Em 150 ms após ocorrer alteração na referência de corrente, de 2 A para 1 A, a carga faz alternância entre duas combinações de resistores para que a média atinja 1 A.

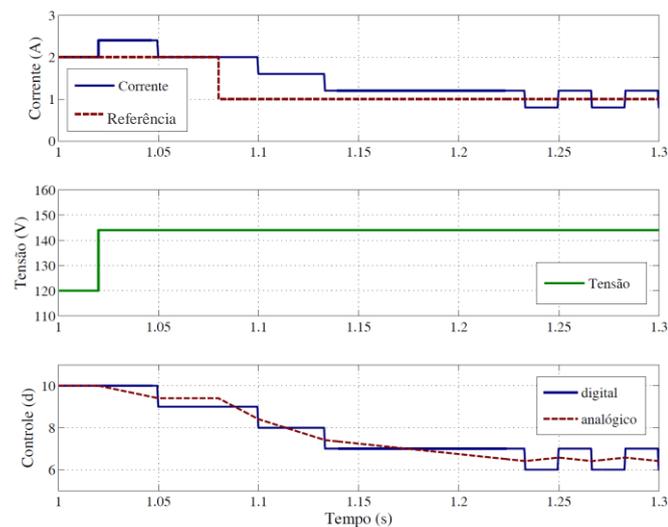


Figura 4.16 – Degrau de +24 V na tensão de operação e degrau de corrente para 1 A.

A Figura 4.17 apresenta os resultados da simulação para uma elevação de 2000 V durante 1 ms. Esta perturbação faz o controlador analógico começar a ação para correção, mas não chega a atualizar a variável de controle digital.

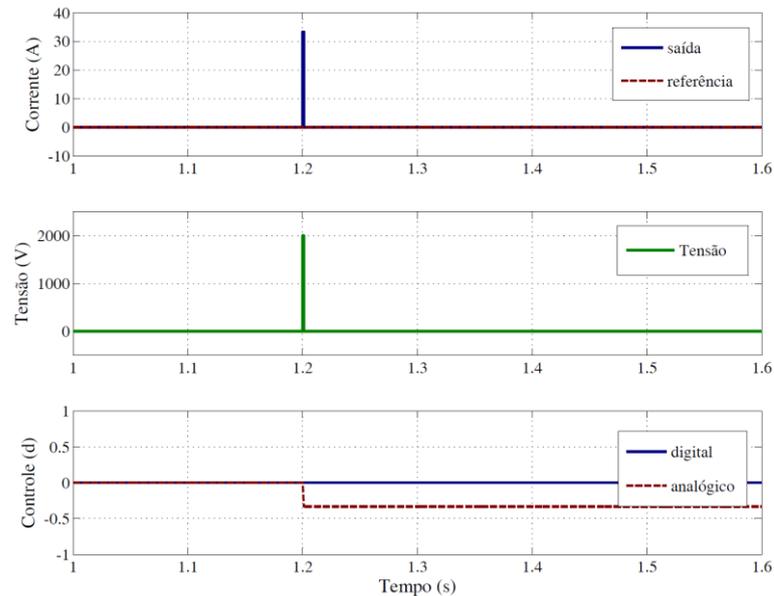


Figura 4.17 – Elevação de 2000 V durante 1 ms.

## 4.5 Desenvolvimento de modelo para tensão alternada

Como a carga eletrônica será utilizada em aplicações de tensão alternada, foi desenvolvido o modelo, ilustrado na Figura 4.18 (a), para fornecer o sinal de tensão CA. Este modelo possui como entrada a tensão de operação e a tensão que será adicionada como perturbação durante a simulação ( $V_{add}$ ). O instante em que será inserido a perturbação é definido pelo bloco *Step*. O sinal de tensão de referência ( $V_{std}$ ) possui valor eficaz de 1 V na frequência de 60 Hz. O sinal CA de saída a ser aplicado na carga para desenvolvimento das simulações é obtido em  $V_{CA}$ . A Figura 4.18 (b) ilustra o bloco criado com este modelo. Este bloco foi desenvolvido para possibilitar alterar os valores de tensão através de um bloco constante.

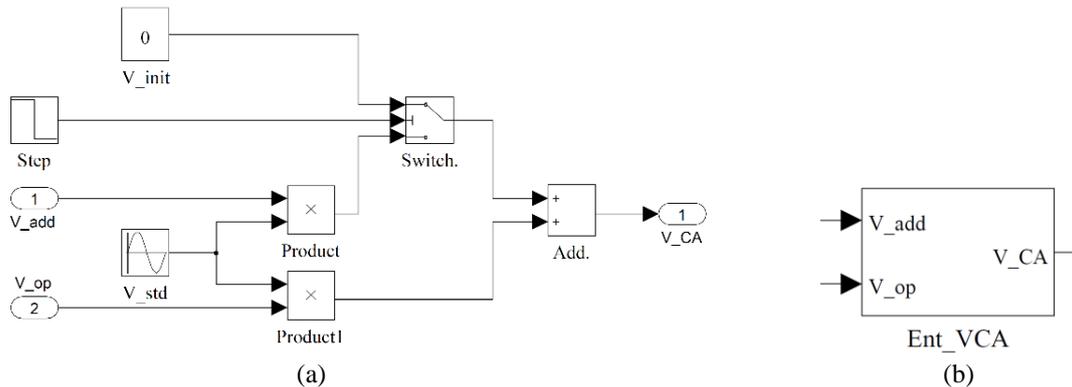


Figura 4.18 – Modelagem para adicionar tensão alternada a tensão de operação: (a) Diagrama de blocos, (b) Bloco criado.

A Figura 4.19 apresenta a forma de onda da tensão, obtida em  $V_{CA}$ . Os dois primeiros ciclos possuem uma tensão eficaz de 127 V e nos demais ciclos é adicionada uma tensão eficaz de -27 V, fazendo com que tensão aplicada a carga seja de 100 V.

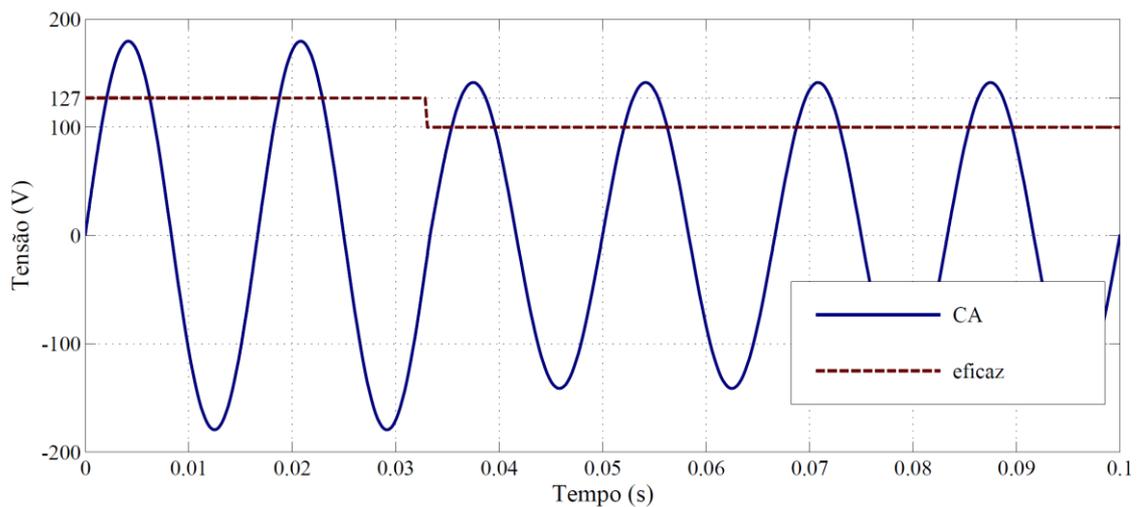


Figura 4.19 – Tensão alternada de entrada.

Utilizando a carga em tensão alternada é necessário que a alteração entre as combinações de resistores ocorra na passagem por zero da tensão de entrada. Para isto foi desenvolvida a modelagem ilustrada na estratégia de controle. A ação de controle ocorre em intervalos de 16,6 ms nas passagens por zero. Para o controlador corrigir a resistência da carga em função da variação na tensão de entrada, é necessário um modelo para extrair a tensão eficaz do sinal senoidal para aplicar a planta  $G_I$ . A equação em (4.18) apresenta como calcular a tensão eficaz para uma tensão  $V$  variante no tempo.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2} \quad (4.18)$$

O modelo apresentado na Figura 4.20 (a) é a implementação para o cálculo do valor eficaz de um sinal CA [41]. O ganho inserido no modelo não foi informado pelo autor. Este ganho foi obtido através de simulações. Utilizando este modelo foi criado o bloco *Valor\_eficaz* ilustrado na Figura 4.20 (b).

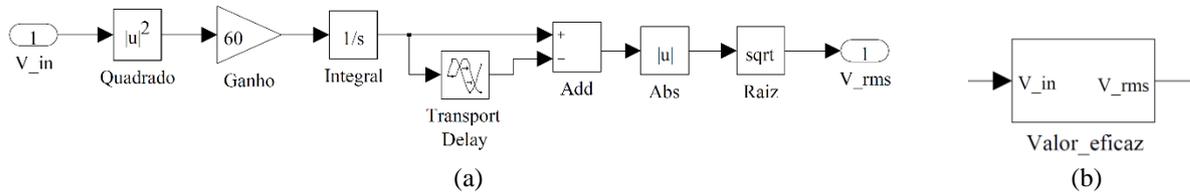


Figura 4.20 – Modelagem para cálculo da tensão eficaz: (a) Modelagem para cálculo do valor eficaz, (b) Bloco criado.

O bloco apresentado tem a função de calcular a tensão eficaz da fonte de alimentação sob teste. O tempo de resposta é de 1 ciclo da CA em 60 Hz. A Figura 4.21 mostra que o tempo de acomodação é próximo de 16 ms. A tensão eficaz de referência iniciou com 127 V e após três ciclos foi alterada para 100 V. A figura ilustra a forma de onda senoidal da tensão de entrada e o sinal eficaz calculado como saída do bloco. O cálculo de valor eficaz apresentou resposta satisfatória para a tensão CA de 60 Hz.

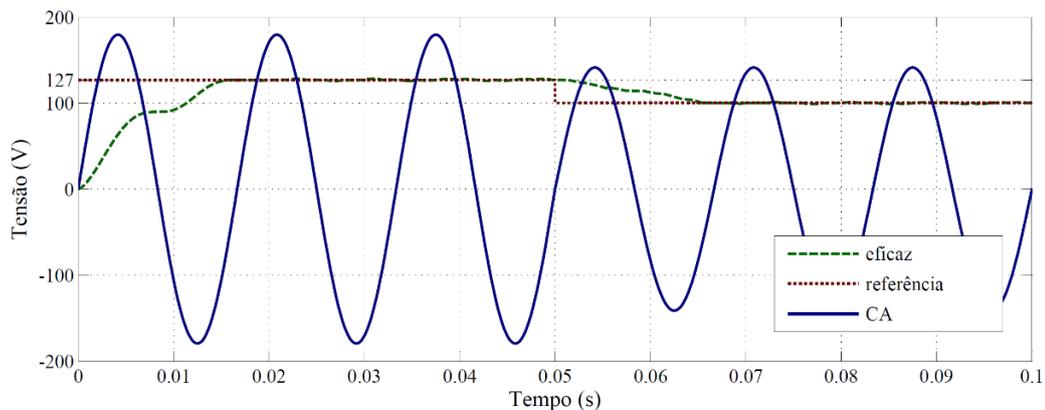


Figura 4.21 – Curvas obtidas na simulação do modelo para cálculo de valor eficaz.

O sinal de entrada na planta G1 deve ser a variação de tensão de entrada com relação a tensão de operação. Para fornecer este sinal a planta G1 foi desenvolvido o bloco ilustrado na Figura 4.22 (a). A modelagem deste bloco é ilustrada na figura 4.22 (b). Os parâmetros de entrada são a tensão de operação e a tensão que será adicionada como perturbação. O sinal de saída é a diferença entre o valor eficaz, calculado a partir da tensão de entrada CA, e a tensão de operação.

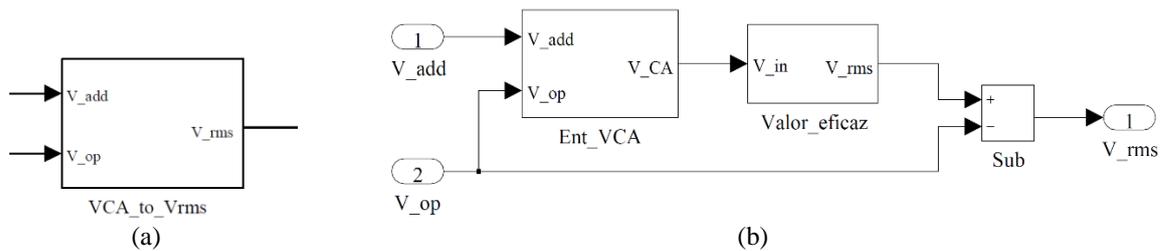


Figura 4.22 – Modelagem para fornecer a variação de tensão a planta  $G_1$ : (a) Bloco desenvolvido, (b) Diagrama de blocos do modelo.

A planta  $G_1$  é submetida à tensão de operação  $V_{op}$  e nesta é adicionada a tensão  $V_{add}$ . Para isso o bloco chamado de  $Ent\_VCA$  fornece como saída  $V\_CA$  a tensão alternada  $V_{op}$  durante os dois primeiros ciclos (que pode ser alterado no bloco) e em seguida adiciona uma tensão alternada  $V_{add}$ . Esta tensão  $V\_CA$  é aplicada ao bloco  $Valor\_eficaz$ , que tem a função de calcular o valor eficaz da tensão alternada. A tensão eficaz calculada é aplicada a um bloco para subtrair a tensão de operação. Isto é necessário para a planta  $G_1$  receber como parâmetro de entrada a variação na tensão do dispositivo sob teste. O sinal de entrada nesta planta é a diferença da tensão do equipamento sob teste com relação a tensão de operação.

## 4.6 Simulações de Taylor com modelo para tensão alternada

Utilizando os blocos criados foi desenvolvida a modelagem ilustrada na Figura 4.23. A planta  $G_1$  é submetida à tensão de 127 V e nesta, em seguida, é adicionada uma tensão de -27 V, passando de 127 V para 100 V.

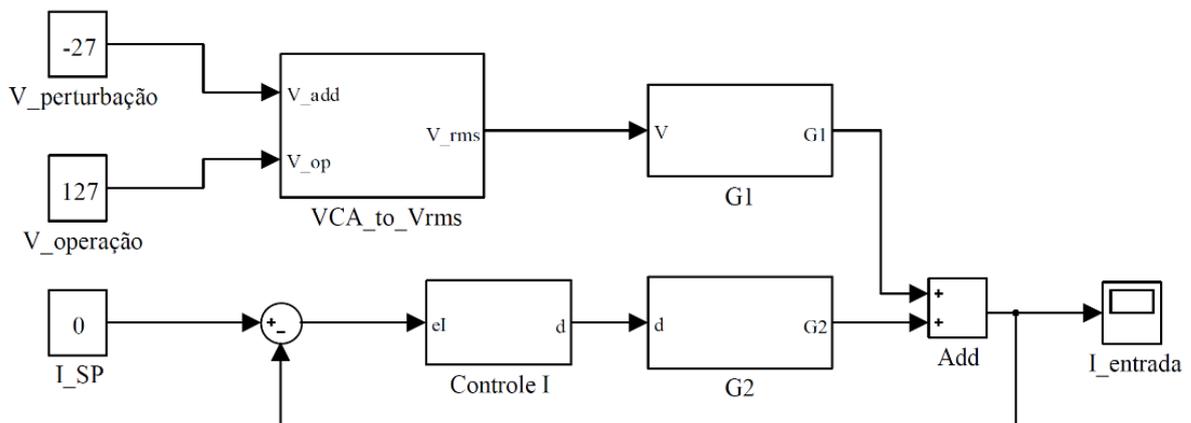


Figura 4.23 – Modelagem da carga eletrônica com tensão alternada de entrada.

Utilizando este modelo foram gerados os gráficos ilustrados na Figura 4.24. Nesta figura é apresentada a corrente alternada de 1 A como referência para a corrente de entrada na planta. Para obter a corrente CA da carga resistiva foi aplicada uma divisão da tensão alternada de

entrada pela resistência fornecida pela carga eletrônica. A tensão de entrada é 127 V e após 0,4 s passa a ser 100 V. Nestes resultados é apresentado o comportamento do erro na corrente eficaz de saída e a corrente CA. A carga consegue a estabilidade 320 ms após a partida. A condição de regime permanente é a alternância entre as combinações 212 e 213. Ao alterar a tensão de 127 V para 100 V, ocorre uma redução na amplitude da corrente antes da correção pelo controlador. Os comportamentos analógico e digital da variável de controle são apresentados no gráfico de controle. A ação integral analógica demonstra uma correção contínua que é integrada buscando erro nulo. O sinal digital de controle é um número inteiro referente às combinações de resistores da carga eletrônica. Através deste sinal constata-se que o tempo de acomodação foi inferior a 150 ms.

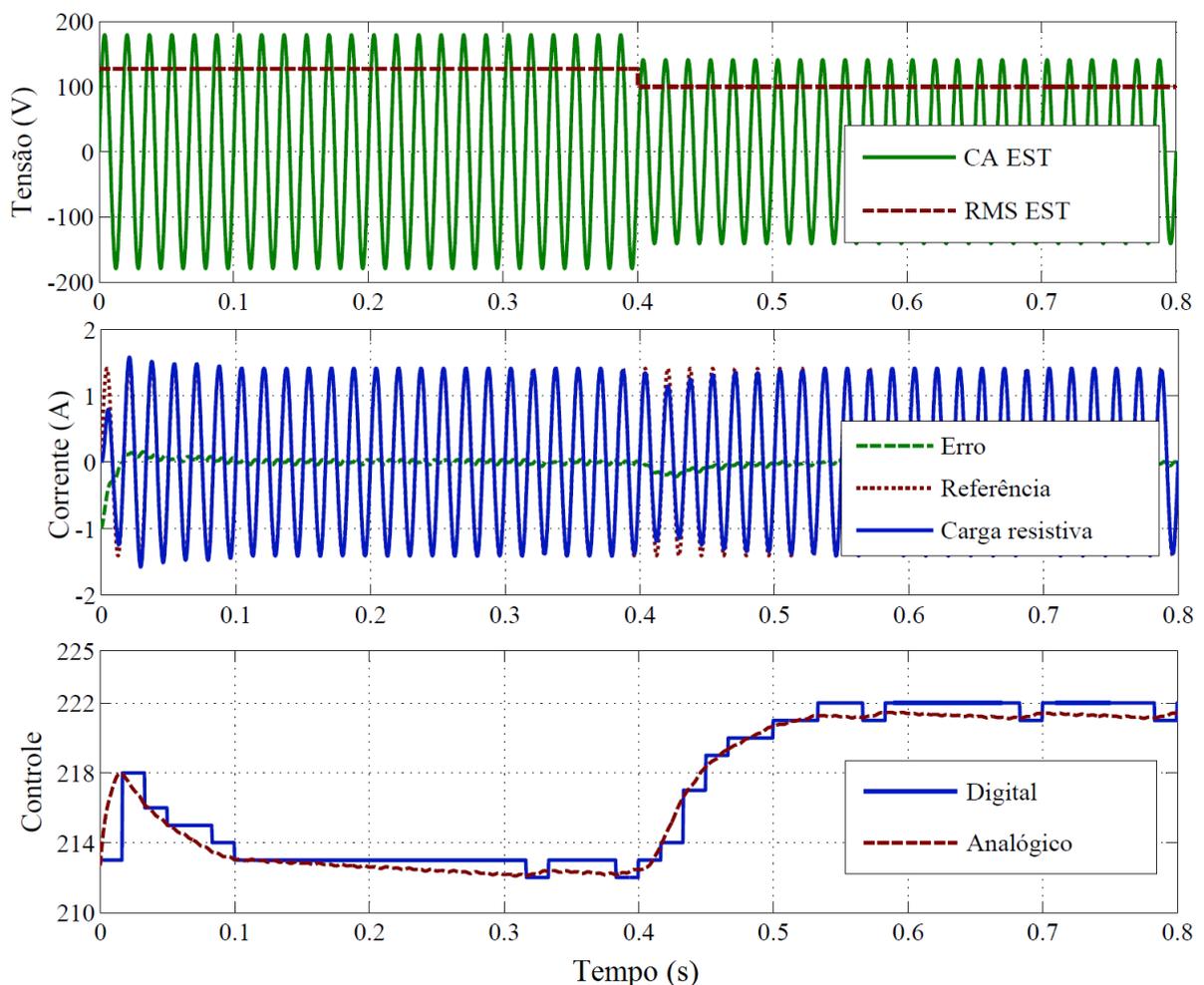


Figura 4.24 – Resultados com corrente alternada para tensão de 127 V – 27 V.

A Figura 4.25 apresenta os resultados de uma simulação considerando a tensão de operação 127 V e que a planta já estabilizou a corrente de saída em 1 A. No instante 0,4 s é adicionada uma tensão eficaz de 13 V para analisar o comportamento da carga. A planta estabiliza novamente o valor de corrente em 8 ciclos completos. O erro de corrente não é

perceptível visualmente neste gráfico, mas a variação da corrente é de 22 mA, o que corresponde a um erro instantâneo inferior a 2 %. O erro existe devido a limitação das combinações de resistores. Porém este erro é pequeno, pois possui um número elevado de combinações, além da alternância entre duas combinações de resistores possibilitar um valor médio mais preciso. A oscilação da variável de controle ocorreu devido a carga não possuir a combinação de resistores adequada para a tensão de entrada. Assim o controlador alterna entre duas combinações de resistores (208 e 209), onde a corrente média consumida se aproxima do parâmetro de operação definido.

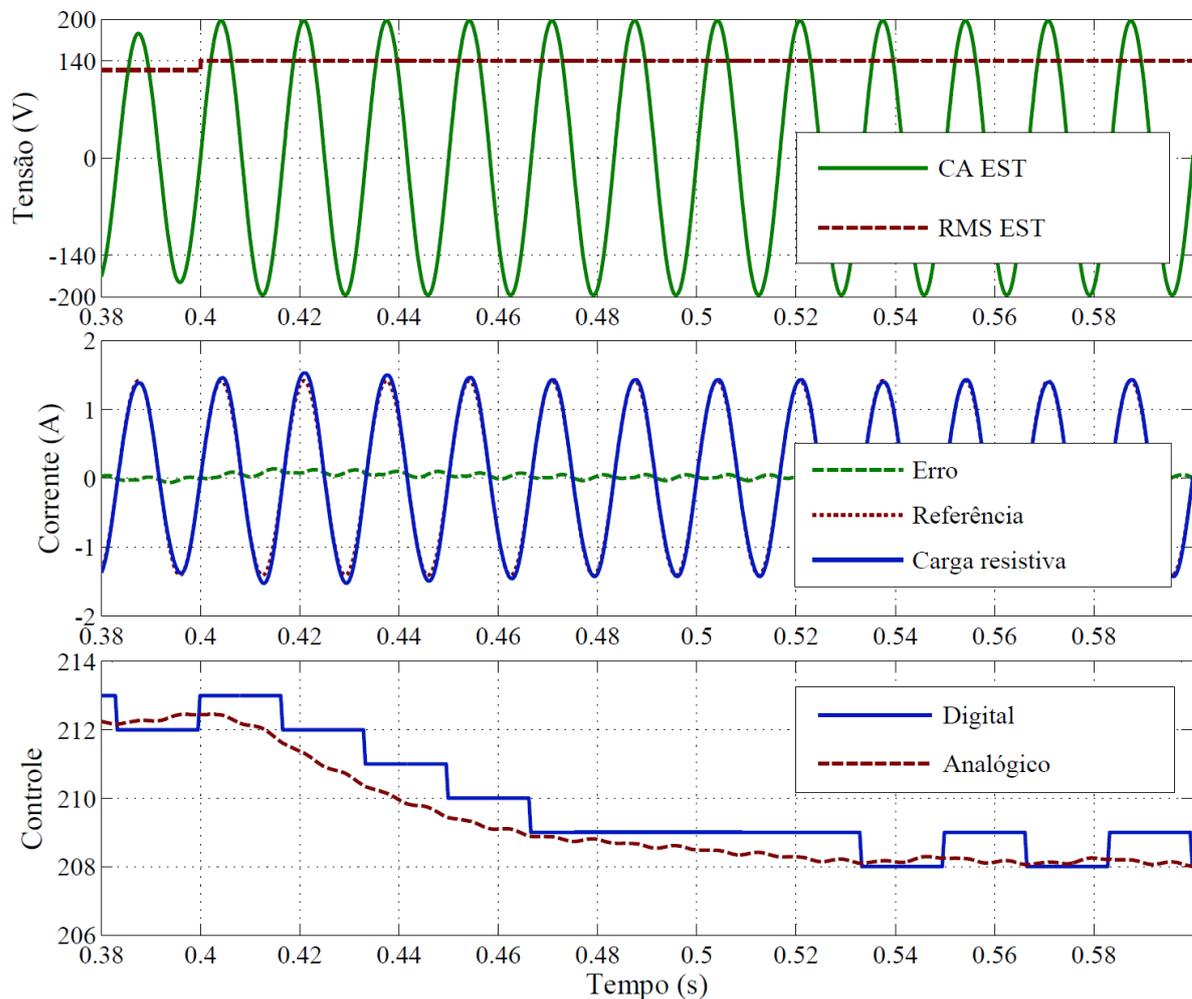


Figura 4.25 – Simulação para tensão de 127V e +13V no instante 0,4 s.

A Figura 4.26 apresenta a planta estabilizada na corrente de 1 A sofrendo uma alteração na referência de corrente para 1,5 A no instante de 0,2 s. Em seguida é alterada a tensão de operação de 127 V para 100 V no instante 0,4 s. Neste gráfico é possível perceber que o controlador estabiliza a variável de controle 150 ms após a mudança da referência de corrente (instante 0,35 s). Com a redução da tensão no instante 0,4 s, o controlador atua novamente estabilizando a corrente em 1,5 A.

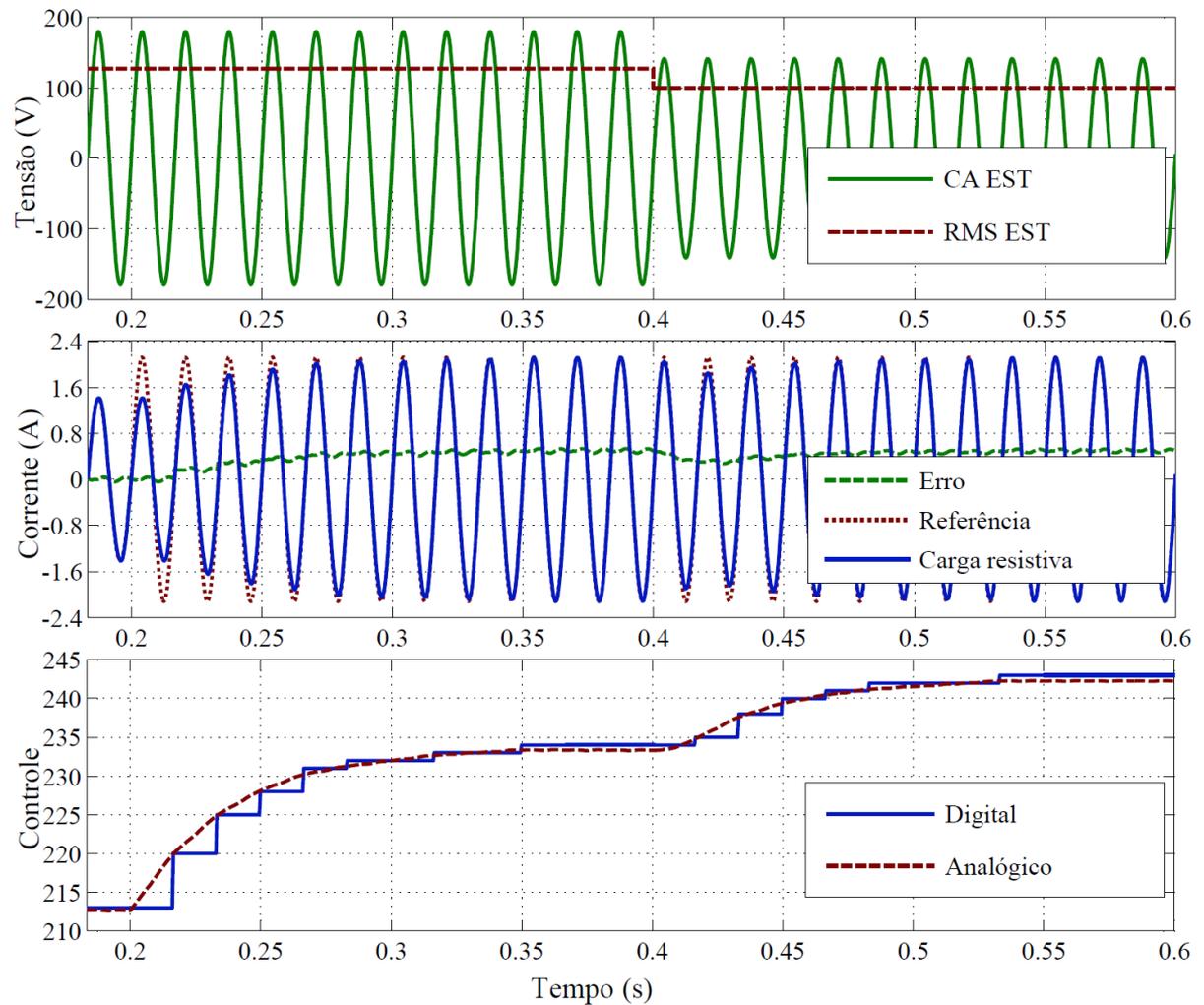


Figura 4.26 – Resultados alterando a referência de corrente e tensão de entrada.

Para facilitar a visualização destes resultados, foi gerada uma ampliação dos instantes de alteração da referência de corrente e da tensão com os sinais retificados. Estes sinais de corrente e tensão retificados são ilustrados nos gráficos das Figuras 4.27 e 4.28. A tensão de entrada é de 127 V e a referência é alterada de 1 A para 1,5 A no instante de 0,2 s. A carga fica estável em 1,5 A após o instante 0,35 s (150 ms após a alteração). A variável de controle é alterada nas passagens por zero a cada ciclo completo da CA, o que evita a adição de corrente contínua à fonte sob teste. Isto pode ser percebido também no gráfico de corrente, pois a alteração em sua amplitude ocorre em pares de semiciclos.

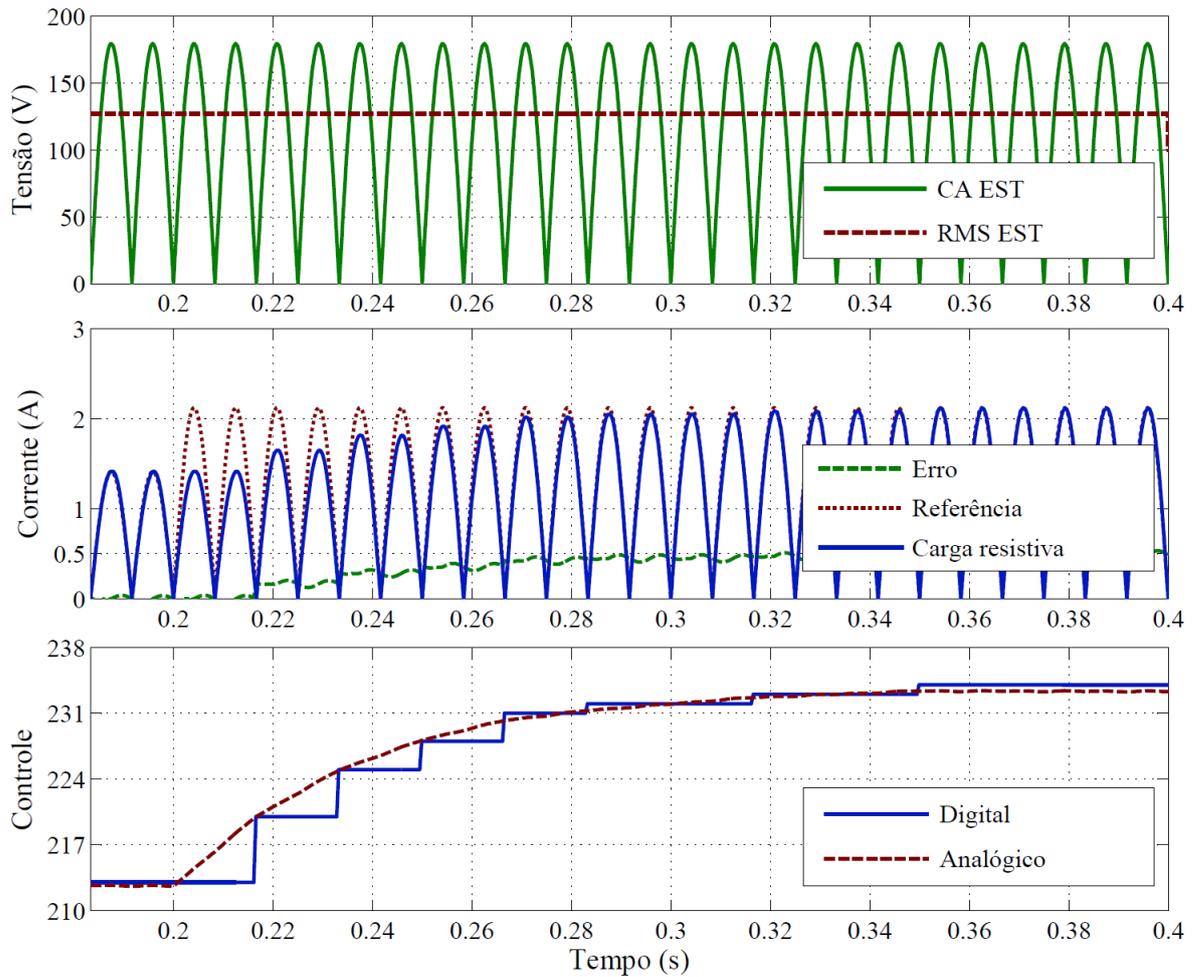


Figura 4.27 – Resultados para tensão de 127 V com degrau de corrente no instante 0,2 s.

Na Figura 4.28 é ilustrado o comportamento da carga para a redução da tensão após estabilizar a corrente em 1,5 A. Para permitir a comparação com a Figura 4.26, o sinal de erro, que se refere a 1,5 A, foi mantido em 0,5 A. Este valor corresponde à adição de corrente a primeira referência (1 A). Após alterar a tensão de operação ocorre uma redução na corrente que é corrigida pelo controlador estabilizando a corrente novamente em 1,5 A com tempo de acomodação inferior a 150 ms.

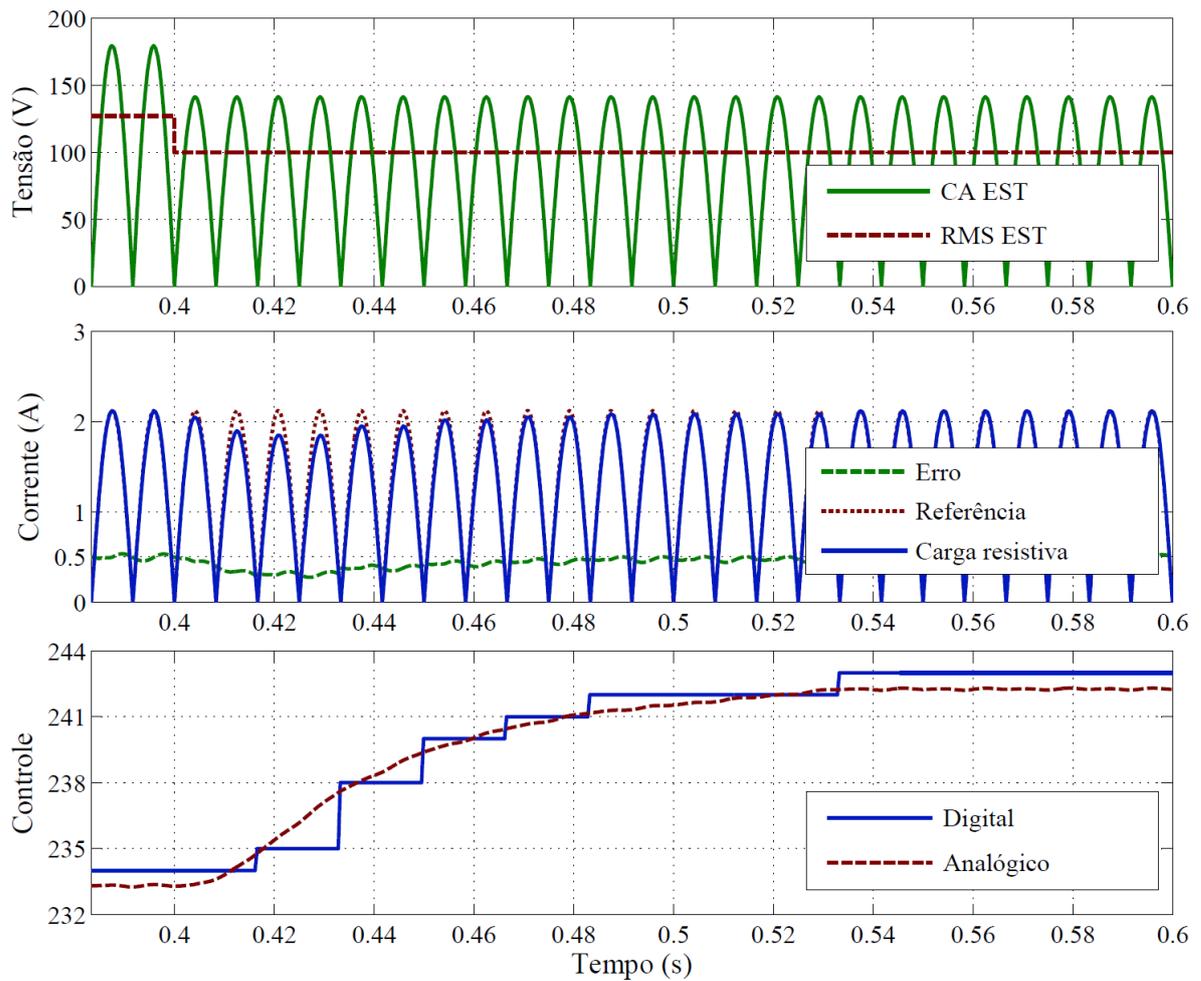


Figura 4.28 – Simulação para degrau na tensão de 127 V para 100 V no instante 0,4 s.

A partir dos resultados de simulações no MATLAB, conclui-se que a carga estabiliza a corrente no valor de referência ajustado mesmo ocorrendo perturbações na referência de corrente ou na tensão de entrada com tempo de acomodação inferior a 150 ms.

## 5. SIMULAÇÃO ELÉTRICA

O circuito elétrico foi desenvolvido no software LTspice IV. Inicialmente foi elaborado o circuito de potência da carga resistiva com uma interface para os sinais de controle. As simulações elétricas foram realizadas utilizando configurações da carga resistiva com 4 e 8 resistores. A Figura 5.1 ilustra o circuito com 4 elementos resistivos. O circuito contém os resistores em série e os interruptores SCR paralelo a cada resistor assim como uma ponte de diodos para retificar a tensão fornecida pelo equipamento sob teste. Esta tensão retificada é aplicada a carga resistiva após um resistor shunt que é utilizado para medição da corrente que circula pela carga. O disparo do SCR é realizado através de uma interface com os interruptores S1 a S4. Estes interruptores se comportam como uma chave fechada quando seus terminais, identificados como dS0 a dS3, recebem tensão de 5 V e como chave aberta quando esta tensão é 0 V. O acionamento do SCR ocorre quando a tensão no terminal *d0* é de 5 V, a chave *S1* é fechada fazendo o disparo do SCR *T0* que entrará em condução caso sua junção anodo-catodo esteja polarizada diretamente.

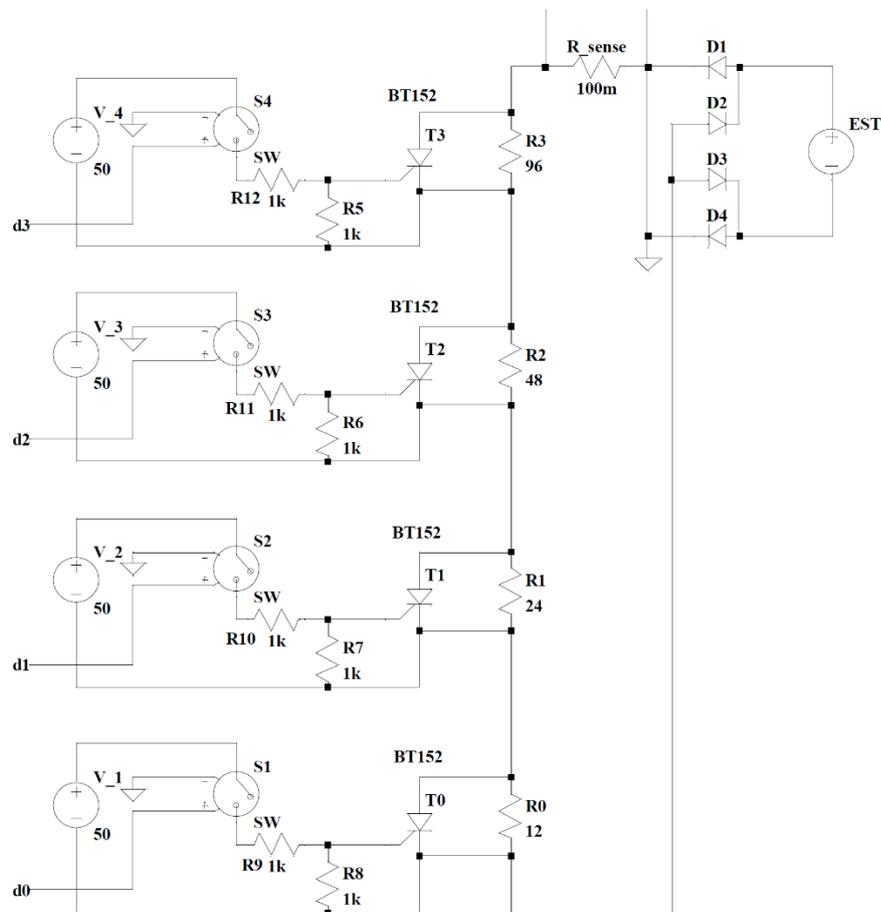


Figura 5.1 – Circuito de potência da carga com interface para disparo do SCR.

A corrente que circula pela carga passa pelo resistor *shunt*  $R_{sense}$ . A diferença de potencial deste resistor é aplicada a um amplificador operacional para amplificação da tensão com ganho 10 e inversão de sua polaridade. Os resistores de ganho do operacional e o resistor  $R_{sense}$  foram calculados para que a máxima corrente não provoque a saturação dos sinais de tensão em um circuito alimentado por 5 V. Quando circular pela carga uma corrente de 1 A, a queda de tensão sobre o resistor shunt será negativa de 100 mV. Esta tensão é amplificada por um operacional para uma tensão positiva de 1 V. Este circuito faz a conversão do valor de corrente da carga para tensão. Esta tensão, referente a corrente da carga, tem a forma de onda da tensão alternada retificada.

## 5.1 Sinal contínuo proporcional ao valor eficaz

O valor eficaz de um sinal senoidal retificado pode ser obtido amplificando o valor médio por um fator 1,1107, Apêndice C [42]. Utilizando o software LTspice foi desenvolvido o bloco  $AC\_to\_RMS$  que armazena 4 amostras atrasadas a partir de um sinal de referência, calcula sua média instantânea e faz o produto por um ganho para identificar seu valor eficaz sinal. Este bloco, ilustrado na Figura 5.2 (a) utiliza como informações de entrada: o sinal de tensão do equipamento sob teste ( $Sinal\_CA$ ) e a frequência deste sinal ( $F$ ). O sinal de saída é um valor contínuo equivalente ao valor eficaz da tensão de entrada. A Figura 5.2 (b) apresenta os resultados da simulação realizada utilizando o bloco desenvolvido. Esta figura apresenta a tensão retificada de 127 V e o sinal de saída do bloco ( $Sinal\_RMS$ ). A saída deste bloco é calculada para cada instante amostrado utilizando a equação (5.1). O sinal de saída ( $Sinal\_RMS$ ) apresentou o valor médio de 127,32 V.

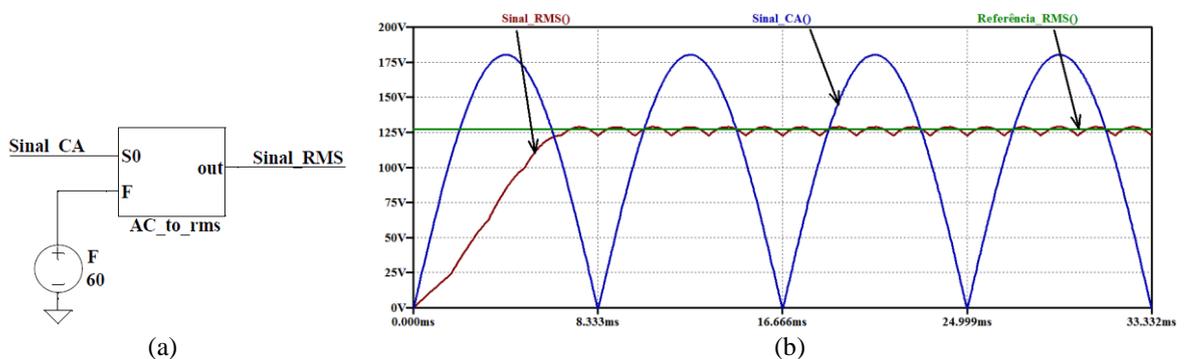


Figura 5.2 – Bloco para armazenar sinais atrasados e calcular valor eficaz: (a) Bloco  $AC\_to\_RMS$ , (b) Resultados de simulação para 127 V.

$$V_{média} = \frac{\sum_{i=0}^n E_i}{n+1} = \frac{E0 + E1 + E2 + E3 + E4}{5} \quad (5.1)$$

O sinal de saída do bloco *AC\_to\_RMS* sofre uma oscilação de 3 %, pois o cálculo é feito de forma contínua. Na aplicação prática o cálculo da média será realizado em uma amostragem de 600 Hz, fazendo a média de cinco amostras por semiciclo da CA. Para avaliar o funcionamento do bloco para tensão que será fornecida pelo amplificador operacional foi realizada uma simulação com sinal de entrada de 3 V. Os resultados desta simulação são ilustrados na Figura 5.3. O tempo de acomodação no valor médio do sinal é de 8,33 ms.

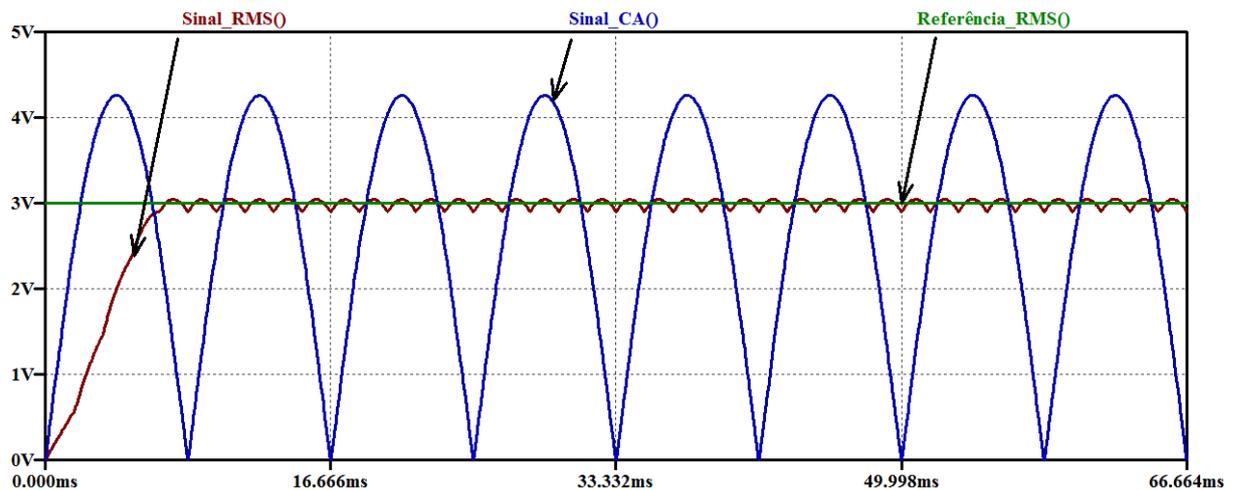


Figura 5.3 – Resultados para tensão de entrada igual a 3 V.

O bloco conversor de sinal retificado para tensão contínua equivalente ao valor RMS foi desenvolvido através do cálculo de média móvel para uma janela com 5 amostras, sendo a atual e 4 amostras atrasadas em intervalos de  $1/5$  do período. Multiplicado esta média pelo fator 1,1107 constatou-se que o valor do sinal de saída é equivalente ao valor eficaz. As funções deste bloco são apresentadas no Apêndice D.

## 5.2 Circuito subtrator

O valor contínuo  $I_{RMS}$ , equivalente ao valor eficaz da corrente da carga, é enviado a um circuito subtrator utilizando amplificador operacional para identificar o erro com relação a referência ( $I_{ref}$ ), como ilustrado na Figura 5.4. A fonte  $I_{ref}$  é a referência de corrente a ser controlada. A saída do circuito subtrator é o erro do sinal condicionado da corrente da carga resistiva ( $I_{RMS}$ ) com relação ao parâmetro pré-estabelecido para referência de corrente ( $I_{ref}$ ).

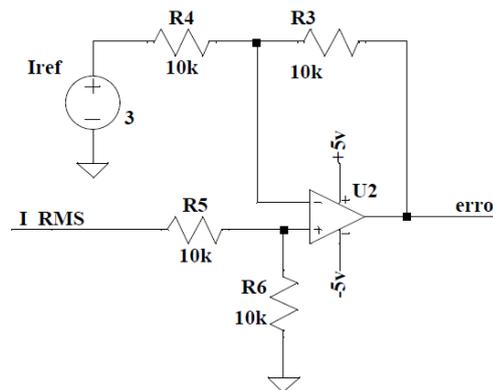


Figura 5.4 – Esquema do circuito subtrator para identificar o erro.

### 5.3 Controlador e condicionamento do sinal de corrente

A saída erro do circuito subtrator é aplicada a um controlador integral. A Figura 5.5 apresenta o diagrama do circuito de controle que fornece uma saída analógica (*controle*) entre -5 V e 5 V. Este sinal analógico será utilizado para fazer o acionamento dos interruptores SCRs.

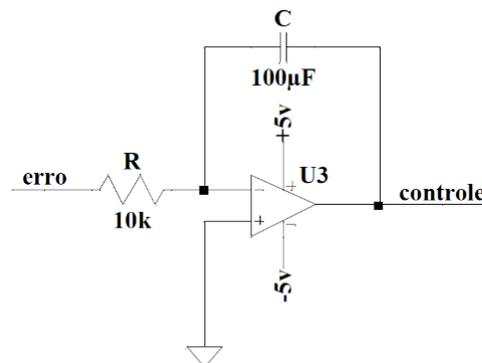


Figura 5.5 – Diagrama do circuito controlador integral.

O diagrama com o circuito de condicionamento do sinal de corrente e o circuito de controle são apresentados na Figura 5.6. A corrente da carga resistiva provoca uma diferença de potencial no resistor shunt ( $R_{sense}$ ) que é amplificada pelo amplificador operacional inversor. Este amplificador operacional está configurado como conversor de corrente para tensão, fornecendo um valor de tensão positiva proporcional a corrente na carga. Este sinal de tensão é aplicado ao conversor *AC\_to\_RMS*. O sinal de tensão na saída deste conversor é aplicado ao amplificador operacional configurado como subtrator para identificar o erro com relação a referência de corrente  $I_{ref}$ . Este sinal do erro é aplicado ao controlador integral. A saída do controlador é o sinal de entrada em um conversor analógico-digital que faz o acionamento dos SCRs da carga resistiva. A comutação destes interruptores é realizada através de uma palavra digital de 4 bits. Para isto foi utilizado um conversor analógico para digital que converte o sinal de controle em informação digital para disparo dos SCRs.

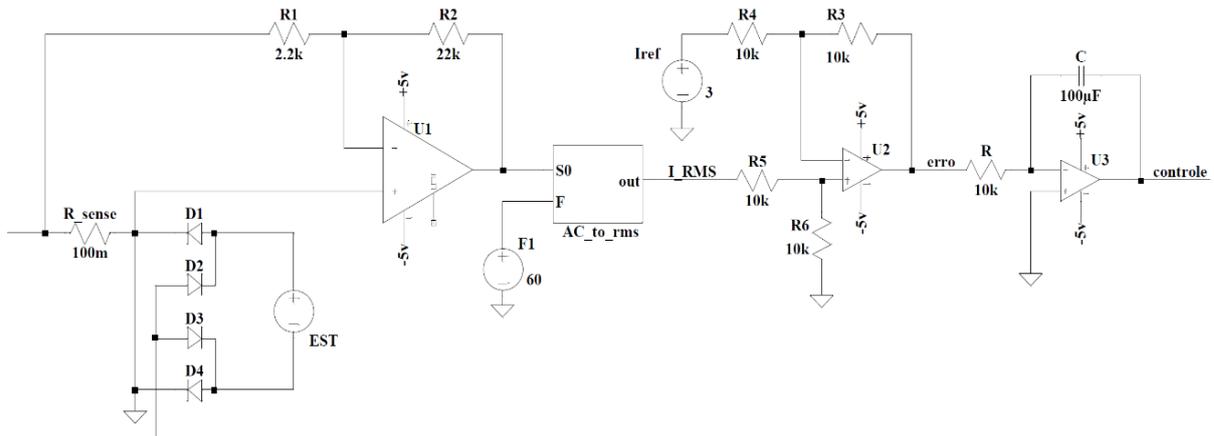


Figura 5.6 – Circuito de condicionamento e controle.

## 5.4 Conversor analógico digital

A saída do controlador está na faixa de -5 V a 5 V. Considerando um conversor AD de 4 bits, a tensão -5 V equivale a combinação binária 0000 que corresponde aos SCRs se comportando como interruptores abertos e a condição de resistência mínima ocorrerá na condição binária 1110. Nesta condição somente o SCR 1 do resistor com menor valor de resistência irá se comportar como interruptor aberto e os demais como interruptor fechado. A Tabela 5.1 apresenta os resultados dos cálculos de resistência ideal para as combinações em binário a partir do sinal analógico de -5 V a 5 V do controle. Esta tabela foi desenvolvida utilizando os resistores: 12  $\Omega$ , 24  $\Omega$ , 48  $\Omega$  e 96  $\Omega$ .

Tabela 5.1 – Saída do conversor AD.

Conversor AD				Variável de controle - d	Vin [ v ]	R Ideal [ $\Omega$ ]
96 b4	48 b3	24 b2	12 b1			
0	0	0	0	0	-5,00	180
0	0	0	1	1	-4,33	168
0	0	1	0	2	-3,67	156
0	0	1	1	3	-3,00	144
0	1	0	0	4	-2,33	132
0	1	0	1	5	-1,67	120
0	1	1	0	6	-1,00	108
0	1	1	1	7	-0,33	96
1	0	0	0	8	0,33	84
1	0	0	1	9	1,00	72
1	0	1	0	10	1,67	60
1	0	1	1	11	2,33	48
1	1	0	0	12	3,00	36
1	1	0	1	13	3,67	24
1	1	1	0	14	4,33	12
1	1	1	1	-	-	-

No software LTspice foi construído um bloco conversor AD com a função de converter o sinal analógico (-5 V a 5 V) de saída do controlador para uma informação digital de 4 bits. As saídas digitais foram aplicadas aos tiristores SCRs responsáveis por ligar e desligar os elementos resistivos da carga eletrônica. A Figura 5.7 (a) apresenta o bloco do conversor AD de 4 bits desenvolvido e a Figura 5.7 (b) mostra resultados de uma simulação do comportamento das saídas considerando uma tensão em rampa na entrada de -5 V a 5 V.

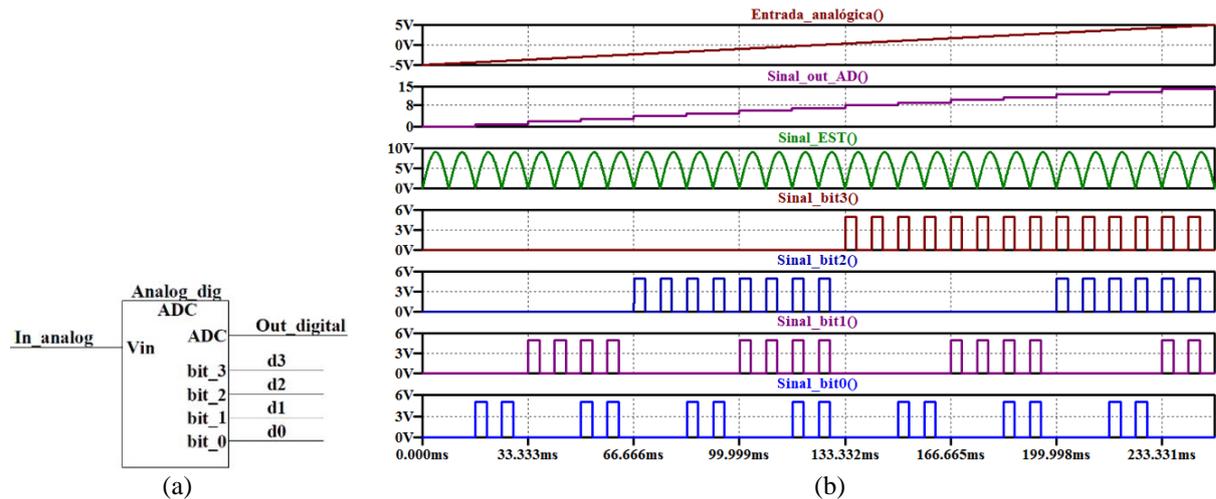


Figura 5.7 – Conversor analógico-digital: (a) Bloco Conversor AD, (b) Comportamento do Conversor AD para entrada rampa de -5 V a 5 V.

As saídas digitais podem provocar um curto-circuito na entrada da carga devido às bordas de descida e subida das saídas do AD acontecerem simultaneamente. Para evitar esta condição de curto, o respectivo bit vai para o estado lógico 1 100  $\mu$ s após a passagem por zero e fica nesta condição por 3 ms. Após 3 ms este bit é levado para o estado lógico 0 de forma a permitir que o SCR entre em corte na próxima passagem por zero. A carga eletrônica é proposta para aplicação em rede de 127 V / 60 Hz, então foi considerado um atraso de 5 graus elétricos entre as transições para evitar este curto-circuito. Aplicando a equação (5.2), e considerando a frequência de 60 Hz, o atraso deve ser de 31,7  $\mu$ s.

$$delay = \frac{1}{2.F} \cdot (1 - \cos(5^\circ)) \quad (5.2)$$

Para evitar este curto-circuito o sinal de disparo dos SCRs é aplicado 100  $\mu$ s após ocorrer a passagem por zero e tem duração de 3 ms. O atraso de 100  $\mu$ s foi definido porque, segundo a folha de dados do BT152, este SCR possui o tempo de desligamento típico de 70  $\mu$ s e de passagem para o estado de condução de 2  $\mu$ s. Assim, como o intervalo entre o desligamento e passagem para condução do SCR deve ser superior a 31,7  $\mu$ s, foi utilizado o intervalo de 100  $\mu$ s para aplicar o sinal de disparo dos SCRs. Após o SCR entrar em condução não é mais

necessário o sinal de gatilho, por isso, após 3 ms este sinal é retirado colocando o terminal porta dos SCRs em estado lógico 0. Sem este sinal de gatilho, o SCR entra no estado de bloqueio após ocorrer a próxima passagem por zero. Como o sinal de gatilho é aplicado aos SCRs após 100  $\mu$ s, este intervalo garante que não ocorra curto-circuito nas transições entre as combinações de resistores. A Figura 5.8 ilustra o diagrama elétrico utilizado. Ao ocorrer a passagem por zero, um pulso de 50  $\mu$ s é gerado e faz com que o flip-flop tipo D armazene em sua saída  $Q$  a informação presente no conversor AD. Após 100  $\mu$ s da passagem por zero é fornecido o sinal de disparo com duração de 3 ms em uma porta lógica AND que permite a aplicação do estado lógico de saída do flip-flop ao terminal porta do SCR. O Apêndice E ilustra o bloco completo do conversor AD e o atraso para disparo dos SCRs.

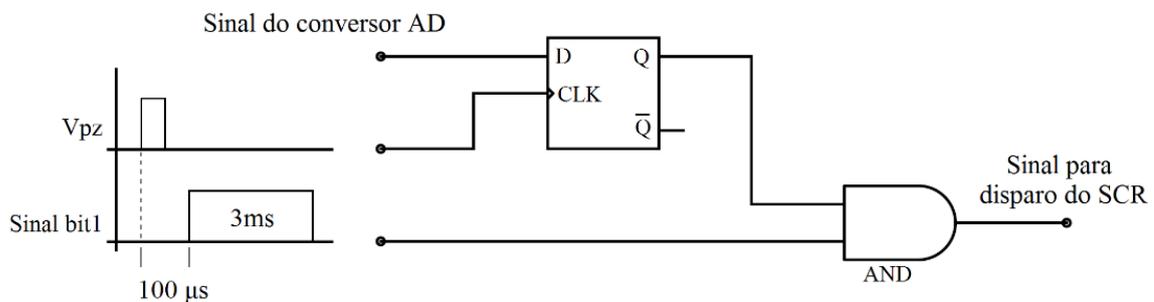


Figura 5.8 – Circuito para gerar atraso nas transições.

Este circuito de atraso nas transições foi incluído no bloco do conversor AD. Os blocos para os conversores AD de 4 bits e 8 bits são ilustrados no Apêndice E.

## 5.5 Interface para acionamento dos SCRs

As saídas do conversor AD foram ligadas ao circuito de interface para acionamento dos tiristores como ilustrado no diagrama da Figura 5.9. A entrada do conversor AD é a informação de saída do controlador integral (*controle*). A carga resistiva foi desenvolvida com 4 resistores acionados cada um por um SCR. Este interruptor é acionado pelas saídas digitais do conversor AD.

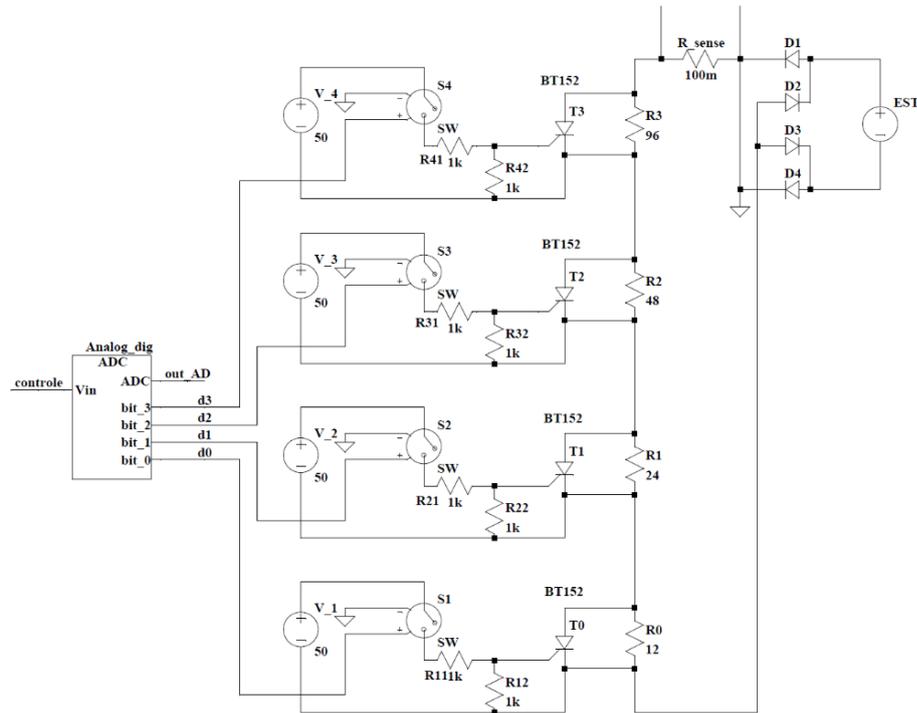


Figura 5.9 – Circuito para acionamento dos tiristores.

Para testar a alteração entre as combinações de resistores, foi realizada uma simulação aplicando tensão em rampa na entrada do conversor AD de -5 V a 5 V. Esta faixa de tensão provoca a variação da combinação de maior resistência, 180  $\Omega$ , até a menor 12  $\Omega$ . Os resultados desta simulação são apresentados na Figura 5.10. A forma de onda da corrente não apresentou deformação e também não ocorreu a condição de curto entre as transições das combinações de carga.

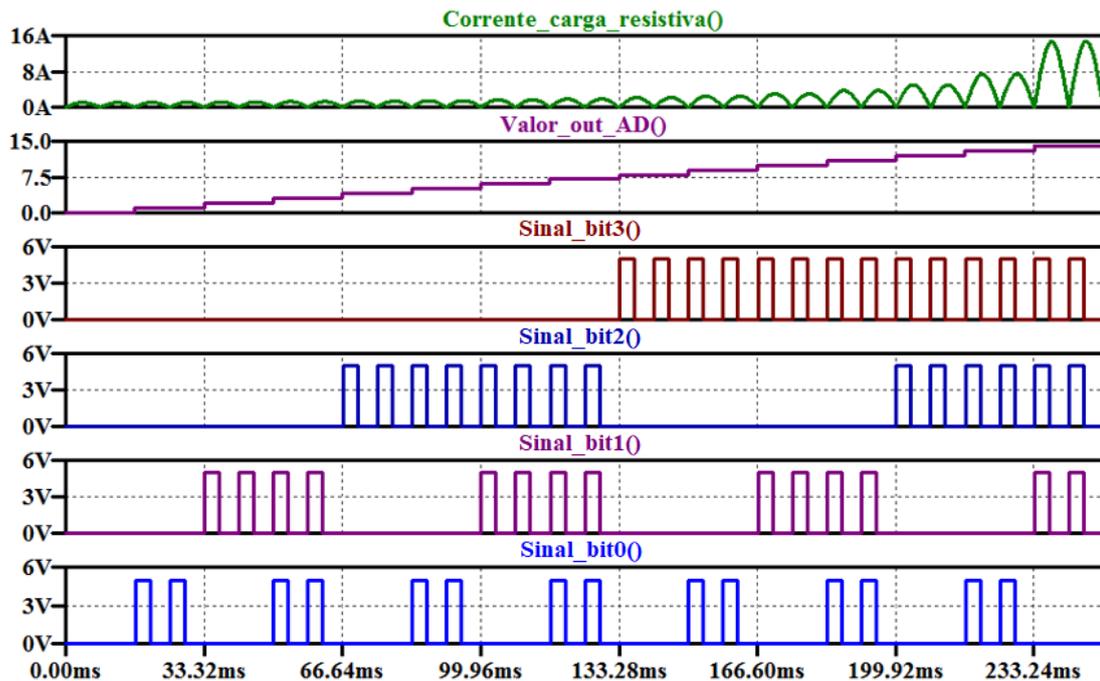


Figura 5.10 – Resultados do teste para transições das bordas de subida e descida.

## 5.6 Carga resistiva em malha fechada

O diagrama elétrico completo da carga resistiva com 4 resistores é ilustrado na Figura 5.11. Nota-se que o sinal de controle analógico é convertido em sinal digital de 4 bits para acionamento dos interruptores SCRs. As diferentes combinações destes interruptores limitam a corrente que circula na carga resistiva. Esta corrente passa por um resistor shunt que provoca uma queda de tensão proporcional ao valor da corrente. A tensão neste resistor *shunt* é amplificada por um amplificador operacional inversor. A partir desta tensão é identificado, através do método de média móvel, o valor contínuo equivalente ao valor eficaz. Este valor contínuo é um valor de tensão proporcional a corrente da carga. A identificação do erro desta corrente com relação a uma referência pré-estabelecida, representada por  $I_{ref}$ , é realizada por um amplificador operacional configurado como subtrator. O sinal de erro é a entrada no controlador integral que fecha a malha fazendo o controle sobre o sinal analógico de entrada do conversor AD.

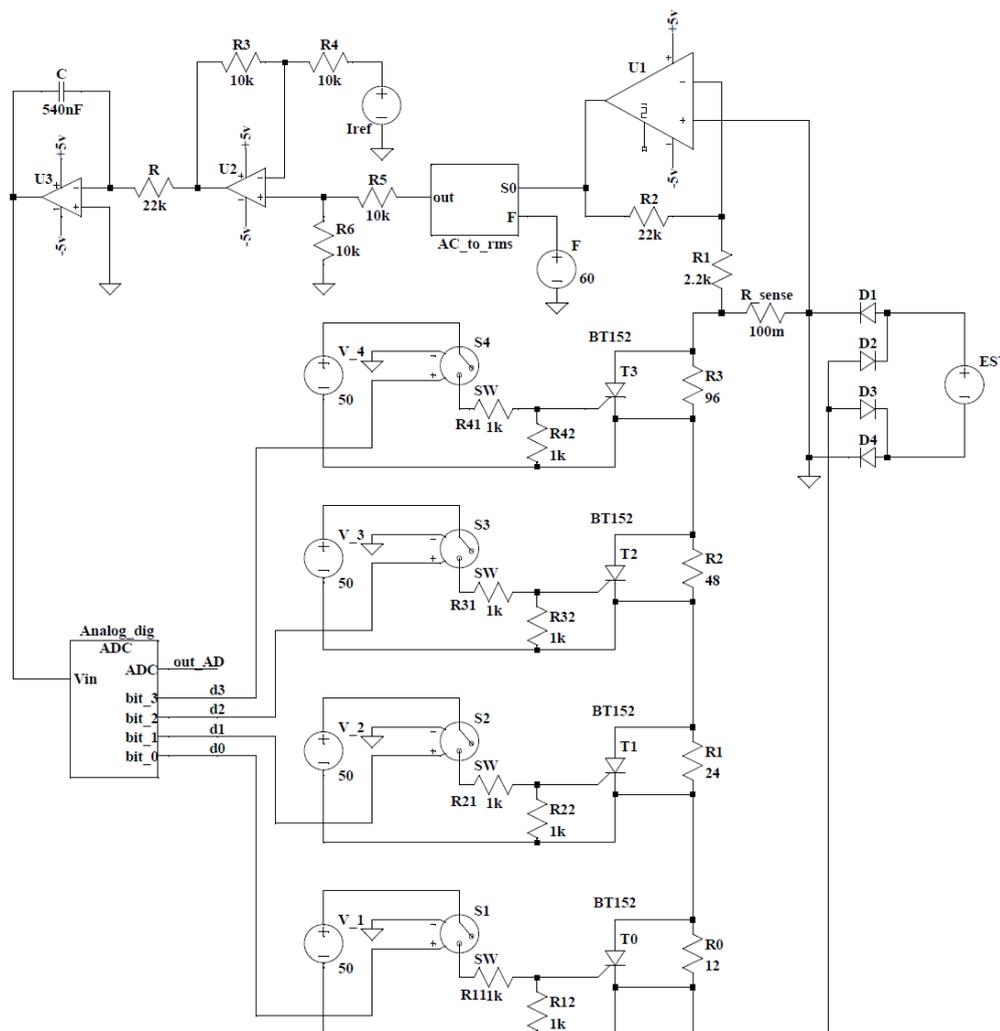


Figura 5.11 – Diagrama elétrico da carga resistiva com 4 resistores.

## 5.7 Resultados em malha aberta

Foram realizadas simulações com a carga resistiva em malha aberta para avaliar o funcionamento do circuito conversor de corrente para tensão e o circuito conversor *AC\_to\_RMS*. Para isto, o valor da variável de controle foi inserido através de uma fonte de tensão contínua. Os resultados da simulação ilustrados na Figura 5.12 apresentam as curvas de corrente (*Corrente\_carga\_resistiva*) e tensão no resistor *R\_sense* (*Tensão\_R\_sense*), assim como a tensão de saída do amplificador (*Tensão\_amplificador*) e o sinal de saída do conversor *AC\_to\_RMS* (*Saída\_AC\_to\_RMS*) após ocorrer alterações previamente definidas para variável de controle. O valor da variável de controle (*Valor\_out\_AD*) foi alterada de 6 até 11 em intervalos de 33,3 ms. A tensão no resistor *shunt* é amplificada e apresenta tensão com amplitude equivalente a corrente da carga resistiva. O sinal de saída do bloco *AC\_to\_RMS* apresentou adequadamente o valor eficaz com tempo de acomodação de 9 ms. A tensão contínua equivalente ao valor eficaz se estabilizou em 1 ciclo com erro inferior a 1,5 %.

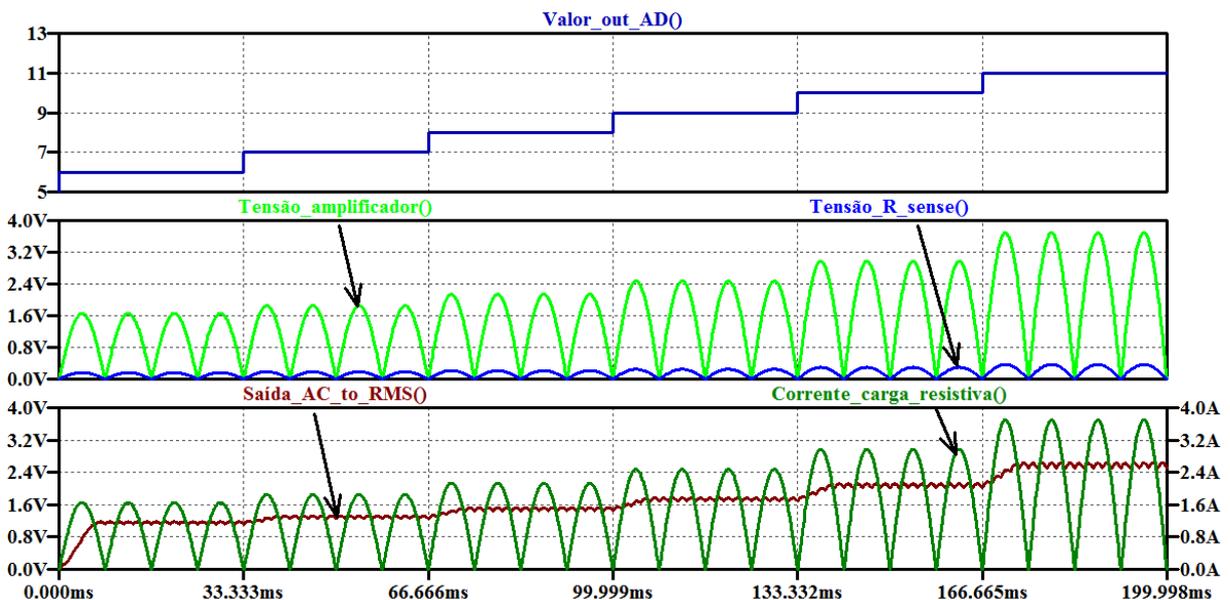


Figura 5.12 – Resultados em malha aberta para alterações na variável de controle.

A Figura 5.13 ilustra as curvas de comportamento da variável de controle (*Valor\_out\_AD*), o sinal do bit 0 para acionamento de um SCR (*Sinal\_d0*), a corrente da carga resistiva (*Corrente\_carga\_resistiva*) e a tensão eficaz equivalente a esta corrente (*Saída\_AC\_to\_RMS*), obtidos a partir dos resultados da simulação para transição entre as combinações 7 e 8 da carga resistiva. Esta transição alterna de uma condição com 3 SCRs em condução (combinação 7: 0111) para outra que coloca esses 3 em bloqueio e o quarto SCR em condução (combinação 8: 1000). Em transições como esta existe o risco de curto-circuito, pois

o quarto SCR pode entrar em condução antes que os três primeiros passem para condição de bloqueio. Com isto, os quatro interruptores estariam em condução simultaneamente permitindo a circulação de correntes elevadas devido à baixa resistência de condução dos interruptores. Este curto-circuito possivelmente provocaria a queima de semicondutores SCR. Através dos resultados, foi observado que as transições entre as combinações de resistores, que ocorrem nos instantes 33,3 ms, 66,6 ms e 99,9 ms, não provocou curto-circuito na carga resistiva.

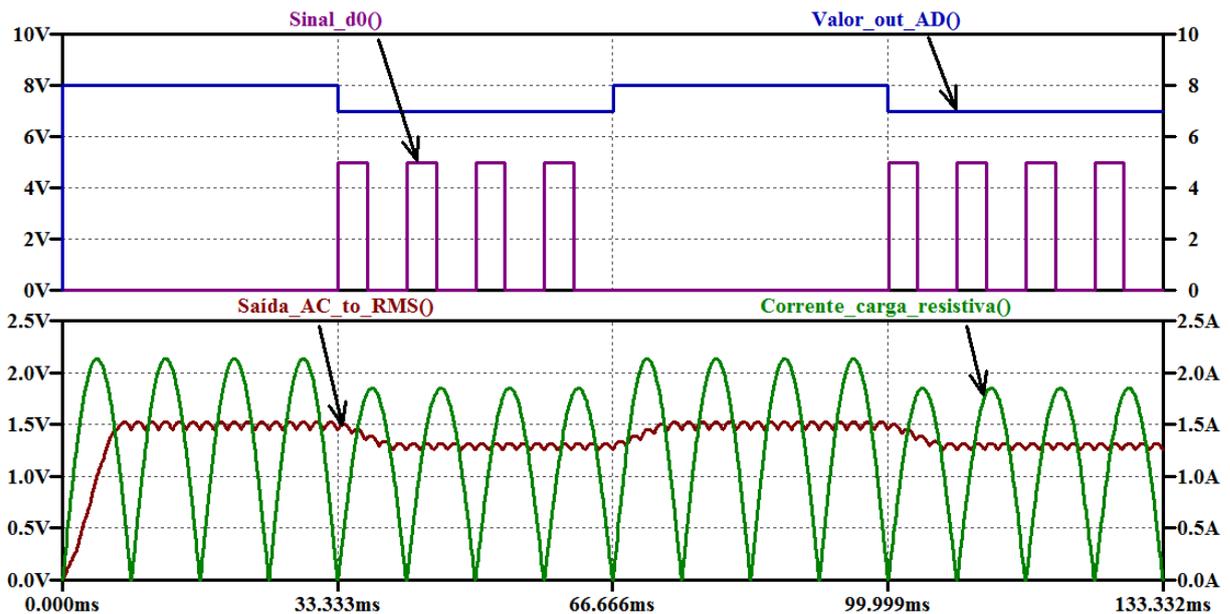


Figura 5.13 – Resultados para alteração entre as combinações binárias 0111 e 1000.

## 5.8 Resultados em malha fechada com 4 resistores

Para avaliar o funcionamento da carga resistiva foram consideradas duas situações: carga submetida a perturbação na tensão do equipamento sob teste e alteração do parâmetro de referência. Os resultados da simulação apresentados na Figura 5.14 foram obtidos provocando perturbações na tensão do equipamento sob teste ( $RMS\_EST$ ). A sua tensão inicial é de 127 V. Em seguida foram provocadas perturbações na tensão de entrada. No instante 0,2 s foi aplicada tensão de 110 V e no instante 0,5 s, 140 V. A referência de corrente é de 1,5 A. As curvas de corrente retificada da carga resistiva e o sinal contínuo do sensor de corrente são respectivamente: *Corrente\_carga\_resistiva* e *Saída\_AC\_to\_RMS*. A carga inicia estável na corrente de 1,5 A e ao ocorrer a redução da tensão para 110 V, ocorre perturbação na amplitude da corrente que é corrigida, alterando a carga para combinação 9, com tempo inferior a 50 ms. É importante notar que a combinação 9 não é adequada para estabilizar a corrente em 1,5 A, por isso o controlador comuta a carga durante 16,6 ms para combinação 10 buscando erro nulo

no valor médio para referência ajustada. Quando a carga sofre a elevação da tensão para 140 V ocorre aumento no valor da corrente, a qual é corrigida em menos de 100 ms. Nesta condição a carga alterna entre as combinações 7 e 8 buscando 1,5 A. O maior erro de corrente foi 80 mA, 5,4 %. Os resultados mostram que a corrente eficaz no período ilustrado foi 1,516 A, ou seja, um erro médio de 1,1 %.

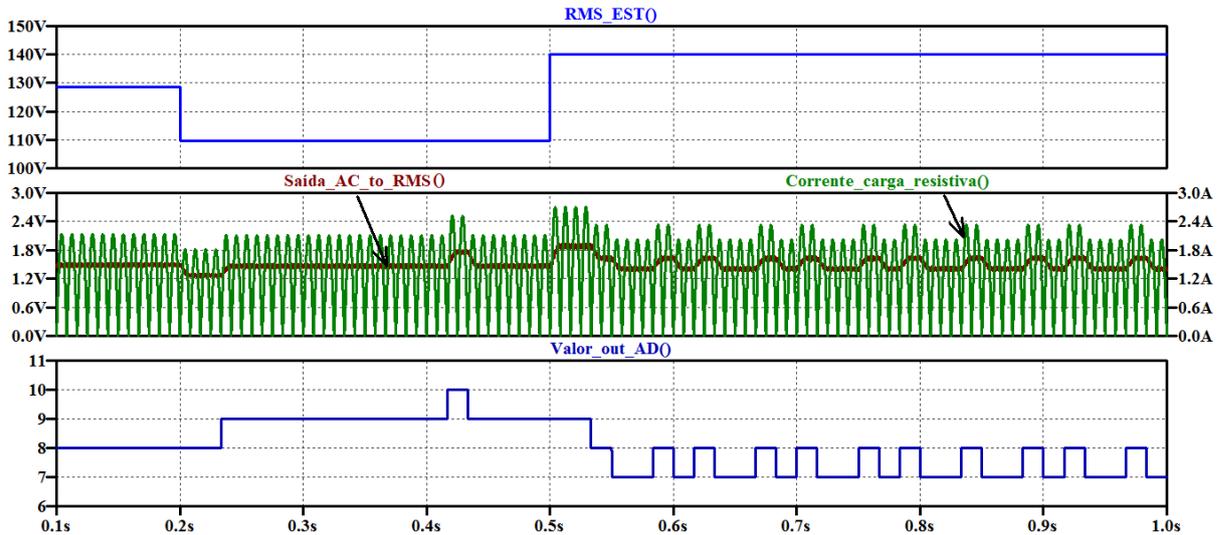


Figura 5.14 – Resultados de simulação com perturbação na tensão do EST.

Para avaliar a carga com alterações na referência de corrente foi realizada uma simulação iniciando com a referência em 1,5 A e em seguida são feitas duas alterações sucessivas para: 1 A e 2 A. Os resultados desta simulação são ilustrados na Figura 5.15. Com a referência em 1,5 A, a carga utilizou a combinação 8 que permitiu a circulação de corrente de 1,504 A. Após a alteração da referência para 1 A, o controle manteve a combinação 5 mas fez alteração para combinação 4 no instante 450 ms. Isto faz o valor médio da corrente se aproximar de 1 A, visto que as combinações 5 e 4, respectivamente, permitem a circulação de correntes de 1,048 A e 0,957 A. No instante 500 ms foi alterada referência de corrente para 2 A. Para que a corrente da carga atinja essa nova referência, a variável de controle (*Valor\_out\_AD*) alterna entre as combinações 9 e 10. A corrente com a combinação 9 é 1,745 A e com a combinação 10 é 2,093 A. O erro com a combinação 9 foi de 12,75 %, porém no intervalo de 566,6 ms a 766,6 ms a corrente eficaz foi 2,024 A, apresentando erro médio inferior a 1,5 %.

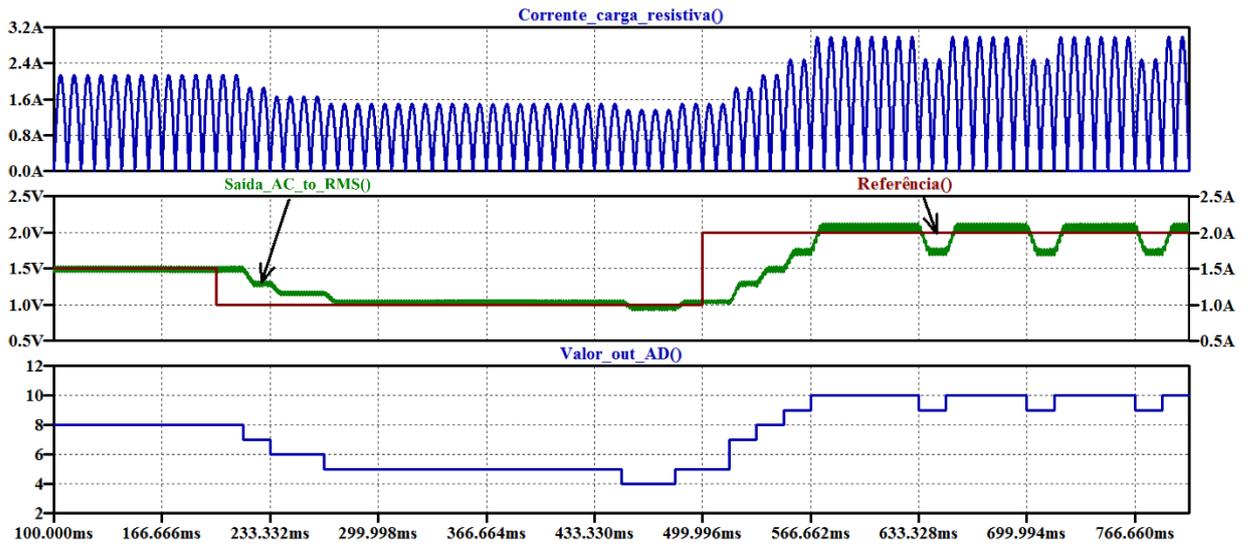


Figura 5.15 – Resultados de simulação com alterações na referência de corrente.

Os resultados apresentados na Figura 5.16 foram obtidos fazendo alteração na referência de corrente com perturbações na tensão de entrada. A referência é alterada de 2,0 A para 1,5 A, em seguida ocorre elevação na tensão de 127 V para 140 V e, por fim, é provocada a redução de 140 V para 110 V. A corrente da carga apresentou comportamento adequado devido as alterações das combinações adotadas pela variável de controle. O controle busca o valor de referência mesmo com perturbações no equipamento sob teste. Embora a carga possua poucos resistores, o valor médio após o instante 300 ms foi de 1,48 A, ou seja, um erro médio inferior a 2 %.

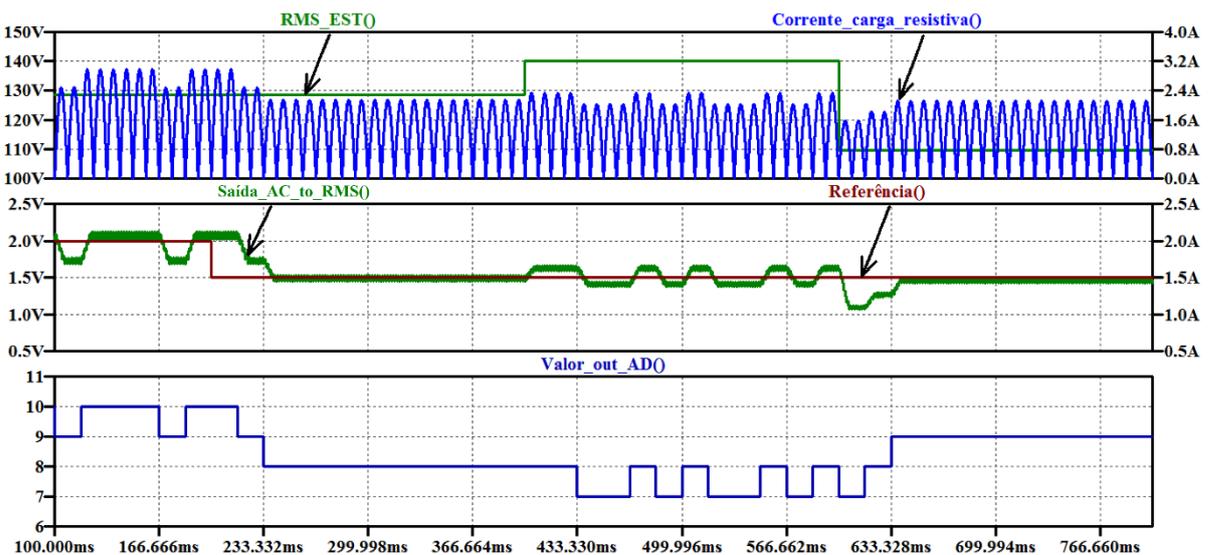


Figura 5.16 – Resultados com alteração na referência de corrente e perturbações de tensão.

## 5.9 Carga com 8 resistores

Os resultados anteriores foram obtidos utilizando 4 resistores. Para isso foi utilizado um conversor AD de 4 bits. Com o objetivo de avaliar a precisão da carga eletrônica com os 8 valores de resistores adotados foi desenvolvido o conversor AD de 8 bits apresentado na Figura 5.17 (Apêndice E).

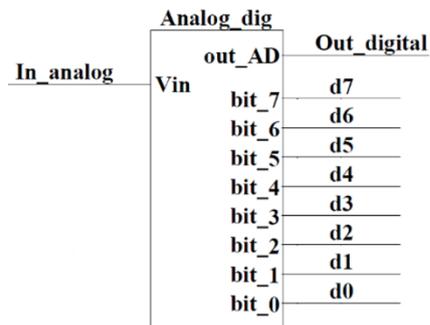


Figura 5.17 – Conversor AD de 8 bits.

As saídas digitais do conversor AD foram ligadas ao circuito responsável por fazer o disparo dos SCRs para comutação dos resistores da carga. A Figura 5.18 apresenta o circuito utilizado para disparo do SCR paralelo com o resistor da carga série.

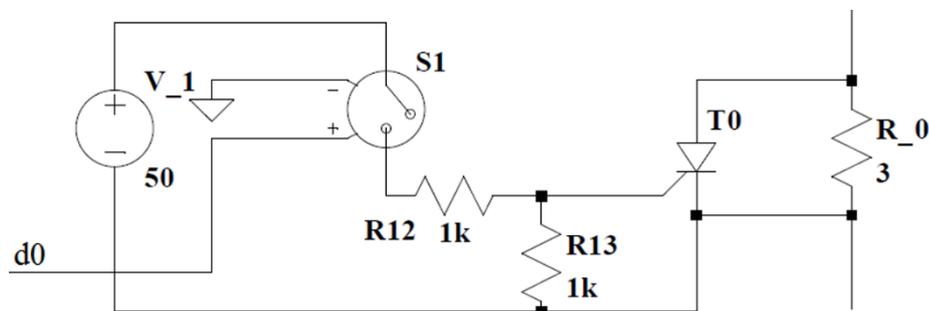


Figura 5.18 – Acionamento do resistor utilizando SCR.

Na entrada do conversor AD foi ligada uma fonte de tensão em rampa. Nas saídas foram ligados os SCRs para comutação dos 8 resistores: 3  $\Omega$ , 6  $\Omega$ , 12  $\Omega$ , 24  $\Omega$ , 48  $\Omega$ , 96  $\Omega$ , 192  $\Omega$  e 384  $\Omega$ . Os resultados da simulação são apresentados na Figura 5.19. O conversor AD fornece como saída as configurações binárias de 204 a 214. O circuito conversor RMS desenvolvido foi utilizado para analisar o comportamento do sinal equivalente a corrente da carga. Devido à queda de tensão nos SCRs em condução, a variação de corrente entre as combinações não é uniforme.

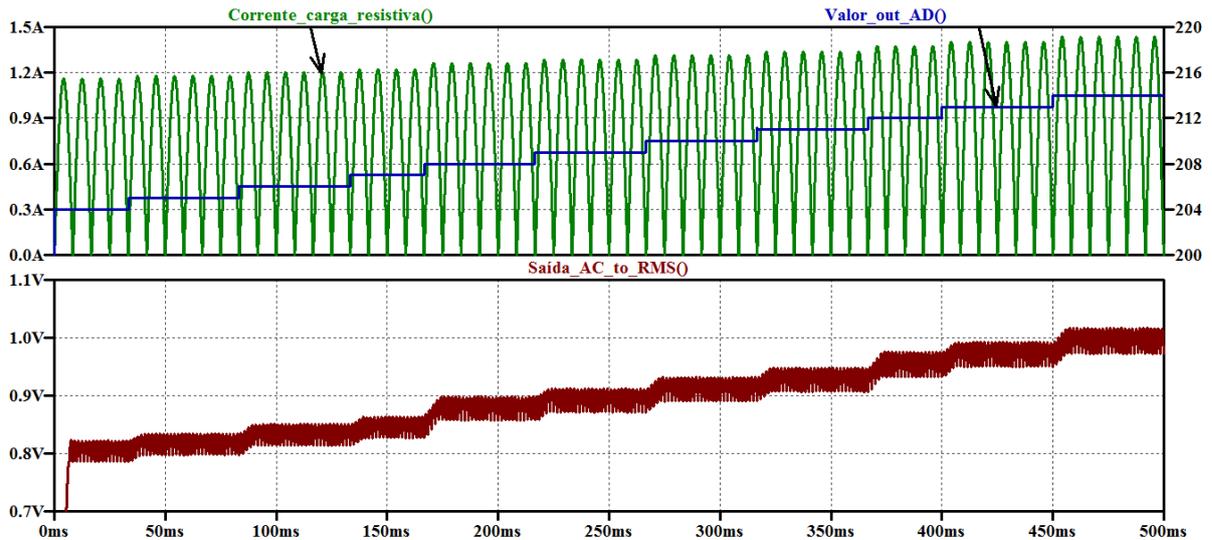


Figura 5.19 – Resultados de simulação do conversor AD para uma entrada em rampa.

Como as combinações binárias podem apresentar diferentes quantidades de chaves fechadas, o comportamento nas transições entre as combinações pode ser variável. Por exemplo: quando o circuito é submetido a combinação 127 (em binário é 01111111), possui 7 chaves fechadas e ao ocorrer a transição para 128 (que binário é 10000000) será necessário abrir as sete chaves e fechar a última. Para analisar esta situação foi realizada a simulação cujos resultados são ilustrados na Figura 5.20. A diferença da queda de tensão nos interruptores provoca uma variação não uniforme da corrente para as diferentes transições de combinações da carga. Isso ocorre porque na combinação  $d=127$  a tensão nos elementos resistores é a tensão de entrada menos a queda de tensão de 7 interruptores. Porém, na combinação  $d=128$  é a tensão de entrada menos a queda de tensão em 1 interruptor.

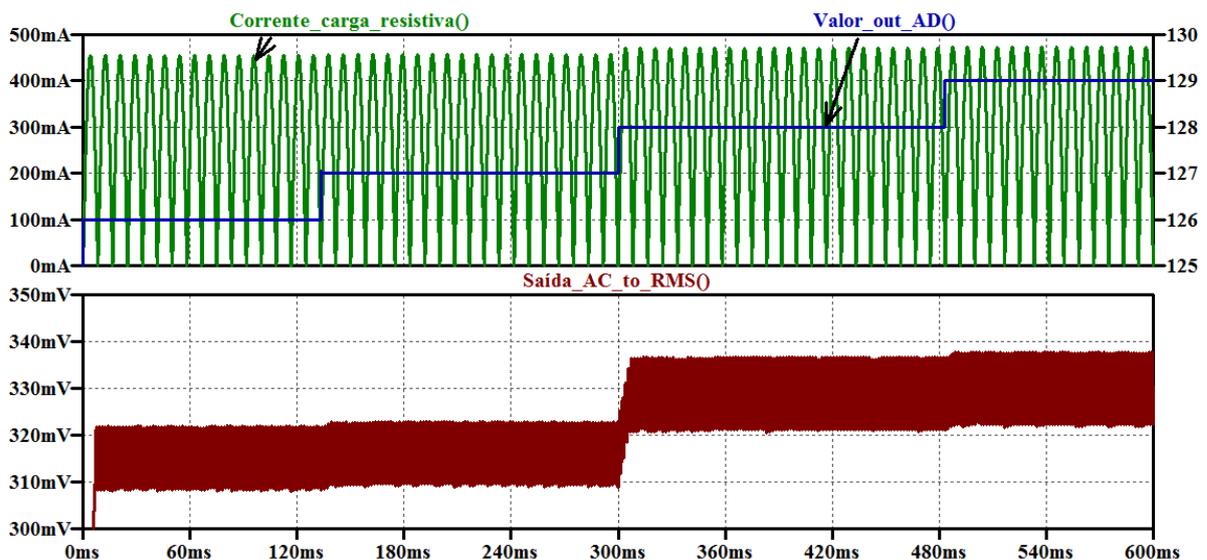


Figura 5.20 – Resultados para transição da combinação 127 para 128.

## 5.10 Resultados da carga com 8 resistores

Na Figura 5.21 são apresentadas as curvas de tensão retificada e eficaz do equipamento sob teste (*Tensão\_EST* e *RMS\_EST*), corrente da carga resistiva, sinal do sensor de corrente (*Saída\_AC\_to\_RMS*) e os sinais de controle analógico e digital. Estas curvas foram obtidas de uma simulação, com referência de corrente em 1 A, onde foi realizada redução de 10 V na tensão de entrada no instante de 416,66 ms. Com a redução da tensão, ocorre perturbação no comportamento da corrente, mas a carga se estabiliza novamente após 9 semiciclos, 75 ms. A variável de controle alterna entre duas combinações para atingir a corrente de 1 A. A corrente eficaz após instante 500 ms foi de 1,012 A apresentando o erro de 1,2 %.

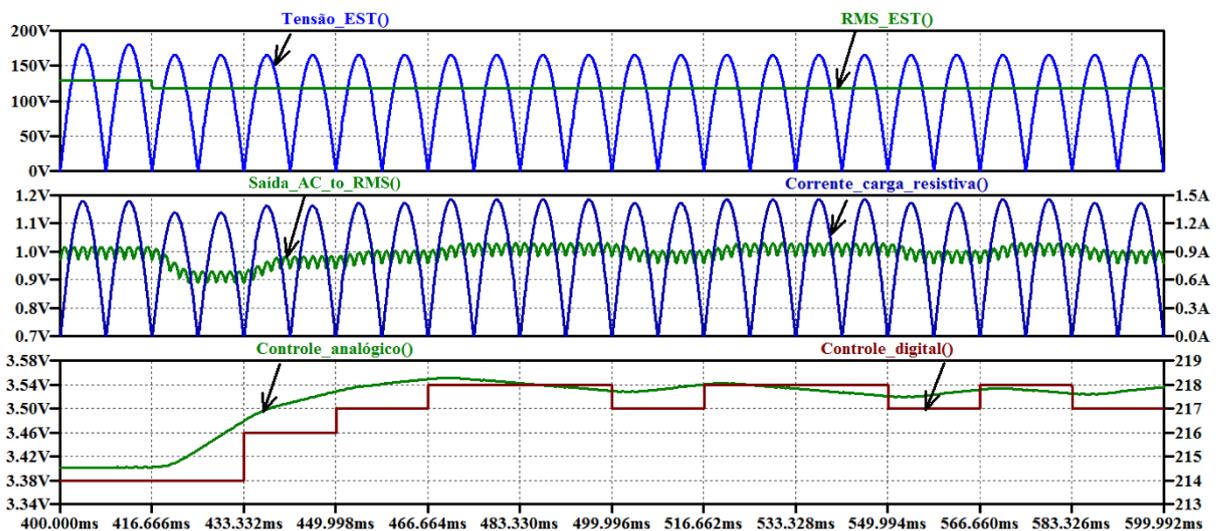


Figura 5.21 – Resultados para referência de 1 A e redução de 10 V na amplitude.

Para analisar o comportamento da carga em regime permanente, após o instante de 500 ms da Figura 5.21, foram geradas as curvas apresentadas na Figura 5.22. O controlador provoca uma oscilação entre as combinações 217 e 218, pois a resistência ideal seria intermediária a estas combinações. Em situações onde a carga não possui a combinação de resistores adequada, o controlador provoca uma oscilação em torno da referência, onde o valor médio da resposta tende a ser o valor desejado. Nesta simulação, a corrente eficaz no período analisado foi de 1,0096 A, apresentando erro inferior a 1 %.

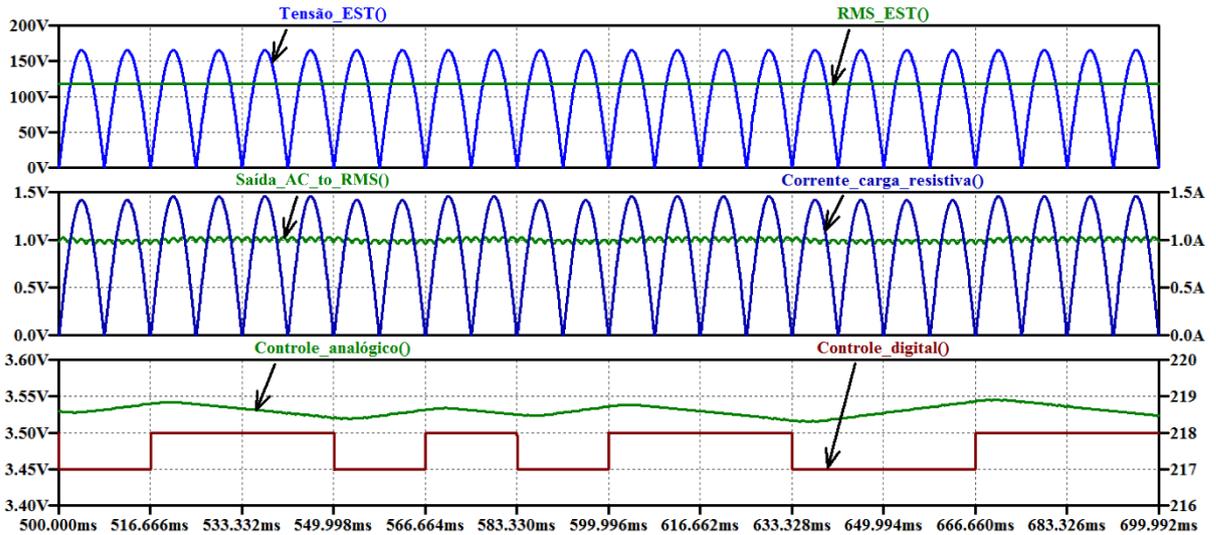


Figura 5.22 – Resultados para referência de 1 A em regime permanente.

Os resultados da simulação ilustrados na Figura 5.23 foram obtidos mantendo a referência de corrente em 1 A com redução de 2 V na amplitude da tensão de entrada. A carga tenta estabilizar na combinação 215, mas em alguns momentos passa para 216, devido a não possuir a combinação adequada para estabilizar em 1 A. A corrente eficaz no período apresentado na simulação foi de 1,0083 A.

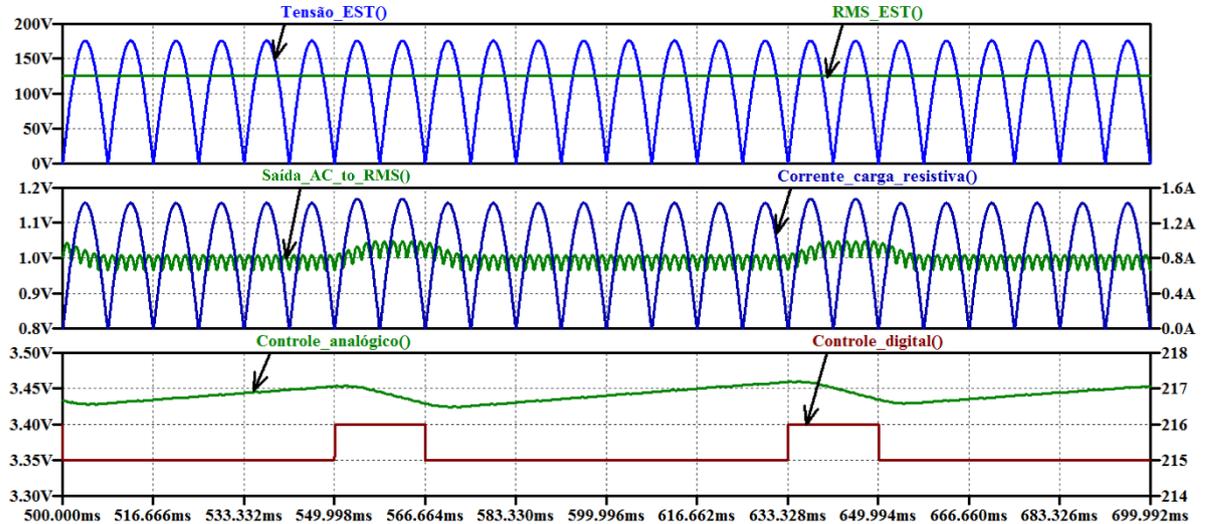


Figura 5.23 – Resultados com referência de 1 A e redução de 2 V na amplitude.

A Figura 5.24 apresenta os resultados da simulação para referência de 1 A e uma redução na tensão de entrada de 15 V. A partir da perturbação, em menos de 100 ms, a variável de controle entra em regime permanente alternando entre as combinações 218 e 219. Nesta condição o valor eficaz da corrente da carga foi de 1,004 A. Se for considerado todo o período apresentado no gráfico até 783 ms o valor eficaz da corrente foi de 995,12 mA. Mesmo com a

perturbação e o tempo de resposta do controlador o erro no valor eficaz da corrente em 783 ms foi inferior a 0,5 %.

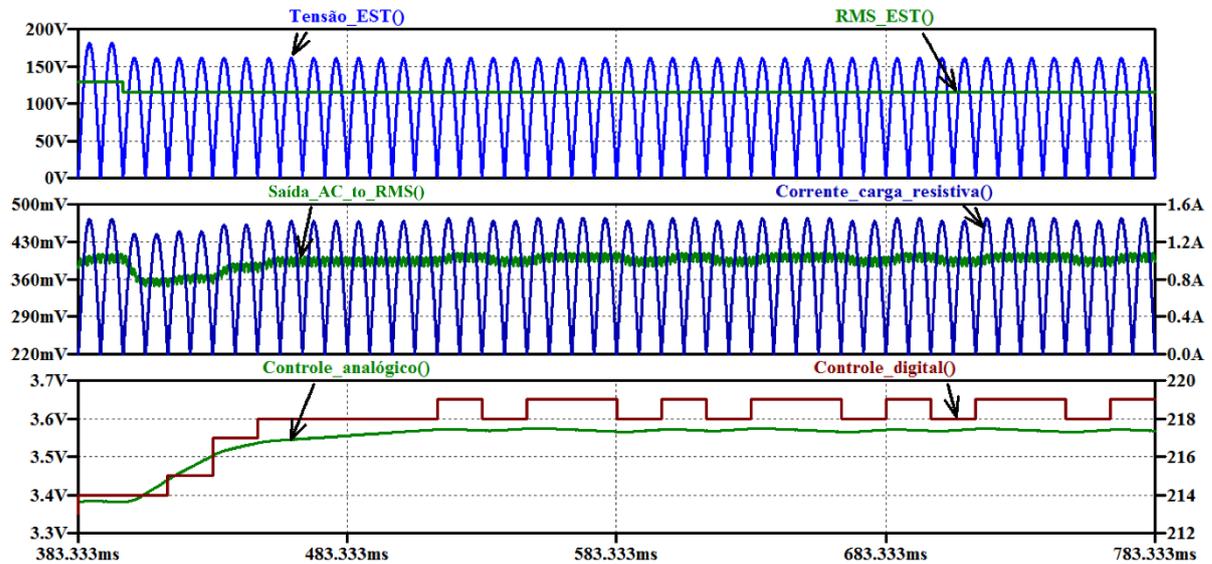


Figura 5.24 – Resultados com referência de 1 A e redução de 15 V na tensão de entrada.

A Figura 5.25 apresenta os resultados da simulação para tensão de operação 127 V e corrente de 1 A. Esta figura ilustra a tensão de entrada, a corrente consumida pela carga resistiva e o comportamento da variável de controle para correção da corrente de operação. No instante 400 ms ocorre redução na tensão de entrada para 100 V e, conseqüentemente, a corrente é reduzida em dois ciclos da retificação até iniciar a ação de controle. Com a ação de controle a corrente estabiliza novamente em 1 A após 150 ms.

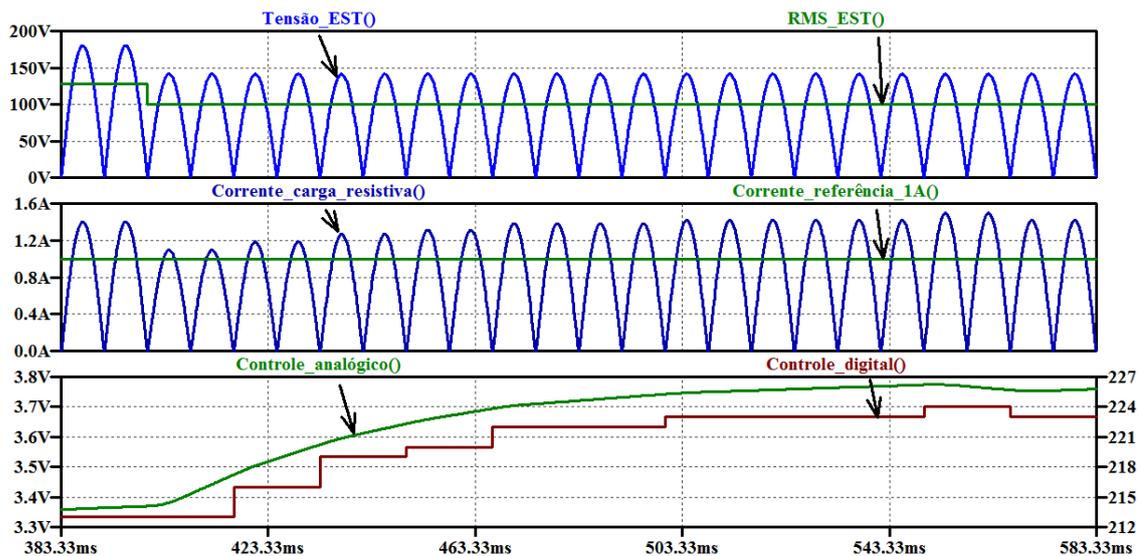


Figura 5.25 – Resultados para redução de 127 V para 100 V na tensão de entrada.

Por intermédio da Figura 5.25 verifica-se o início de oscilações em regime permanente entre combinações de carga a partir do instante 550 ms. Esta oscilação ocorre por não possuir

uma combinação de carga exata para tensão de 100 V. A oscilação entre as combinações possibilita o valor médio próximo ao desejado. Para evitar a adição de parte contínua ao equipamento sob teste a ação de controle ocorre a cada ciclo completo da forma de onda CA. O comportamento da carga na simulação elétrica é equivalente ao da avaliação analítica. A diferença encontra-se no valor da combinação de resistores utilizada. O controlador faz uso de uma a duas combinações de menor resistência, pois o circuito elétrico considera a queda de tensão nos SCRs em condução. Isto provoca uma diferença inferior a 1% entre o resultado da avaliação analítica e o da simulação elétrica.

Os resultados ilustrados na Figura 5.26 foram obtidos de uma simulação realizada com tensão de entrada de 127 V e referência de corrente inicial de 0,5 A. A carga encontrava-se estável em 0,5 A, mas no instante de 500 ms foi alterada a referência de corrente para 1 A. Em 14 semiciclos a carga se estabilizou em outra combinação de resistores para a nova referência de corrente. Esta combinação de resistores possibilitou a corrente eficaz na carga de 1,0073A. O erro foi inferior a 0,8 %.

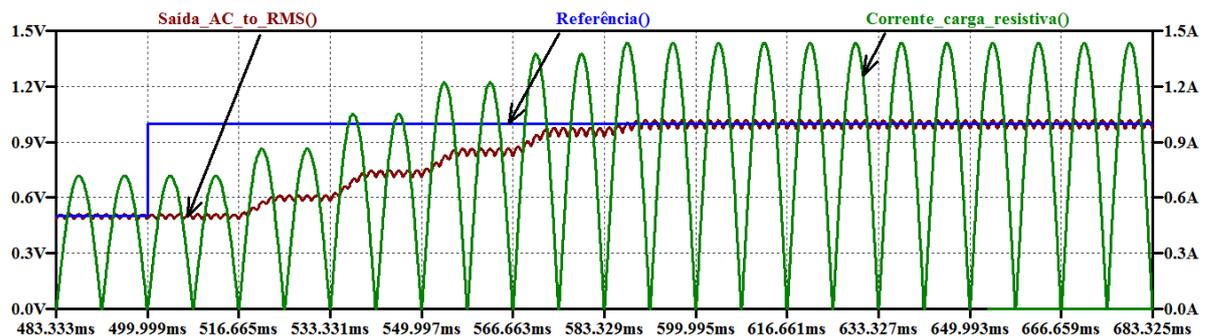


Figura 5.26 – Resultados da simulação com referência de 1 A e tensão de 127 V.

Em seguida, testou-se a carga resistiva aplicando sucessivos degraus de referência da corrente de operação para carga (*Corrente\_referência*), começando com 1,5 A e alterando sucessivamente para 1 A e 2 A. A Figura 5.27 apresenta a corrente da carga resistiva, a tensão retificada e eficaz do equipamento sob teste (*Tensão\_EST* e *RMS\_EST*), bem como o comportamento da variável de controle analógico e digital. É possível verificar que a corrente que circula pela carga é alterada pelo controlador e mantém-se regulada adequadamente no valor nominal. Os resultados obtidos mostram que mesmo havendo variações na tensão de entrada e corrente de operação, a corrente que circula na carga mantém-se regulada no valor previamente programado.

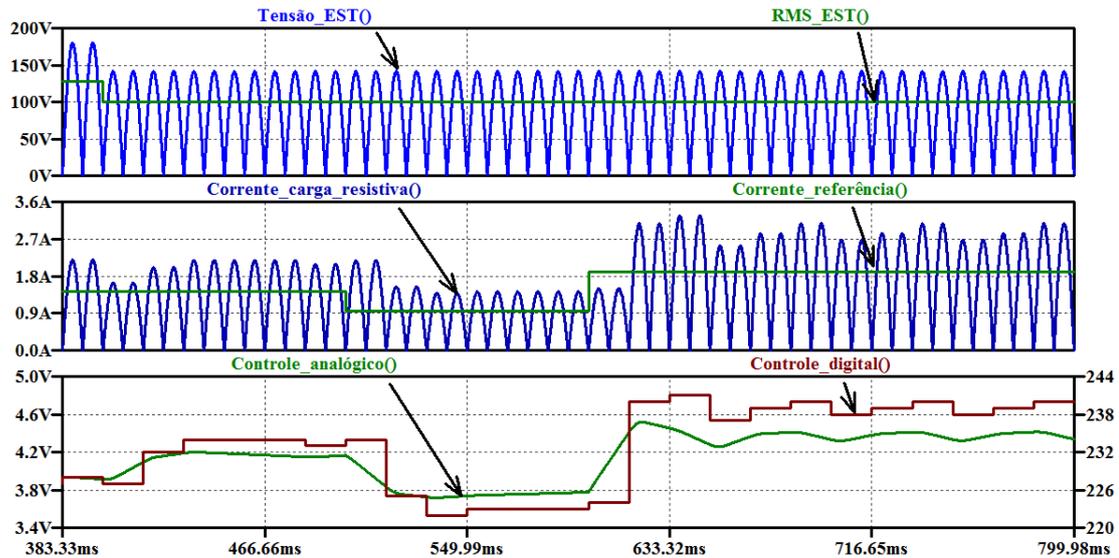


Figura 5.27 – Resultados com alteração na referência e perturbação na tensão.

A Figura 5.28 mostra as curvas de corrente, tensão e potência sobre o resistor R3 e o interruptor SCR3. A simulação foi realizada para 4 combinações de resistores alterando a condição do interruptor (SCR3) paralelo ao resistor R3 de  $12\ \Omega$ . O SCR na condição de bloqueio permite a passagem de corrente pelo resistor R3. Com este SCR em condução a corrente no resistor R3 é baixa e proporcional a queda de tensão entre anodo e catodo do SCR em paralelo. O acionamento dos SCRs são realizados na passagem por zero, o que evita a deformação nas formas de onda dos componentes.

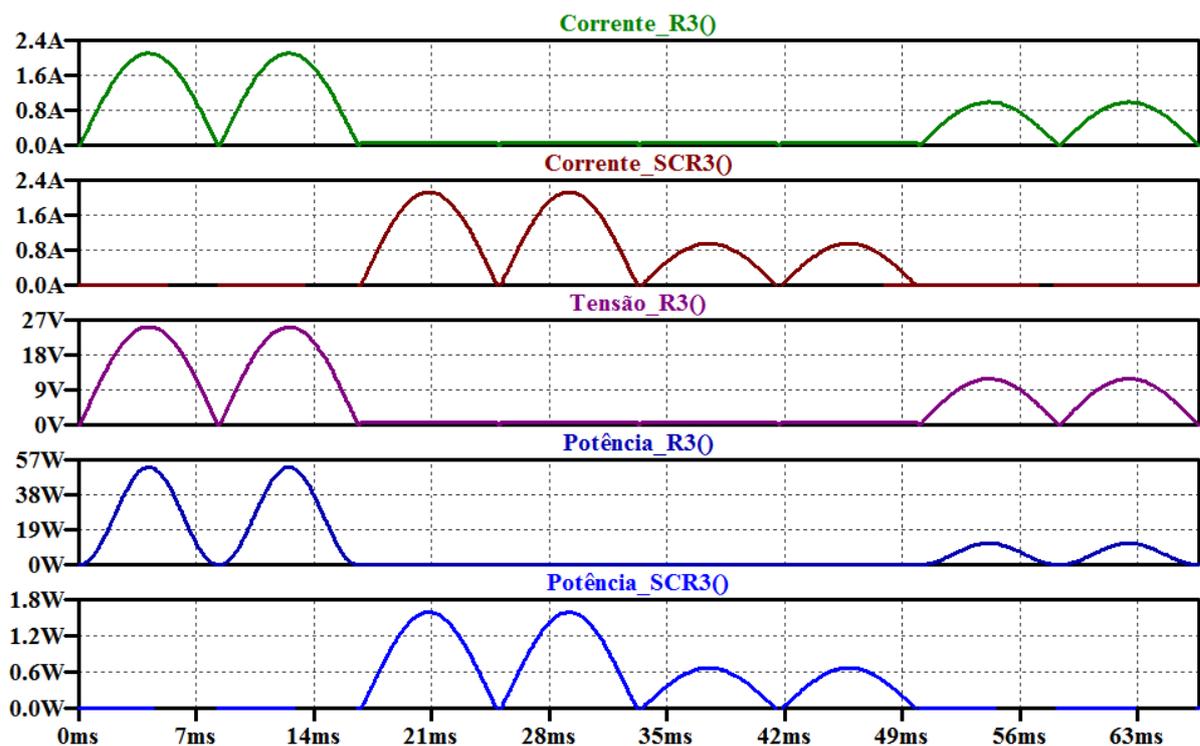


Figura 5.28 – Tensão, corrente e potência em R3 e SCR3, para as combinações de  $d = 227, 228, 196$  e  $195$ .

A maior parte da potência da carga série é dissipada nos resistores. Uma pequena parcela é dissipada nos SCRs, aproximadamente 1 W por SCR. A partir dos resultados das simulações elétricas realizadas com a carga, foi possível mostrar o comportamento de tensões e correntes de entrada, assim como a tensão e a corrente nos interruptores e resistores da carga. Mediante os resultados apresentados, comprovou-se a correta operação da carga resistiva série e da estratégia de controle utilizada, sendo possível, portanto, desenvolver um protótipo da configuração de carga proposta para avaliar seu desempenho experimentalmente.

## 6. PROJETO E PROGRAMAÇÃO

O projeto da carga foi desenvolvido utilizando o microcontrolador PIC18F4520 da Microchip. Este é um microcontrolador de 8 bits com arquitetura Harvard. Esta arquitetura apresenta barramentos exclusivos para memória de programa e memória de dados, o que possibilita maior velocidade, porém com a distinção entre memória de programa e dados.

### 6.1 Microcontrolador e IHM

A Figura 6.1 apresenta o microcontrolador utilizado no projeto com o conector J1 para gravação, o circuito oscilador externo e um display LCD (*Liquid Crystal Display*) como interface homem-máquina (IHM). A gravação do microcontrolador é feita pelos pinos de comunicação PGC (*Programming Clock*) e PGD (*Programming Data*) utilizando o protocolo serial ICSP (*In Circuit Serial Programming*) e o pino MCLR (*Master clear*) para tensão de programação. O display LCD foi conectado ao microcontrolador em modo de 4 bits.

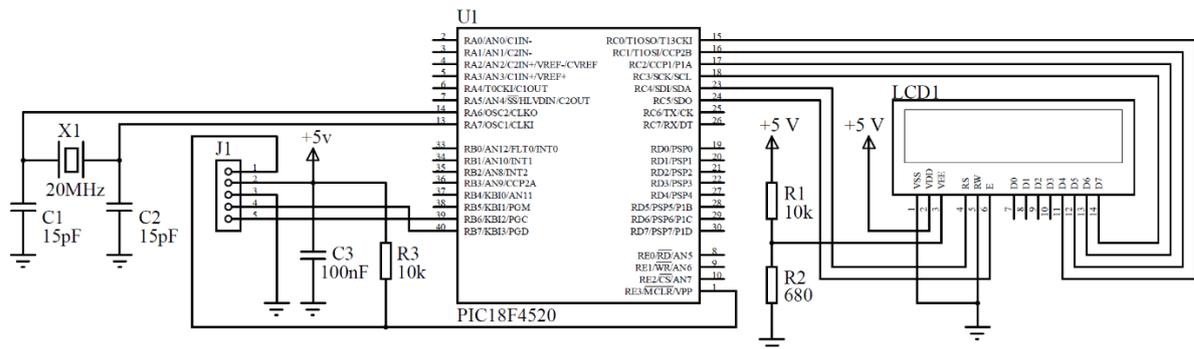


Figura 6.1 – Circuito microcontrolador e interface IHM.

A carga eletrônica permite o ajuste para os modos de operação: de corrente, potência e resistência constantes. Este ajuste é realizado pelo usuário através de 4 botões e um potenciômetro no painel frontal. Os botões e o potenciômetro são montados conforme o diagrama elétrico ilustrado na Figura 6.2.

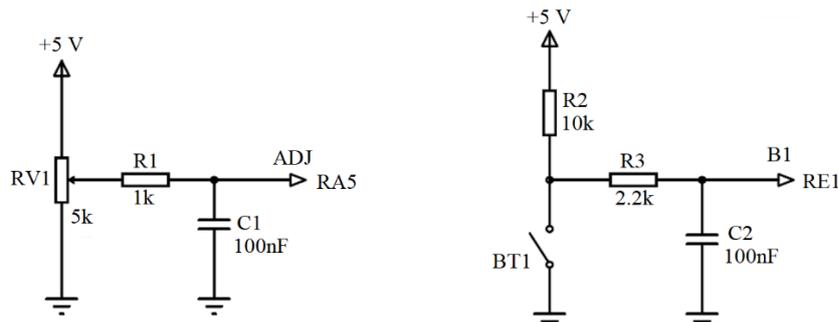


Figura 6.2 – Diagrama dos botões e do potenciômetro.

O microcontrolador utilizado possui 4 fontes de clock: o oscilador primário para circuito oscilador externo de até 40 MHz; o oscilador secundário que é adequado para circuito oscilador externo de baixa frequência; o oscilador interno de até 8 MHz e o multiplicador PLL (x4) apropriado para frequências de até 10 MHz onde a frequência final de operação é de 40 MHz [43]. Neste projeto foi utilizado um oscilador com cristal externo para minimizar a imprecisão do clock.

O microcontrolador utilizado possui um processador PIC18, 32 Kbytes de memória de programa, 36 pinos de entrada/saída, 13 canais A/D de 10 bits e 3 temporizadores, sendo um de 8 bits e dois de 16 bits. Suas principais características estão disponíveis na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Características do microcontrolador PIC18F4520 [43].

Processador	PIC18
Frequência máxima de operação	40MHz
Tensão de operação	4,5 a 5,5v
Memória RAM	1.536 bytes
Memória flash	32 Kbytes
Memória EEPROM	256 bytes
Conversor analógico/digital	13 canais de 10 bits
Temporizador de 8 / 16 bits	1 / 3
Pinos de entrada/saída	36 em cinco portas

## 6.2 Interface de disparo dos SCRs

O microcontrolador tem a função de controlar o acionamento dos interruptores SCRs da carga resistiva. O circuito de disparo do gatilho destes interruptores deve ser protegido contra transitórios de tensão e, preferencialmente, ser eletricamente isolado do circuito de potência que o SCR controla. Para esta isolação elétrica foram utilizados acopladores ópticos com saída a TRIAC. A Figura 6.3 ilustra o circuito de interface para fazer o acionamento dos tiristores de potência através das saídas digitais do microcontrolador. A tensão de alimentação do microcontrolador é de 5 V, assim as saídas digitais apresentam uma tensão próxima a 0 V para o estado lógico 0 e de 5 V para o estado lógico 1. A porta D do microcontrolador, configurada como saída, faz o acionamento do transistor FET 2N7002. A partir de uma tensão de porta, maior que a tensão de limiar  $V_{GS(th)}$  (*threshold*), a resistência dreno fonte (RDS) do FET diminui possibilitando a circulação de uma corrente de dreno para alimentar o LED do acoplador óptico *U1*. Este acoplador óptico é um *driver* para acionamento de SCRs e TRIACs. Quando o LED emissor de infravermelho é ligado, com a corrente de acionamento adequada, o detector opticamente acoplado ao LED faz o disparo do TRIAC. O acoplador óptico garante o isolamento entre o microcontrolador e a parte de potência da carga submetida a fonte sob teste.

O TRIAC do acoplador óptico permite a passagem de corrente para disparo do SCR BT152. O BT152 é um SCR para corrente de 13 A e foi utilizado como interruptor para fazer a comutação dos resistores da carga eletrônica.

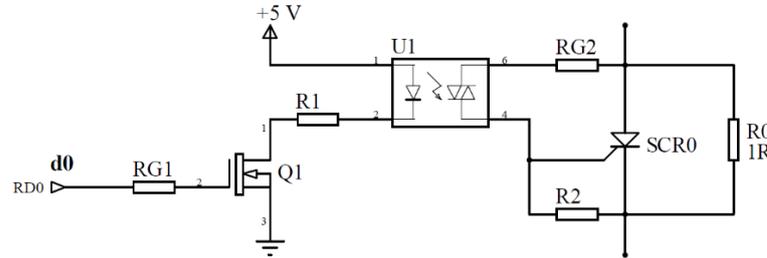


Figura 6.3 – Circuito de interface para disparo dos tiristores.

### 6.2.1 Projeto isolador óptico

O transistor 2N7002 utilizado no projeto possui a tensão de limiar de 2,1 V e a corrente de dreno 115 mA, logo a tensão de 5 V fornecida pelo microcontrolador é suficiente para fazer a saturação do transistor. Os gráficos da Figura 6.4 mostram que a tensão de porta superior a 3 V garante a saturação e que a tensão  $V_{GS(th)}$  inferior a tensão de limiar faz com que o transistor entre em corte.

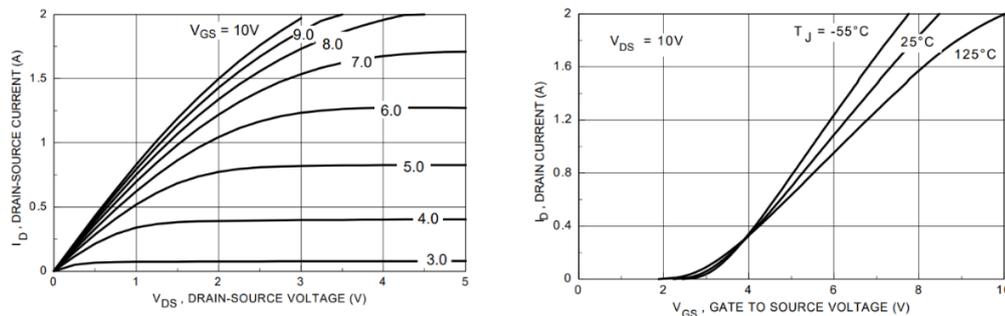


Figura 6.4 – Gráficos sobre a corrente de dreno do transistor 2N7002 [44].

Os transistores MOSFETs possuem uma camada fina e isolante de dióxido de silício que impede a circulação de corrente através do terminal porta. Estes transistores possuem uma pequena capacitância de entrada que deve ser carregada para que o transistor entre em condução. Para o transistor 2N7002 adotado no projeto, esta capacitância  $C_{iss}$  é de 20 pF [44]. Desta forma, o resistor em série com a porta aumenta o tempo de carga e descarga desta capacitância de entrada. Este tempo está diretamente relacionado com o tempo que o transistor faz a transição entre os estados de condução e bloqueio. Para que este tempo seja o menor possível calcula-se o menor resistor que não prejudica o funcionamento do controlador. O microcontrolador adotado no projeto possui corrente máxima das portas de 200 mA. Com isto cada porta pode trabalhar com uma corrente máxima de 5 mA. Para que as portas possam ser

utilizadas simultaneamente, sem exigir a máxima potência do circuito integrado, foi considerada a corrente da porta de 2 mA e a tensão das portas de saída de 5 V. Com estes valores de corrente e tensão calcula-se o resistor para a porta do MOSFET  $R_{G1} = 2,2 \text{ K}\Omega$ .

Os acopladores ópticos MOC3010, MOC3031 e MOC3041 são compatíveis pino a pino. A principal diferença entre eles está no circuito de disparo na passagem por zero (*zero crossing*). O integrado MOC3010 não possui este circuito. O acoplador óptico é importante para fazer o isolamento entre o circuito de controle e o circuito de potência. Para limitar a corrente do LED no acoplador óptico foi utilizado o resistor de  $470 \Omega$ . A carga com oito tiristores, como ilustrado no diagrama da Figura 6.5, foi testada experimentalmente. Os resistores de potência utilizados foram:  $3 \Omega$ ,  $6 \Omega$ ,  $12 \Omega$ ,  $24 \Omega$ ,  $48 \Omega$ ,  $96 \Omega$ ,  $192 \Omega$  e  $384 \Omega$ . O circuito fez, adequadamente, a comutação dos resistores ao acionar os transistores MOSFETs com tensão de 5 V.

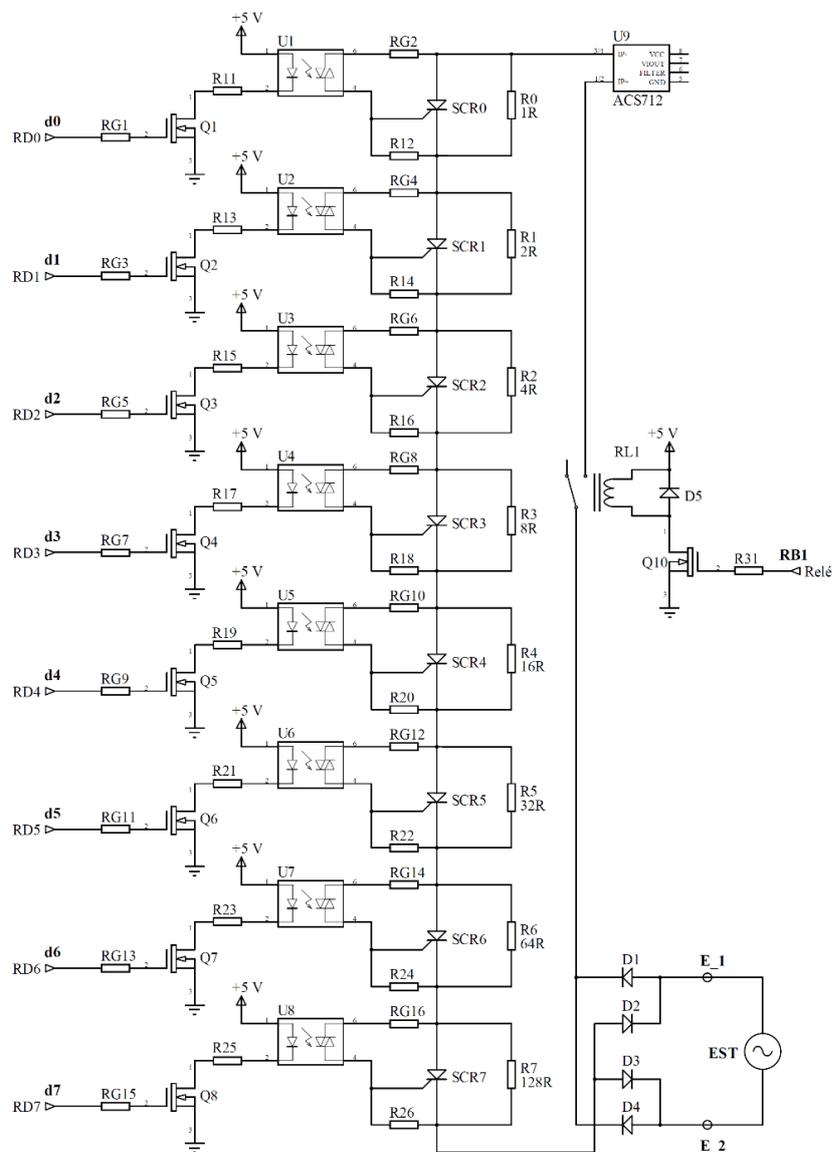


Figura 6.5 – Diagrama elétrico da carga com oito interruptores.

Analisando este experimento percebeu-se que quanto menor o valor da resistência de porta do SCR menor é a tensão anodo-catodo na condição de condução. A montagem foi realizada com os resistores de porta de 2,2 K $\Omega$  e 220  $\Omega$ . Utilizando o resistor de 220  $\Omega$  a queda de tensão anodo-catodo foi de 1,1 V. Para o resistor de 2,2 K $\Omega$  a tensão anodo-catodo foi de 3,6 V. Conclui-se que quanto maior o valor do resistor de porta do SCR menor é a dissipação de potência neste resistor. Porém isto provoca o aumento da queda de tensão anodo-catodo na condição de condução. O valor do resistor de porta do SCR (RG2, RG4,..., RG16) é de 220  $\Omega$  e para o resistor entre porta e catodo (R12, R14,..., R26) foi utilizado o valor de 10 K $\Omega$ .

### 6.2.2 Projeto circuito Snubber

A aplicação de uma tensão direta  $V_{AK}$  com rápido crescimento pode disparar indesejavelmente o SCR. Para proteger contra o disparo indesejado utiliza-se uma rede RC (resistor em série com capacitor) conectada aos terminais de anodo e catodo do SCR. Este circuito de proteção, apresentado na Figura 6.6, é chamado de *snubber*. Para aumentar a eficiência do *snubber*, um diodo  $D_s$  foi ligado em paralelo com  $R_s$ . Quando  $dv/dt$  for grande, o diodo curto-circuitará  $R_s$ , mas quando  $di/dt$  for grande, o diodo estará desligado. As sobretensões geralmente são causadas por distúrbios no chaveamento devidos à energia armazenada em componentes indutivos. A sobretensão transitória resultante pode exceder os limites de tensão do SCR podendo causar seu disparo indesejado ou queimá-lo por ruptura reversa.

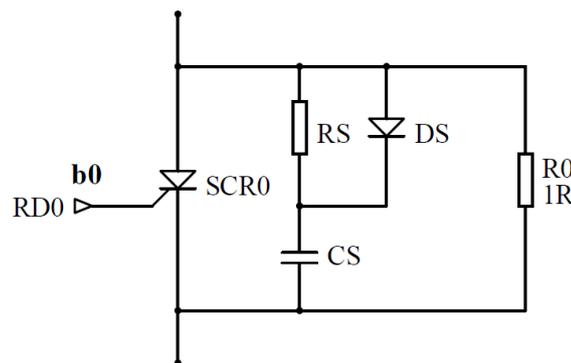


Figura 6.6 – Circuito *snubber*.

A capacitância é uma oposição à variação de tensão e, portanto, o capacitor  $C_s$  conectado aos terminais do SCR reduz a taxa na qual a tensão no dispositivo varia. Quando o SCR estiver bloqueado, o capacitor  $C_s$  se carregará até o instante em que o dispositivo entrar em condução. Quando o SCR for acionado, o capacitor descarregará e sua corrente se somará

ao  $di/dt$  apresentado pelo circuito original. Portanto, uma resistência  $R_s$  deve ser colocada em série com o capacitor para amortecer a descarga e limitar a corrente transitória no disparo. Para um determinado degrau de tensão, o capacitor pode ser calculado pela equação (6.1) e o resistor  $R_s$  mínimo pela equação (6.2).

$$C_s \geq \frac{V_{DRM}}{R_{carga} \cdot (dv/dt)_{MÁX}} \quad (6.1)$$

$$R_s \geq \sqrt{\frac{V_{DRM}}{(di/dt)_{MÁX}}} \quad (6.2)$$

O SCR BT152 possui uma  $V_{DRM}$  de 500 V,  $di/dt$  de 50 A/ $\mu$ s,  $dv/dt$  mínima de 50 V/ $\mu$ s e típica de 1000 V/ $\mu$ s. A partir destes dados, e aplicando as equações (6.1) e (6.2), calcula-se o resistor e o capacitor para o circuito de snubber: 3,3  $\Omega$  e 150 nF.

### 6.3 Circuito relé e sensor de corrente

A Figura 6.7 apresenta o microcontrolador conectado as interfaces de disparo dos SCRs. A carga eletrônica possui 8 elementos resistivos comutados de maneira independente por interruptores SCRs através dos sinais de saídas digitais do microcontrolador. O equipamento sob teste é conectado aos terminais  $E_1$  e  $E_2$ . O relé foi instalado para permitir conectar e desconectar eletricamente a carga do equipamento sob teste.

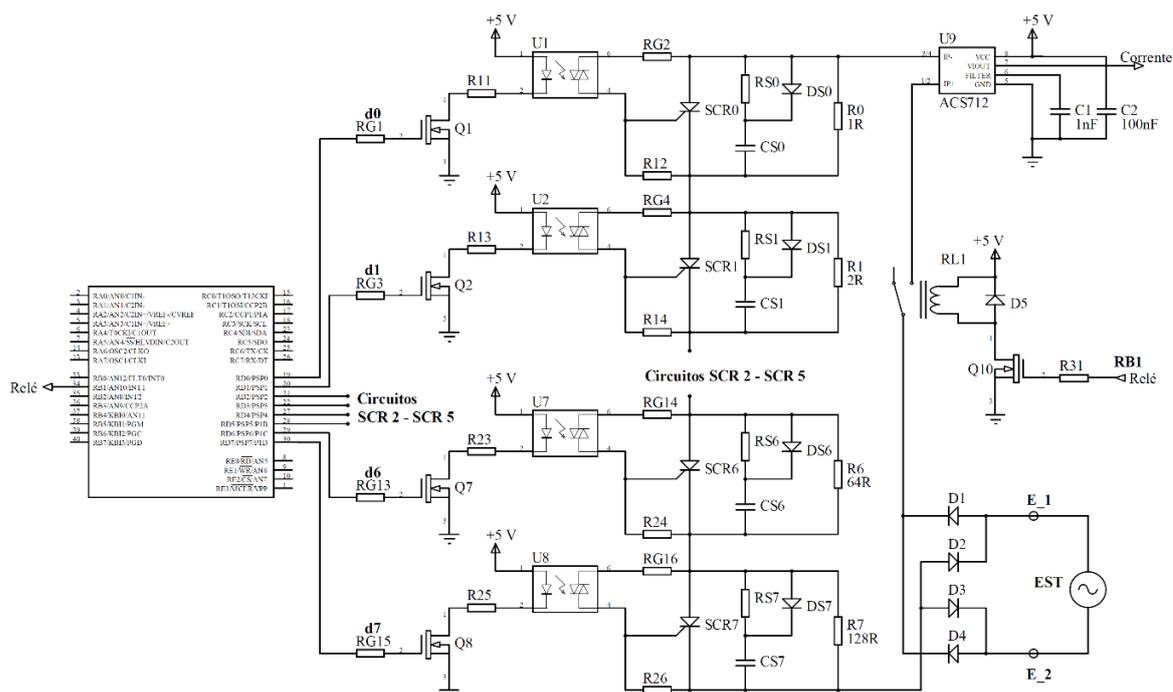


Figura 6.7 – Microcontrolador e circuito de comutação dos resistores.

A tensão aplicada na carga eletrônica pelo dispositivo sob teste é retificada por uma ponte de diodos. Deste modo, a corrente na carga resistiva terá uma forma de onda pulsada unipolar. Esta corrente circula por um sensor de corrente ACS712 baseado no efeito hall [45]. A corrente que flui por este integrado gera um campo magnético que é convertido para uma diferença de potencial proporcional. A precisão deste dispositivo é otimizada através da proximidade do sinal magnético ao transdutor *hall*. O sensor de corrente usado é de  $\pm 5$  A. Neste caso 50 % da tensão de alimentação (2,5 V) representa 0 A, valores menores do que 2,5 V informam uma corrente negativa e valores maiores do que 2,5 V representam corrente positiva. A Figura 6.8 apresenta o sensor de corrente com um amplificador operacional para condicionamento da parcela positiva de corrente.

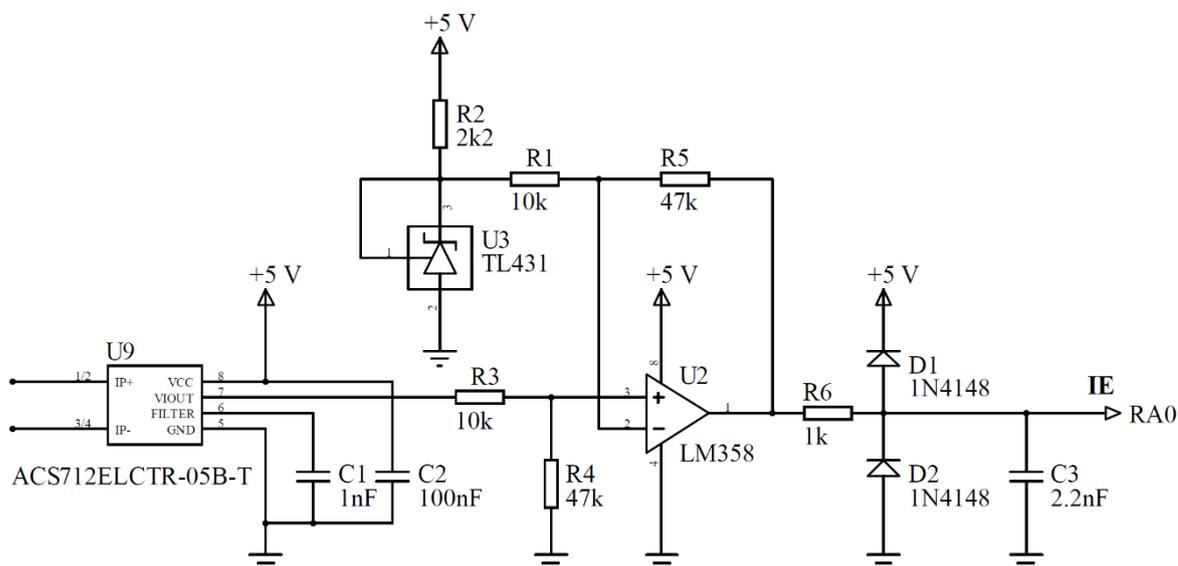


Figura 6.8 – Sensor de corrente e circuito de condicionamento para a corrente do ACS712.

O sensor ACS712 produz uma tensão de saída de 2,5 V a 5 V para corrente de 0 a 5 A. O circuito amplificador foi projetado para fornecer como saída a tensão entre 0 e 5 V referente a corrente de 0 a 5 A. Para a referência de tensão no circuito subtrator utilizou-se o integrado TL431. A Figura 6.9 apresenta resultados da simulação deste circuito utilizando o software LTspice. A tensão de saída do sensor ACS712 possui amplitude de 2,5 V a 5 V e a tensão de saída do circuito de condicionamento de 0 a 5 V ajustando-a para a faixa de leitura do microcontrolador. Sabe-se que ocorre saturação na saída do amplificador operacional em tensão próxima à de alimentação, mas como a carga é projetada para corrente máxima de 3,2 A, o sinal do amplificador não é saturado.

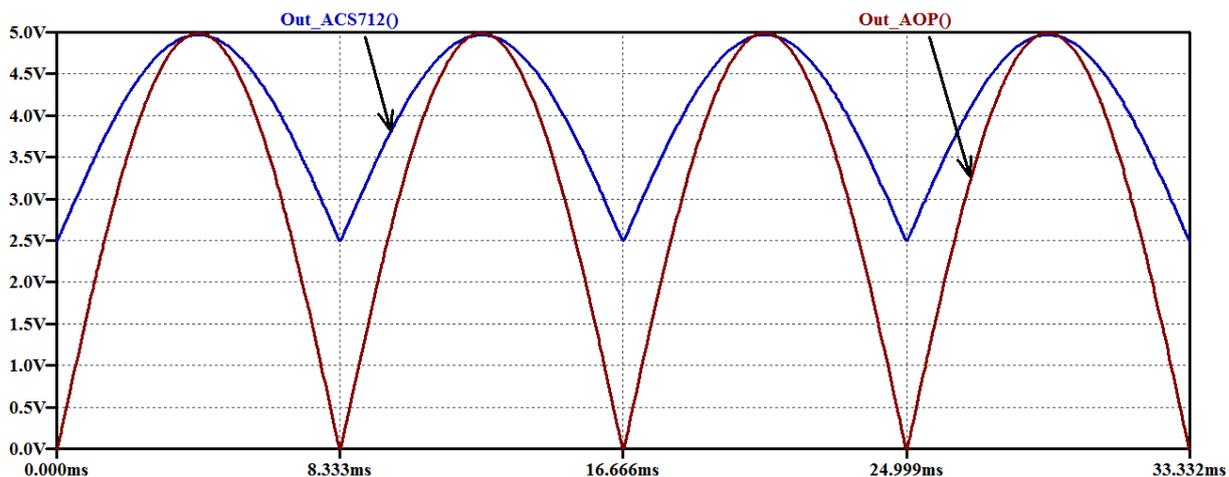


Figura 6.9 – Tensão de saída do circuito de condicionamento da corrente do ACS712.

## 6.4 Circuito sensor de tensão

O projeto foi desenvolvido para controle de corrente constante, mas permite controle de resistência e potência constante, pois também possui a leitura da tensão de entrada. Para a leitura da tensão foi desenvolvido o circuito ilustrado na Figura 6.10. Este circuito possui um transformador redutor e um retificador de onda completa. A saída do retificador passa por um divisor de tensão e é disponibilizada a uma entrada analógica do microcontrolador. A saída desse circuito produz um valor de tensão proporcional à tensão aplicada sobre a carga.

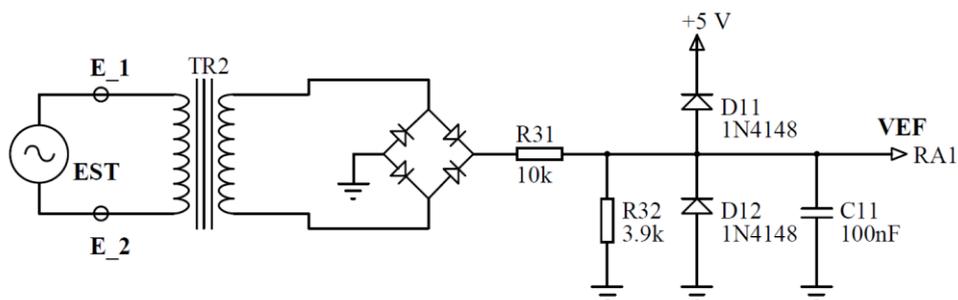


Figura 6.10 – Condicionamento da tensão de entrada.

## 6.5 Fonte de alimentação 5 V

A fonte de tensão para alimentar o circuito eletrônico foi desenvolvida utilizando um regulador integrado. Esta fonte é apresentada na Figura 6.11. A tensão fornecida pelo dispositivo sob teste é aplicada a um transformador redutor e sua tensão de saída é retificada por uma ponte de diodos. A tensão retificada é filtrada por capacitores e aplicada ao regulador de tensão 7805 que fornece como saída a tensão contínua de 5 V.

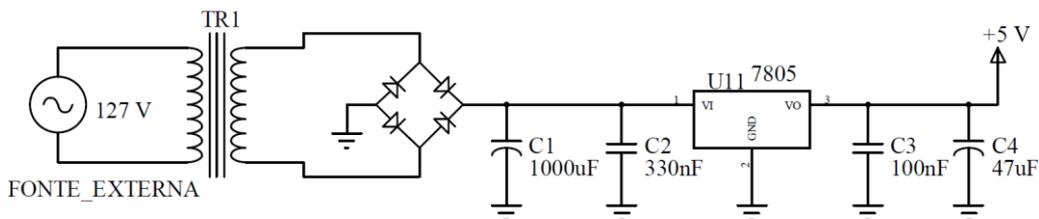


Figura 6.11 – Fonte de 5 V para alimentação do circuito eletrônico.

## 6.6 Detector de passagem por zero

Para que o microcontrolador possa identificar a passagem por zero da tensão alternada foi desenvolvido o circuito ilustrado na Figura 6.12. A função deste circuito é produzir uma onda retangular cada vez que a senóide da fonte sob teste passar pelo zero. Desta forma, é possível fazer a comutação dos elementos resistivos sem a geração de harmônicos. O acoplador óptico TIL111 faz o isolamento entre a tensão de entrada e o microcontrolador. Este isolamento torna o sistema seguro e robusto com relação aos picos de energia que, eventualmente, se originam da fonte sob teste. O circuito detector de passagem por zero produz uma onda próxima a retangular nos instantes em que a senóide passa por zero. Esta informação de passagem por zero é utilizada como entrada de interrupção externa do microcontrolador.

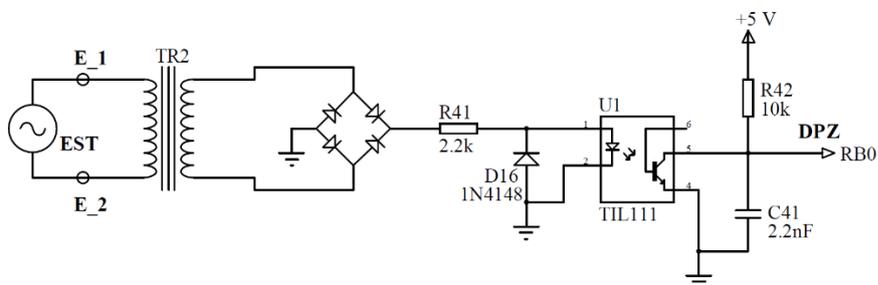


Figura 6.12 – Detector de passagem por zero.

## 6.7 Protótipo de carga resistiva controlável

O circuito completo da carga eletrônica desenvolvida é apresentado no Apêndice F. O circuito eletrônico foi dividido em 4 partes para confecção das placas eletrônicas: circuito de controle, circuito para fonte e condicionamento de sinais, circuito de potência e circuito de interface homem-máquina (IHM). Esta divisão permitiu o desenvolvimento das 4 placas ilustradas na Figura 6.13 (a) e no Apêndice G. Os resistores de potência foram montados com sistema de ventilação para arrefecimento como ilustrado na Figura 6.13 (b).

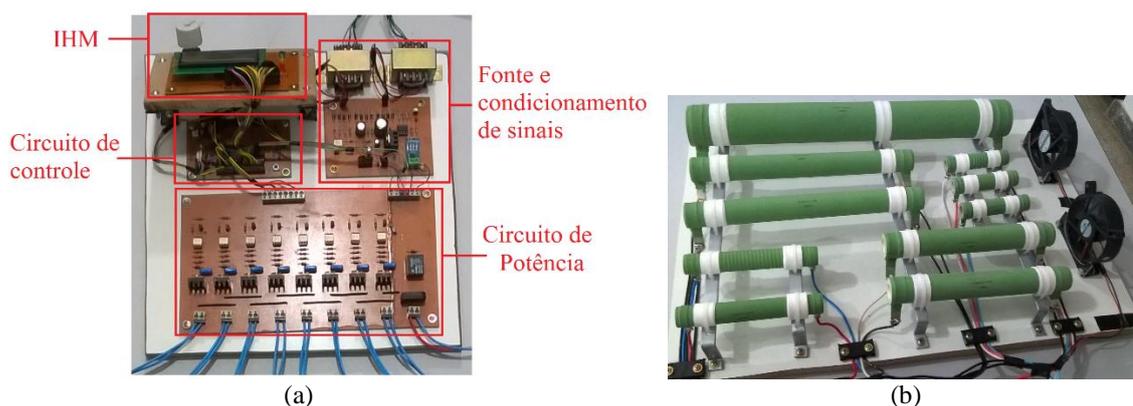


Figura 6.13 – Protótipo da carga: (a) Placas eletrônicas, (b) Resistores de potência.

O protótipo final é ilustrado na Figura 6.14. Na parte superior estão as placas eletrônicas com a interface IHM com botões, potenciômetro e o LCD. Na inferior estão os resistores de potência montados com ventiladores para arrefecimento.

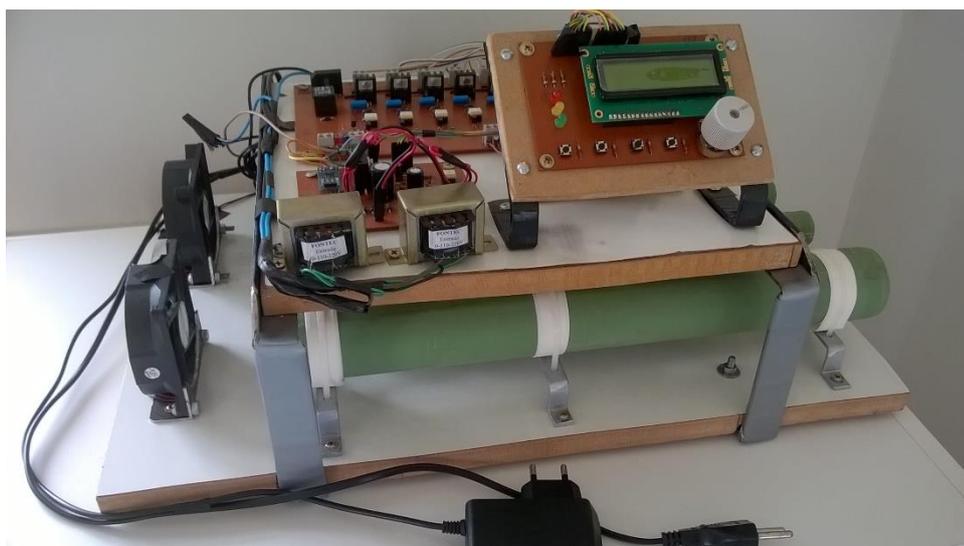


Figura 6.14 – Protótipo da carga resistiva controlável.

## 6.8 Programação

A programação do microcontrolador foi realizada para permitir ao usuário selecionar entre corrente, resistência ou potência constante. Mas neste trabalho foi avaliado somente o comportamento em modo de corrente constante. O usuário conecta a carga ao equipamento sob teste, configura na carga o valor do parâmetro a ser controlado (I, R ou P) e liga a mesma através de um botão pulsador. O microcontrolador não permite que a carga seja ligada se a tensão do equipamento sob teste estiver fora da faixa de tensão de operação da carga. Após ligar a carga,

se o dispositivo sob teste fornecer tensão fora sua faixa de operação a carga será desligada. O microcontrolador faz o controle das grandezas previamente configuradas através da leitura dos sinais de corrente, tensão e passagem por zero. Em seguida, ele executa a equação de controle para definir a configuração dos resistores e faz acionamento do circuito de disparo dos SCRs. O programa completo desenvolvido é apresentado no Apêndice H.

### 6.8.1 Detector de passagem por zero e sensores de tensão e corrente

A circuito de controle da carga utiliza as informações de tensão, corrente e o instante da passagem por zero do sinal alternado. A placa de condicionamento de sinais fornece ao microcontrolador sinais analógicos de 0 V a 5 V referentes a tensão e corrente do dispositivo sob teste, além de um pulso no instante da passagem por zero de sua tensão. Os sinais de corrente e tensão são conectados às entradas analógicas e o sinal de passagem por zero é conectado a uma entrada de interrupção externa do microcontrolador. A Figura 6.15 ilustra os fluxogramas da interrupção externa e o temporizador de 600 Hz utilizado para definir o intervalo entre as leituras de tensão e corrente.

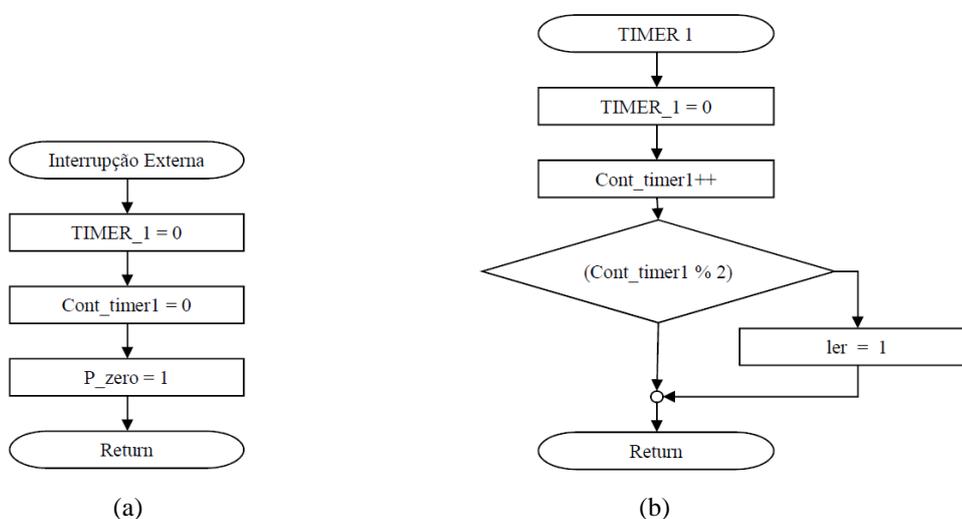


Figura 6.15 – Fluxograma da programação: (a) Interrupção externa, (b) Temporizador de 600 Hz.

Os valores de tensão e corrente eficaz foram obtidos utilizando o método média móvel apresentado no capítulo 5. Um temporizador foi configurado para operar a 600 Hz e torna possível a leitura de 5 amostras dos sinais de corrente e tensão em cada semiciclo do sinal alternado. A interrupção externa foi utilizada para detectar a passagem por zero da tensão do dispositivo sob teste. Quando o microcontrolador recebe o sinal de passagem por zero, o fluxo do programa é desviado para o tratamento de interrupção externa onde é realizado o *reset* do

temporizador de 600 Hz. A função deste *reset* é sincronizar a amostragem de corrente e tensão com o sinal CA do equipamento sob teste. O sinal de passagem por zero também é utilizado para identificar o instante adequado para fazer o acionamento dos interruptores e, por consequência, a comutação dos resistores. Esta comutação é realizada a cada ciclo completo do sinal alternado, ou seja, a cada dois sinais de detecção da passagem por zero (16,66 ms). A Figura 6.16 (a) ilustra a amostragem a 600 Hz realizada utilizando o temporizador 1 (*At*) e o sinal de tensão CA retificado *Vret* com frequência de 120 Hz. Na Figura 6.16 (b) é ilustrado sinal do detector de passagem por zero *Vpz*, enviado a entrada de interrupção externa do microcontrolador para desvio do programa principal para a rotina de interrupção apresentada na Figura 6.15 (a).

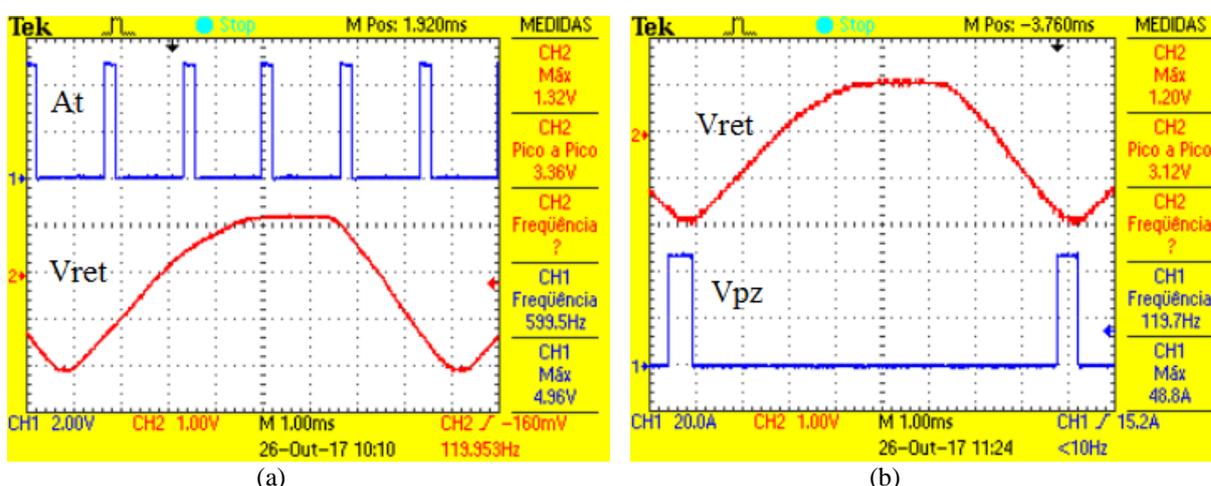


Figura 6.16 – Amostragem a 600 Hz, passagem por zero e sinal CA retificado: (a) Amostragem a 600 Hz, (b) Detector de passagem por zero.

A média móvel é utilizada para calcular o valor eficaz de tensão e corrente do equipamento sob teste. A programação foi realizada para armazenar as últimas 4 amostras de tensão e corrente. Estas amostras são feitas através de entradas analógicas com conversor AD de 10 bits. A partir destas amostras anteriores, atrasadas em 1/5 do período, e a leitura atual é calculada sua média e em seguida multiplicada por um ganho a fim de identificar seu respectivo valor eficaz.

## 6.8.2 Ação de controle e acionamento dos interruptores

A partir dos valores eficazes de tensão e corrente do equipamento sob teste e o valor do parâmetro previamente configurado pelo usuário, o microcontrolador faz o cálculo de controle para definir a combinação de resistores a ser utilizada. O controle é feito através de uma ação

integral sobre o erro. Este controlador busca erro nulo para corrente constante. A saída do controlador é um valor decimal de 0 a 254. Este valor define a combinação dos resistores em uma palavra binária de 8 bits. Cada bit faz o acionamento de um interruptor SCR. O estado lógico 1 do bit faz com que seu respectivo SCR entre em condução quando a junção anodo-catodo estiver diretamente polarizada e o estado lógico 0 retira o sinal de gatilho do SCR fazendo com que este entre em bloqueio assim que a junção anodo-catodo estiver com a corrente inferior a necessária para manter-se em condução  $I_H$  (*holding current*). Paralelo a cada SCR existe um resistor que compõe uma sequência binária. O bit menos significativo da palavra de 8 bits corresponde ao resistor de menor valor e o bit mais significativo ao resistor de maior valor ôhmico como apresentado na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Palavra de 8 bits para acionamento dos resistores.

Saída do controlador [decimal]	Palavra de 8 bits								Resistência equivalente Req [Ω]
	<i>b7</i>	<i>b6</i>	<i>b5</i>	<i>b4</i>	<i>b3</i>	<i>b2</i>	<i>b1</i>	<i>b0</i>	
	<b>R7</b>	<b>R6</b>	<b>R5</b>	<b>R4</b>	<b>R3</b>	<b>R2</b>	<b>R1</b>	<b>R0</b>	
254	1	1	1	1	1	1	1	0	3
245	1	1	1	1	0	1	0	1	30
240	1	1	1	1	0	0	0	0	45
223	1	1	0	1	1	1	1	1	96
199	1	1	0	0	0	1	1	1	168
165	1	0	1	0	0	1	0	1	270
<b>125</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>390</b>
85	0	1	0	1	0	1	0	1	510
0	0	0	0	0	0	0	0	0	765

A saída do controlador é um valor decimal. Este valor decimal é convertido para uma palavra binária de 8 bits, onde cada bit faz a comutação de um SCR, o qual está paralelo a um resistor da carga resistiva série (3 Ω a 384 Ω). O resistor de 3 Ω está relacionado ao bit 0 e o resistor de 384 Ω ao bit 7. A resistência equivalente é obtida a partir de um cálculo ideal, desprezando o comportamento real dos interruptores e a tolerância dos resistores. O objetivo é demonstrar a variação da resistência equivalente com relação a alteração da combinação na saída de controle. Nota-se que quando determinado bit está em zero, seu respectivo resistor compõe a série para a soma da resistência equivalente. Por exemplo: a resistência referente a combinação decimal 125, na saída de controle, é a soma dos resistores 384 Ω e 6 Ω (390 Ω), pois seus respectivos SCRs estão em bloqueio permitindo que a corrente circule por esses resistores.

A alteração da combinação de resistores foi programada para ocorrer a cada ciclo completo da CA, no instante de sua passagem por zero. Embora a mudança da resistência equivalente seja feita em 16,6 ms, o gatilho dos SCRs é atualizado em todas as passagens por zero (8,33 ms). Na passagem por zero em que não ocorre alteração da resistência equivalente,

os SCRs são atualizados com a última ação de controle. O acionamento dos SCRs é realizado da seguinte maneira: o microcontrolador aguarda a identificação da passagem por zero pela interrupção externa; a partir da passagem por zero aguarda-se um intervalo de tempo de 100  $\mu$ s para em seguida transferir a informação da saída de controle para os transistores responsáveis por acionar o gatilho de cada SCR; esta informação da saída de controle estará na porta dos SCRs durante 3 ms. Após este tempo todas as saídas são colocadas em estado lógico zero, pois os SCRs se mantêm em condução e os sinais de gatilho serão desnecessários até que o sinal CA atinja novamente a passagem por zero.

A Figura 6.17 ilustra sinais de gatilho de dois SCRs ( $b_0$  e  $b_6$ ). A ação de controle, para alterar a resistência equivalente, ocorre a cada 2 semiciclos, mas os gatilhos são atualizados para manter a condição dos resistores em todas passagens por zero.

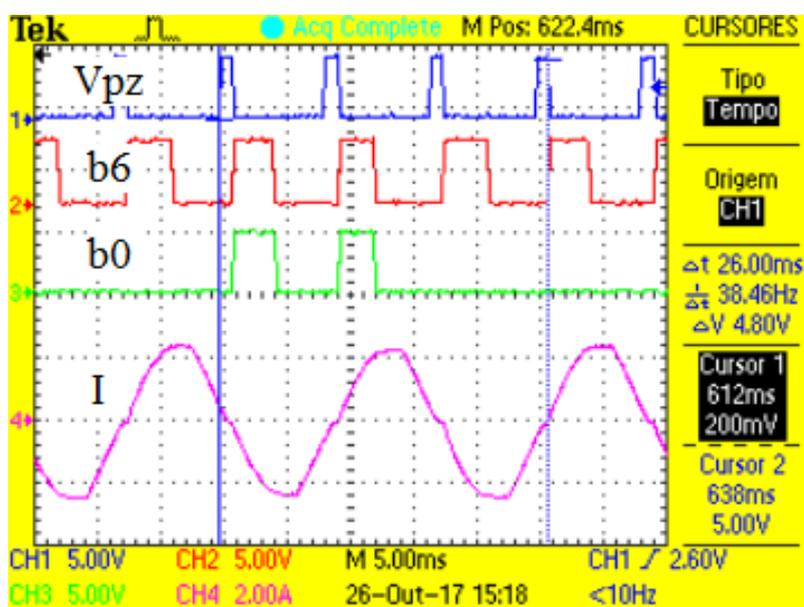


Figura 6.17 – Comportamento da corrente após comutação dos SCRs.

O SCR 6 acionado pelo bit 6, na Figura 6.17, está em condução durante todo o ensaio experimental. O SCR 0, comandado pelo bit 0, está em bloqueio até o instante em que recebe pulso de 5 V, onde entra em condução. Esse permanece no estado de condução por 16,6 ms e retorna para condição de bloqueio. Os sinais de gatilho,  $b_0$  e  $b_6$ , são iniciados 100  $\mu$ s após a passagem por zero  $V_{pz}$  e duram 3 ms, o que permite a alteração das combinações de resistores sem que ocorra curto-circuito ao fazer a comutação dos SCRs, pois todos estão em bloqueio antes do próximo pulso de gatilho. Estes procedimentos foram feitos para evitar que todos SCRs entrem em condução, durante suas comutações, e transformem a carga em um curto-circuito.

### 6.8.3 Modos de operação

A carga pode ser configurada para os modos de operação de corrente, resistência e potência constante. O modo de operação a ser utilizado é configurado pelo usuário através da interface homem máquina. O algoritmo da programação dos modos de operação é ilustrado na Figura 6.18. O modo de operação é alterado pelo botão B4; o incremento e decremento dos parâmetros de resistência, corrente e potência são alterados respectivamente pelos botões B2 e B3. O display LCD apresenta as informações referentes a configuração realizada e é atualizado em intervalos de 500 ms. Finalizada a configuração, o botão responsável por iniciar controle (B1) deve ser pressionado para que a carga seja conectada eletricamente ao equipamento sob teste. Ao pressionar o botão B1, a carga verifica se as condições de tensão, corrente e potência estão dentro da faixa de operação. Caso não estejam dentro da faixa de operação, a carga não é ligada e o relé fica desligado. Com estes valores dentro da faixa de operação, o relé será acionado e conectará a carga resistiva série, com sua resistência máxima, ao equipamento sob teste. Com o relé ligado, a carga executa a ação de controle a cada duas passagens por zero. A leitura dos sensores de tensão e corrente é executada em intervalos definidos pelo temporizador de 600 Hz quando a variável *ler* é igual a 1.

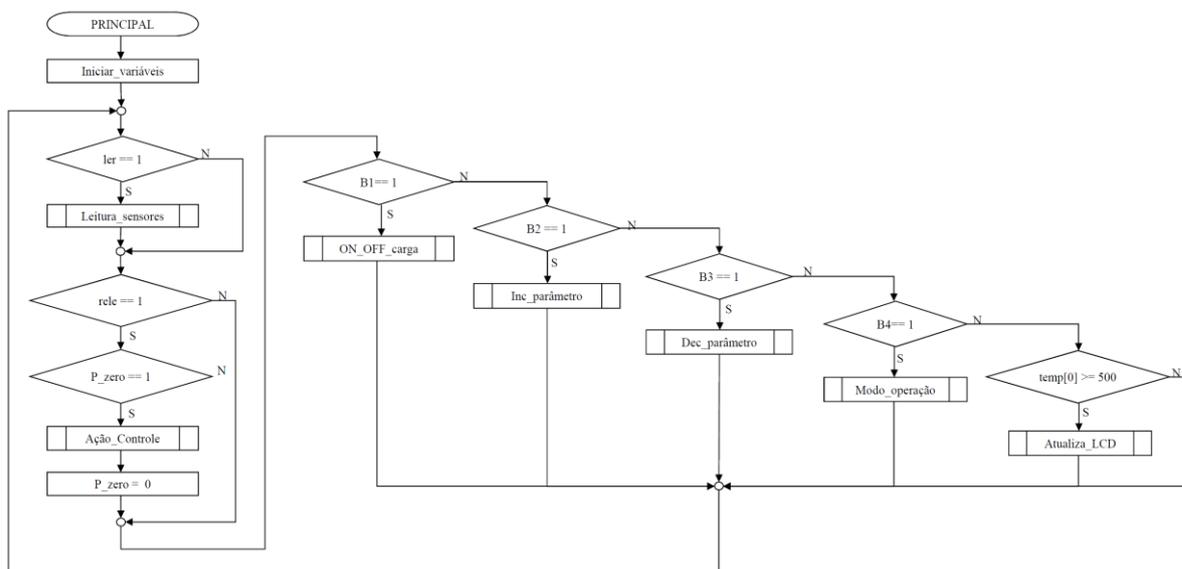


Figura 6.18 – Fluxograma da rotina principal.

O modo de operação em corrente constante utiliza uma malha fechada para identificar e corrigir o erro de corrente, mantendo a corrente do equipamento sob teste no valor previamente ajustado. O controle é realizado utilizando uma ação integral. A carga possui uma resposta instantânea para alteração das combinações de resistores e, por isso, a ação integral foi

utilizada para inserir um comportamento dinâmico com tempo de acomodação de 150 ms. Este tempo evita comutações nos interruptores da carga ao ocorrer elevações ou reduções súbitas na tensão do equipamento sob teste e, também, permite suavizar as alterações entre as combinações de carga.

A configuração da carga em modo de resistência constante define uma combinação de resistores para atender ao parâmetro de resistência ajustado. Caso a tensão do equipamento em teste seja alterada, para fora da faixa de operação ou mesmo que esteja dentro da faixa, mas provoque a circulação de corrente ou dissipação de potência superiores as máximas, a carga é automaticamente desligada. No modo de resistência constante, uma determinada combinação de resistores é mantida durante todo o teste.

O modo de potência constante permite ajuste desse parâmetro até 500 W. Neste modo, a carga faz a leitura da tensão e corrente eficazes do equipamento sob teste e, a partir do parâmetro de potência ajustado, calcula o valor de corrente a ser controlado. O modo de potência constante utiliza a mesma malha fechada de corrente. A carga é responsável por identificar a referência de corrente adequada para o ajuste de potência. Com isto a carga faz o controle da corrente para que a potência dissipada seja o valor previamente ajustado pelo usuário. No Apêndice H encontram-se os fluxogramas e os programas desenvolvidos para os modos de operação apresentados.

## 7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão apresentados os sinais de entrada e saída do microcontrolador e o comportamento da carga alimentada por um equipamento sob teste. A carga foi testada sob várias condições de corrente, tensão e de alterações sucessivas na referência de corrente. Os resultados destes ensaios estão ilustrados e discutidos adiante. As aquisições foram feitas com um osciloscópio digital Tektronix modelo TPS-2024 [46].

### 7.1 Sinais de entrada

A Figura 7.1 apresenta os sinais obtidos com o circuito divisor de tensão resistivo e o detector de passagem por zero. O sinal  $V_{ca}$  é a tensão de saída do transformador aplicada ao retificador, o sinal  $V_{ret}$  é a tensão retificada após o divisor de tensão resistivo e  $V_{pz}$  é o sinal do detector de passagem por zero. Os resistores do divisor de tensão foram calculados para a tensão máxima não ultrapassar 5 V. Para os ensaios, a carga resistiva foi conectada à rede elétrica convencional (127 V, 60 Hz) através de um transformador com múltiplos enrolamentos de saída. Com o transformador pode se causar variações na tensão aplicada à carga. Este transformador fornece em suas saídas tensões de 100 V, 115 V, 127 V, 132 V e 145 V. Nestas saídas foram conectadas relés que são acionados manualmente para selecionar a tensão a ser aplicada a carga. A Figura 7.1 ilustra um ensaio realizado com uma tensão de 127 V. O sinal do divisor de tensão não ultrapassa 5 V e o detector de passagem por zero fornece, adequadamente, pulsos com amplitude de 5 V na entrada do microcontrolador.

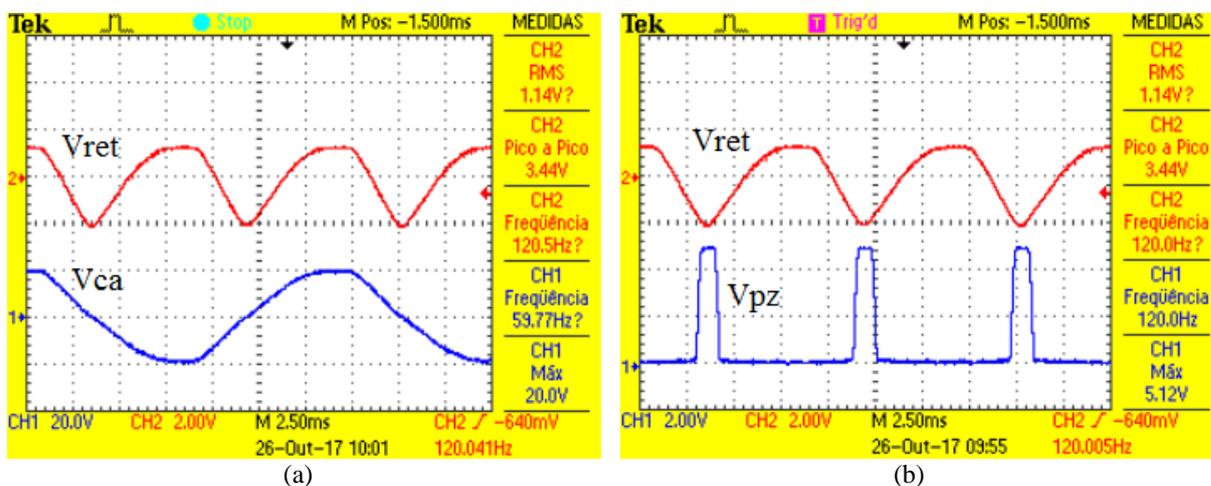


Figura 7.1 – (a) Sinal da tensão de entrada, (b) Detector de passagem por zero.

A leitura do sinal de corrente é realizada por uma entrada AD do microcontrolador onde é conectado o sensor de corrente ilustrado na Figura 7.2. Este sensor é conectado em série com a carga resistiva e sua saída fornece um sinal de tensão proporcional a corrente que circula pela carga.

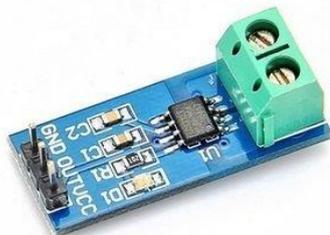


Figura 7.2 – Sensor de corrente ACS712.

O ensaio foi realizado com a carga configurada para o modo de corrente constante com a referência de corrente de 2,1 A. Os resultados dos experimentos com o condicionamento do sinal de corrente são ilustrados na Figura 7.3. Nesta figura são ilustrados os sinais: fornecido pelo sensor de corrente ACS712 e o sinal da tensão de saída do circuito de condicionamento (saída do amplificador operacional). No sinal de saída não ocorre saturação. O sinal do sensor varia entre 2,48 V e 3,44 V e o sinal de condicionamento varia entre 80 mV e 2,96 V.

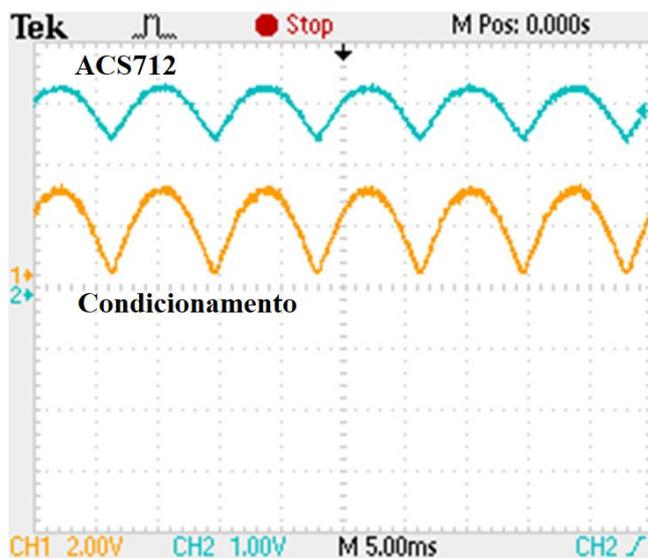


Figura 7.3 – Curvas dos sinais referentes a corrente de entrada.

## 7.2 Sinais de saída

A partir dos sinais de entrada de tensão, corrente e passagem por zero, o circuito de controle faz a atuação na combinação de resistores através de saídas digitais do microcontrolador. São utilizadas 8 saídas digitais para disparo dos SCRs. A Figura 7.4 ilustra os resultados de um ensaio com a corrente da carga  $I$  em regime permanente para as saídas digitais  $b0$  e  $b6$ . O sinal da corrente da carga  $I$  é obtido com uma ponta de prova de corrente. O disparo dos SCRs é realizado por um pulso de 5 V com duração de 3 ms. Este pulso é fornecido em todo início de ciclo após a passagem por zero  $V_{pz}$  e o SCR mantém-se em condução até o próximo disparo. O SCR é levado a condução durante o pulso de disparo e o seu bloqueio ocorre na próxima passagem por zero. A carga, em regime permanente, pode utilizar uma das possíveis combinações de resistores, mantendo-a durante todo o período, ou mesmo alternar entre diferentes combinações de resistências na busca de um valor médio aproximado ao previamente ajustado pelo operador.

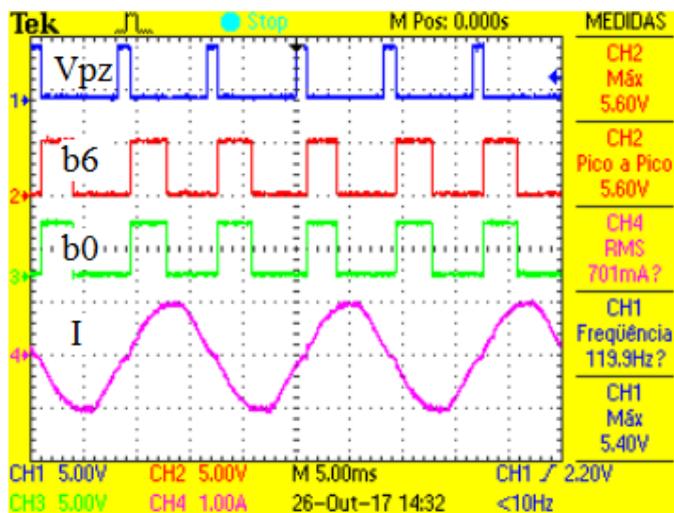


Figura 7.4 – Resultados de ensaio com a carga em regime permanente.

## 7.3 Interface IHM

O modo de operação da carga é selecionado através da interface IHM ilustrada na Figura 7.5. Ao pulsar o botão B4 (modo) a opção de modo de operação é alterada sequencialmente entre corrente, resistência e potência constante. Em cada modo de operação o usuário configura o valor da referência utilizando os botões B2 (Incrementa) e B3 (decrementa) respectivamente para aumentar e diminuir o valor do parâmetro a ser controlado. Após realizado o ajuste, a carga

pode ser ligada através do botão B1 (liga/desliga). Este botão é utilizado para conectar e desconectar, eletricamente, a carga ao equipamento sob teste.



Figura 7.5 – Interface IHM.

## 7.4 Operação em corrente constante

Em todos os modos de operação a carga é ligada com resistência máxima de  $765 \Omega$ . A tensão de entrada na carga é de  $127 \text{ V}$  e a corrente de referência foi ajustada em  $1,6 \text{ A}$ . Em seguida inicia a ação de controle para estabilizar no valor ajustado. A Figura 7.6 ilustra os resultados de um ensaio de partida da carga, configurada no modo de corrente constante. Na figura estão apresentados: o sinal de tensão do detector de passagem por zero  $V_{pz}$  (canal 1), os sinais das saídas digitais referentes aos bits  $b0$  e  $b6$  (canais 3 e 2) e a corrente de carga  $I$  (canal 4).

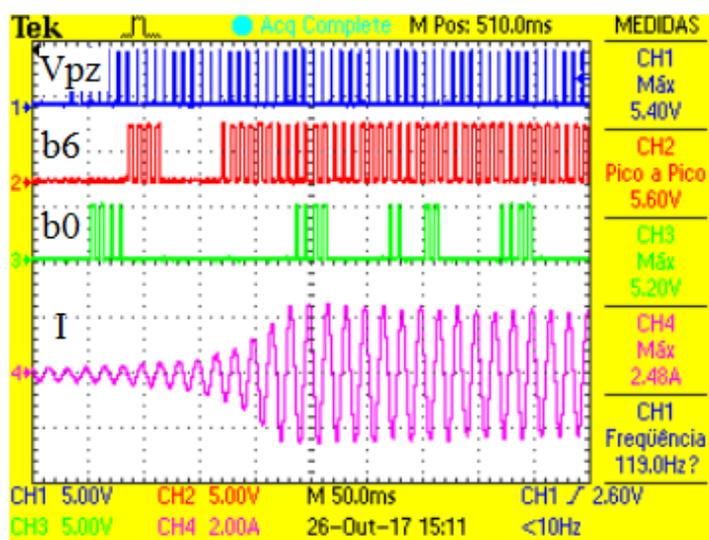


Figura 7.6 – Partida com resistência máxima para corrente de  $1,6 \text{ A}$ .

Para facilitar a visualização do comportamento da carga, foram realizadas ampliações do momento da partida, Figura 7.7 (a), e do intervalo que a carga entra em regime permanente, Figura 7.7 (b). Na partida existe uma corrente mínima na carga, pois ela apresenta resistência máxima da associação de todos os resistores em série. A corrente mínima é de  $170 \text{ mA}$ . A



O sinal de corrente apresenta, nas passagens por zero, um intervalo de tempo com a corrente mínima da carga (todos os resistores em série). Isto ocorre quando a tensão do equipamento sob teste é inferior a tensão da barreira de potencial dos SCRs. Como o SCR entra em condução quando está diretamente polarizado, a corrente neste semiconductor é praticamente nula durante o período que a tensão anodo-catodo não é suficiente para fazer o SCR sair da condição de bloqueio.

### 7.4.1 Sinal para disparo do SCR

A Figura 7.9 ilustra os resultados de um ensaio para análise da tensão anodo-catodo  $V_{AK}$  e a corrente do SCR 1 paralelo ao resistor de  $6\ \Omega$ . Os sinais  $V_{pz}$  e  $b1$  são, respectivamente, o detector de passagem por zero e a porta digital bit 1 (SCR 1) que controla a comutação do resistor de  $6\ \Omega$ . O SCR 1 entrou em condução quando a tensão anodo-catodo  $V_{AK}$  foi superior a  $1,57\ \text{V}$  e manteve-se em condução com a tensão  $V_{AK}$  de  $980\ \text{mV}$ .

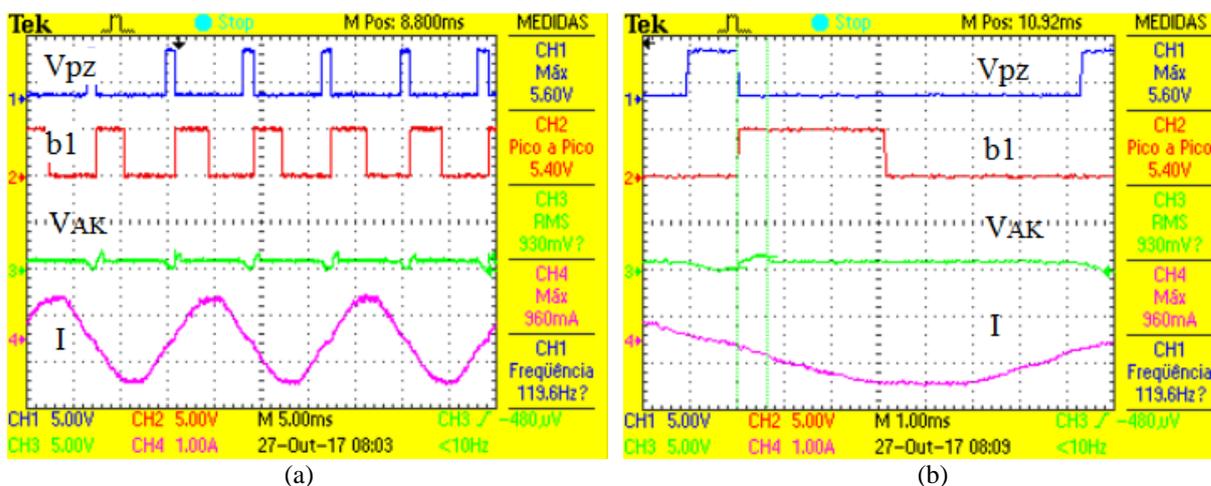


Figura 7.9 – Tensão  $V_{AK}$  e corrente do SCR 1 paralelo ao resistor de  $6\ \Omega$ : (a) Tensão e corrente do SCR 1, (b) Ampliação dos sinais.

Os resultados da Figura 7.10 ilustram os sinais do detector de passagem por zero  $V_{pz}$ , a corrente da carga  $I$  e os bits  $b0$  e  $b1$  das saídas digitais que fazem o disparo dos SCRs 0 e 1. Os SCRs 0 e 1 estão conectados, respectivamente, aos resistores de  $3\ \Omega$  e  $6\ \Omega$ . O bit 0 faz com que o SCR 0 entre em condução e o bit 1, que permitia a condição de condução, passou o SCR 1 para condição de bloqueio mantendo-se em estado lógico zero. Esta figura mostra que ocorre uma redução na corrente de carga de  $1,7\ \text{A}$  para  $1,6\ \text{A}$  quando o SCR 1 passa para a condição de bloqueio. Isto acontece porque a corrente passa a circular, também, pelo resistor de  $6\ \Omega$ , o qual aumenta a resistência equivalente da carga.

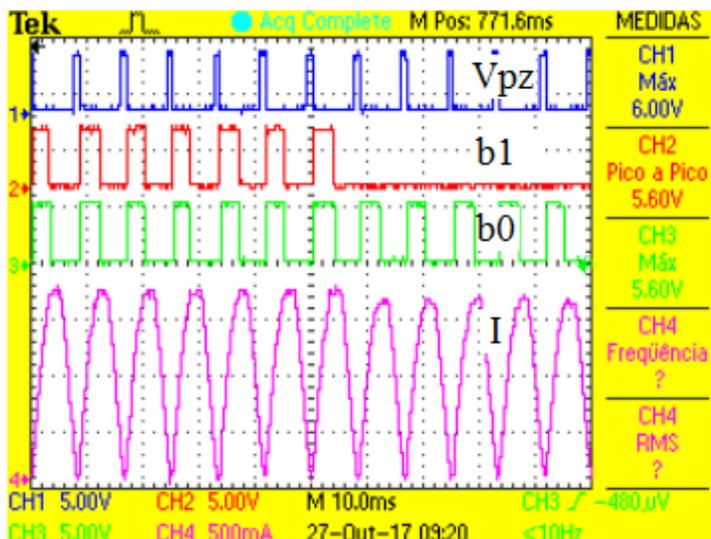


Figura 7.10 – Resultados para redução na corrente da carga de 1,7 A para 1,6 A.

## 7.4.2 Mudança no valor da referência

Para avaliar o comportamento da carga foi realizado um ensaio alterando o valor da referência de corrente durante o experimento. A Figura 7.11 apresenta os resultados deste ensaio em modo de corrente constante. O sinal  $I$  é a corrente da carga após a retificação. A corrente de referência foi ajustada em 1 A e, no instante ilustrado pela linha tracejada, Figura 7.11 (a), ela foi alterada para 1,3 A. Após a linha pontilhada, a carga entra em regime permanente e o tempo de acomodação foi de 125 ms. A Figura 7.11 (b) apresenta, com mais detalhes, o comportamento da corrente durante o período de transição de 1 A para 1,3 A. O controle faz a comutação dos tiristores a cada ciclo completo da tensão de entrada CA.

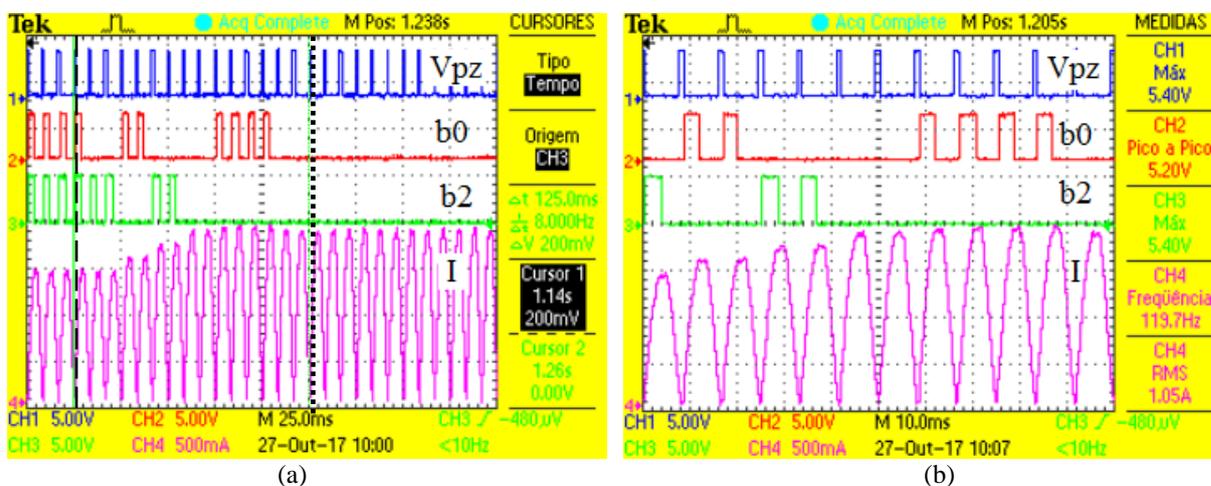


Figura 7.11 – Degrau na referência de corrente de 1 A para 1,3 A: (a) Degrau de 1 A para 1,3 A, (b) Ampliação dos sinais.

### 7.4.3 Perturbação na tensão de entrada

A carga pode ser submetida a alterações na tensão de entrada e assim, foram realizados ensaios com variações na tensão de entrada. A Figura 7.12 ilustra os resultados de um experimento, em que a tensão de entrada passa de 127 V para 100 V no instante indicado pela linha vertical no sinal  $V_E$ . Este sinal  $V_E$  é o sinal de comutação do relé que faz a seleção entre os dois valores de tensão. A corrente de referência foi ajustada em 1,3 A. Ao ocorrer alteração da tensão de entrada de 127 V para 100 V, a corrente da carga sofre uma redução atingindo 1 A e, em 130 ms, a corrente se estabiliza novamente em 1,3 A.

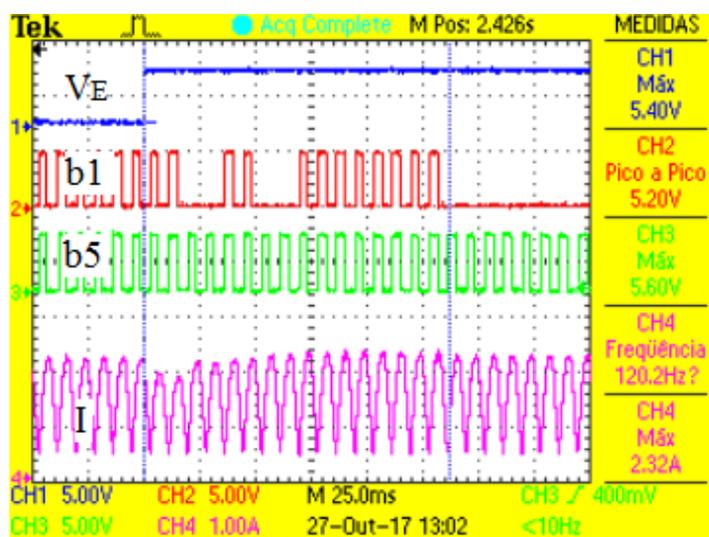


Figura 7.12 – Degrau de tensão 127 V para 100 V com referência de 1,3 A.

A Figura 7.13 (a) apresenta os resultados de um ensaio iniciando com tensão de entrada de 100 V e, no instante ilustrado pelo degrau positivo no sinal  $V_E$ , a tensão é alterada para 127 V. A referência de corrente foi ajustada em 1,2 A. Após a elevação da tensão, houve um aumento na corrente da carga ( $I$ ) de 310 mA. Em resposta a alteração da tensão, os gatilhos  $b0$  e  $b2$  sofrem alterações, fazem a comutação dos SCRs os quais alteram as combinações de resistores e, em 130 ms, a corrente retorna ao valor de 1,2 A - erro de 3,2 %. A ampliação ilustrada na Figura 7.13 (b) mostra, com mais detalhes, o intervalo de tempo em que o controlador faz as ações para a correção da corrente. Em poucos ciclos, a corrente de carga retorna ao valor da corrente de referência.

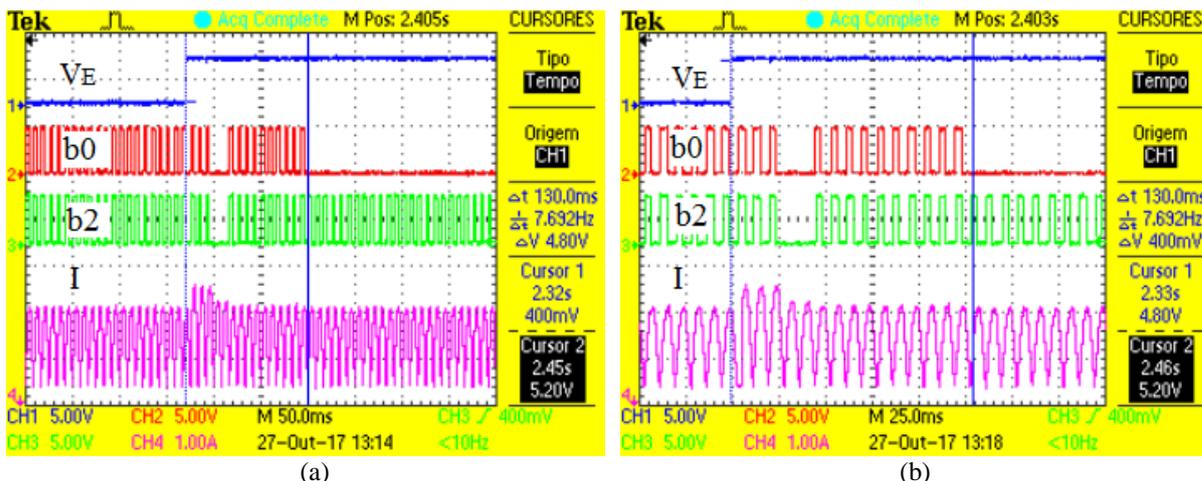


Figura 7.13 – Degrau da tensão de entrada de 100 V para 127 V: (a) Degrau na tensão de entrada, (b) Ampliação dos sinais.

#### 7.4.4 Alteração da corrente e tensão de entrada

O controlador da carga atuou de forma adequada na correção do valor de corrente consumida do equipamento sob teste. Isto pode ser observado nas formas de onda apresentadas na Figura 7.14. Os resultados apresentados nesta figura são para variações: da tensão de entrada e da corrente de referência. O sinal  $V_E$  mostra o momento em que ocorre a elevação da tensão de 125 V para 146 V e o sinal  $SP I$  mostra o instante em que a referência de corrente é alterada de 1,5 A para 1,2 A. Ao ocorrer elevação da tensão, a corrente sofre uma perturbação que é corrigida em menos de 50 ms. Em seguida, a referência de corrente é alterada (com a tensão em 146 V) para 1,2 A. A carga faz a correção da combinação de resistores para que a corrente, drenada do equipamento sob teste, atinja o novo valor de corrente. A malha de corrente atuou rapidamente compensando a variação de tensão e de corrente.

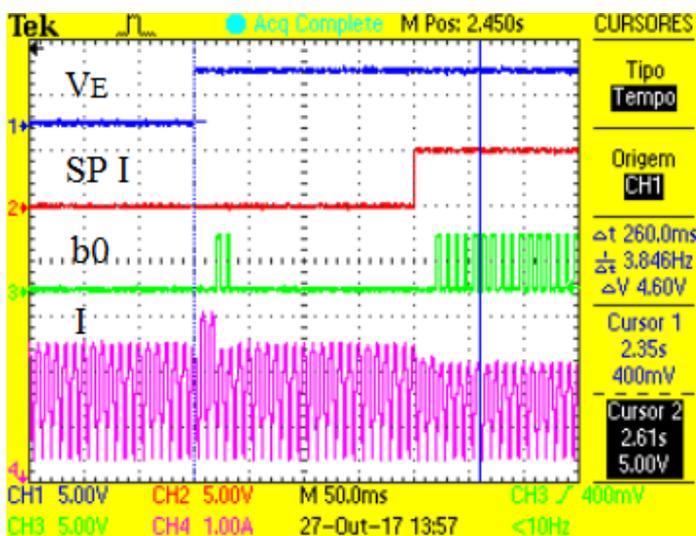


Figura 7.14 – Degrau 125 V para 146 V e referência de corrente 1,5 A para 1,2 A.

A Figura 7.15 ilustra duas ampliações da Figura 7.14 para facilitar a visualização do tempo de acomodação após as alterações de tensão e corrente. A carga apresentou o tempo de acomodação de 36,4 ms para a perturbação na tensão de entrada, ilustrado na Figura 7.15 (a), e o tempo de 29,2 ms para entrar em regime permanente após a alteração da referência de corrente, ilustrado na Figura 7.15 (b). O erro da corrente da carga com relação ao valor de referência foi inferior a 4 %.

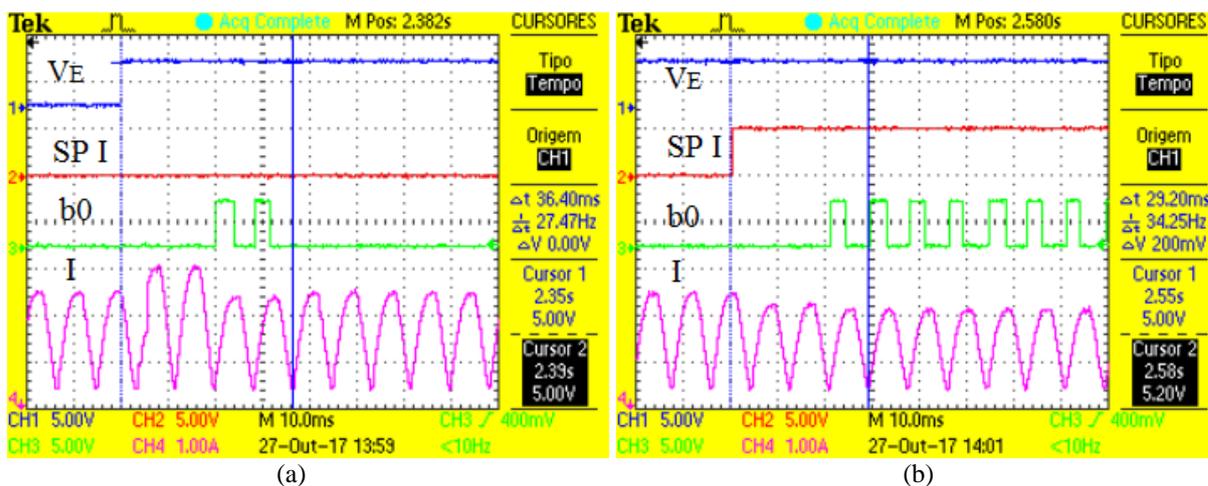


Figura 7.15 – Degrau de tensão 125 V para 146 V e referência de 1,5 A para 1,2 A: (a) Degrau de tensão e corrente, (b) ampliação dos sinais.

#### 7.4.5 Tensão e corrente no SCR

Na Figura 7.16 são ilustrados os resultados de um ensaio da carga analisando o comportamento da tensão e corrente no SCR 2 paralelo ao resistor de 12  $\Omega$ . O sinal *b2* é da saída digital que faz o acionamento do *driver* para disparo do SCR 2. Os sinais  $V_{AK}$  e  $I_{SCR2}$  são respectivamente a tensão anodo-catodo e a corrente de anodo do SCR 2. Ele apresentou em condução uma queda de tensão de 1,1 V e em bloqueio a tensão de 17,5 V. Esta tensão é, também, a tensão sobre o resistor R2 de 12  $\Omega$ . Durante o período em que o SCR 2 está em condução, a corrente flui pelo SCR 2 e, quando em bloqueio, a corrente no SCR 2 é praticamente nula.

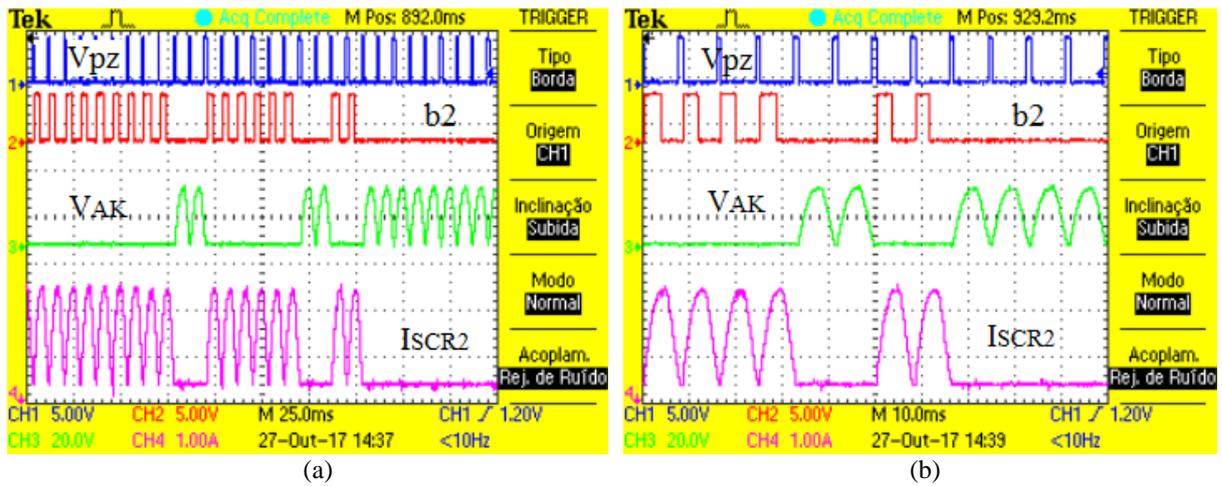


Figura 7.16 – Tensão anodo-catodo e corrente do SCR 2: (a) Tensão e corrente no SCR 2, (b) Ampliação dos sinais.

## 8 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma configuração série de resistores para constituir uma carga CA controlável. Estruturas de carga com 4 e 8 elementos resistivos foram avaliadas. A configuração da carga final utilizou 8 resistores em série com um interruptor SCR em paralelo a cada resistor. A topologia tem como atrativo produzir ampla faixa de resistências equivalentes, com poucos resistores, variação linear da resistência equivalente, baixa distorção do espectro harmônico de corrente e, logo, não precisa de filtros de potência. Os procedimentos de modelagem da configuração da carga resistiva foram apresentados e discutidos.

A implementação da estratégia de controle foi realizada por meio de uma malha de controle projetada para regular a corrente drenada do equipamento sob teste. A partir da construção de modelos analítico e elétrico, composto pela associação de 8 resistores em série, foram obtidos resultados de avaliações analíticas e simulações elétricas que permitiram analisar o funcionamento da topologia proposta, bem como avaliar sua precisão e comportamentos estático e dinâmico. Em síntese a análise matemática, a modelagem e as simulações permitiram verificar a viabilidade da topologia de carga resistiva série.

O projeto do protótipo foi apresentado e os resultados de ensaios foram discutidos, mostrando o funcionamento da estrutura proposta. Constatou-se que os elementos resistivos podem ser definidos com potências diferentes, ou seja, não é necessário que todos os elementos resistivos suportem a máxima potência da carga. Definindo-se os limites de potência, corrente e tensão obtém-se a potência adequada para cada resistor possibilitando uma redução de custo para o desenvolvimento do projeto. A carga eletrônica possui interface de usuário simples, uma estrutura portátil e de fácil manutenção, alto fator de potência e baixa distorção harmônica, e desempenho estático e dinâmico adequados. Em função do acionamento, na passagem por zero da tensão de entrada, é evitada a ondulação de corrente e dispensado o uso de filtros de potência. Assim, a carga resistiva controlável demonstrou ser uma alternativa interessante para desenvolvimento de testes com corrente controlada em equipamentos de tensão alternada.

## 8.1 Proposta para trabalhos futuros

Para dar continuidade a esse trabalho sugere-se:

- Estudar o comportamento da carga sob diferentes modos de operação como resistência constante e potência constante;
- Realizar estudo sobre diferentes técnicas de controle para avaliar suas vantagens e desvantagens, identificar a mais adequada para controle da carga resistiva série e definir procedimento para projeto do compensador;
- Implementar protótipo de média e alta potência de forma a validar a estrutura de carga resistiva série para diferentes níveis de potência, assim como aumentar a quantidade de resistores para obter maior número de combinações.

## 8.2 Artigo publicado

Os resultados de simulações elétricas e avaliações analíticas apresentados neste trabalho de mestrado resultaram na seguinte publicação:

R. G. Oliveira, L. H. C. Ferreira, E. R. Ribeiro, “**Modeling and simulation of controllable AC series resistive load**”, In: XIV Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017, Juiz de Fora. Proceedings of 14th Brazilian Power Electronics Conference, 2017. (p. 1-6), DOI: 10.1109/COBEP.2017.8257311, MG, Brazil, 19-22 Nov. 2017.

## 9 REFERÊNCIAS

- [1] L. Kehler, L. Correa, C. Ribeiro, J. Trapp, J. Lenz, and F. Farret, “Electronically adjustable load for testing three phase ac systems”, Brazilian Power Electronics Conference COBEP 2013, (p. 1082-1087), Gramado, Brazil, 27-31 Oct. 2013.
- [2] G. Aurilio, D. Gallo, C. Landi, M. Luiso, “AC Electronic Load for on-site calibration of Energy Meters”, Proceedings of IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference I2MTC 2013, Minneapolis, MN, USA, 6-9 May 2013.
- [3] S. U. Nestel, S. W. Henry, “Compact load bank for testing power systems”, U.S. Patent 6.833.636 B1, Dec. 21, 2004.
- [4] Y. Sofian, M. Iyas, “Design of Electronic Load Controller for a Self Excited Induction Generator Using Fuzzy Logic Method Based Microcontroller”, International Conference on Electrical Engineering and Informatics, Bandung, Indonesia, 17-19 July 2011.
- [5] M. Kazerani, “A high-performance controllable AC load”, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, (p. 442-447), Orlando, USA, 10-13 Nov. 2008.
- [6] S. Wang, M. Li, Z. Chen, G. Chang, J. Wang, S. An, “Design and Implementation of Power Electronic Load Used to Test Tidal Current Energy Generator Sets”, Fuzzy Systems FUZZ-IEEE, 2014 IEEE International Conference on, Beijing, China, 6-11 July 2014.
- [7] P. Karki, R. Dahal, B. Adhikary, R. K. Maskey, “Improved electronic load controller and synchronizer unit for mini grid connection”, Developments in Renewable Energy Technology ICDRET, 2014 3rd International Conference, (p. 1-4), Dhaka, Bangladesh, 29-31 May 2014.
- [8] L. Palatini, K. O’Connor, A. Lysiak, “Hybrid load systems including a dynamic electronic load and passive resistive load modules”, U.S. Patent 8.242.629 B2, Aug. 14, 2012.
- [9] G. Castillo, L. Ortega, M. Pozo, X. Domínguez, “Control of an island Micro-hydropower Plant with Self-excited AVR and combined ballast load frequency regulator”, Ecuador Technical Chapters Meeting, Guayaquil, Ecuador, 12-14 Oct. 2016.
- [10] A. A. Willoughby, T. V. Omotosho, A. P. Aizebeokhai, “A simple resistive load I-V curve tracer for monitoring photovoltaic module characteristics”, The fifth International Renewable Energy Congress IREC, Hammamet, Tunisia, 25-27 March 2014.
- [11] E. S. Melo, P. C. Rosa, E. R. Ribeiro, “Electronic load controller of a micro-hydro generator for stand-alone operation”, Brazilian Power Electronics Conference COBEP 2013, (p. 718-723), Gramado, Brazil, 27-31 Oct. 2013.
- [12] B. Govindasamy, H. Baydoun, B. Pham, “Binary coded decimal resistive load and network”, U.S. Patent 8.810.354 B2, Aug. 19, 2014.
- [13] L. Palatini, K. O’Connor, A. Lysiak, “Hybrid load systems including a dynamic electronic load and passive resistive load modules”, United States Patent, N° US 8.242.629 B2, Aug. 14, 2012.
- [14] J. A. Pomilio, “Eletrônica de Potência”, Apostila do curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Publicação FEEC 01/98, revisado em fevereiro de 2006.

- [15] W. Yan, S. Yan, “A novel design to improve the precision of electronic load for high power application”, 25th Chinese Control and Decision Conference CCDC, (p. 4490 - 4495), Guiyang, 25-27 May 2013.
- [16] É. S. de Melo, “Controle eletrônico de carga de gerador de energia de baixa potência para operação isolada”, Dissertação de Mestrado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UNIFEI, Itajubá, Junho de 2012.
- [17] C. A. Ayres, I. Barbi, “A Family of Converters for Power Recycling during UPS's Bur-In Test”. In: IEEE - PESC'95 - Power Electronics Specialists Conference, 1995, Atlanta, Proceedings of PESC'95, vol.1 (p. 486 - 492), Piscataway - USA: IEEE Press, 1995.
- [18] Xu She, Yun She, C. Wang, J. Tang, F. Li, Y. Zou, “Unified Power Electronic Load for burn-in test”, IPEMC – 2009.
- [19] J. Anastácio Heerdt, “Carga Eletrônica Ativa Trifásica”, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis - SC, dezembro de 2013.
- [20] A. Elsayed, A. F. Ebrahim, “Design and Implementation of AC/DC Active Power Load Emulator”, Proceedings of the IEEE SoutheastCon 2015, 2015 - Fort Lauderdale, Florida, 9-12 April 2015.
- [21] Micateck, Cargas Resistivas, Disponível em: <<http://www.micateck.com.br/prod/cargas-resistivas-ou-banco-de-cargas/>>. Acesso em: 13 nov. 2017.
- [22] ASCO, Banco de Cargas, ASCO Avtron and ASCO Froment Load Banks. Disponível em: <<https://www.vertivco.com/pt-latam/products-catalog/critical-power/load-banks/>>. Acesso em: 23 out. 2017.
- [23] KEYPOWER, Power Solutions, Resistive Load Bank, Disponível em: <<http://loadbank.cc/2017/02/resistive-load-bank-100kw-kplb-100/>>. Acesso em: 02 nov. 2017.
- [24] 3BW, Locação bancos de carga, Disponível em: <<http://www.3bw.com.br/banco-carga-resistivo>>. Acesso em: 06 nov. 2017.
- [25] Tecnogera, Banco de carga, Disponível em: <<http://www.tecnogera.com/locacao/banco-de-carga>>. Acesso em: 08 nov. 2017.
- [26] N. P. A. Smith, “ Induction Generators For Stand Alone Micro-Hydro Systems”, IEEE proceeding, of International conference on Power Electronics, Drives and Energy System for Industrial Growth, 1996, v. 2 (p. 669-673), New Delhi, India, 8-11 Jan. 1996.
- [27] B. Singh, S. S. Murthy, S. Gupta, “An Electronic Voltage and Frequency Controller for Single-Phase Self-Excited Induction Generators for Pico Hydro Applications”, Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, v. 1, (p. 240-245), Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Nov.-1 Dec. 2005.
- [28] J. M. Elder, J. T. Boys, J. L. Woodward, “Integral cycle control of stand-alone generators”, IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution), Vol. 132, N° 2 (p. 57-66), March 1985.
- [29] R. Ahshan, M. T. Iqbal, “Voltage Controller of a Single Phase Self-Excited Induction Generator”, St. John's: The Open Renewable Energy Journal, (p. 84-90), 2009.

- [30] K. Subramanian, K. K. Ray, K. H. Prasad, N. E. Gopal, N. Gupta, N. V. Pragyajha, M. Sinha, "State of the art of electronic load controller of self- excited asynchronous generator used in mini / micro hydro power generation", ACEEE International Journal on Control System and Instrumentation, vol. 1, N<sup>o</sup>. 1 (p. 21 - 25), July 2010.
- [31] G. Hu, Y. Wie, H. Lei, X. Ma, "Constant current control of DC electronic load based on boost topology". Academic Journal, Electronics & Electrical Engineering, vol. 20, N<sup>o</sup> 2 (p. 36-39), February 2014.
- [32] E. Duran, J. M. Andújar, F. Segura, A. J. Barragán, "A high-flexibility DC load for fuel cell and solar arrays power sources based on DC-DC converters", ELSEVIER Applied Energy, vol. 88, N<sup>o</sup> 5 (p. 1690-1702), May 2011.
- [33] Q. Du ; B. Qi, J. Luo, J. Zhang, "Analysis and design of a high-power electronic load controller for the fuel cell stack testing", On Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference (p. 1098-1102), China, 2010.
- [34] International Rectifier, "WARP2 series IGBT with ultrafast soft recovery diode", IRGB20B60, Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/irf/irgb20b60pd1.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2017.
- [35] Fairchild Semiconductor, "FCH20N60/FCA20N60 N-Channel Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor", Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet2/2/05c25a6079gtuhr7pog9jfkww5wy.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2017.
- [36] TECCOR Electronics, "SCRs Non-sensitive gate", Electrical Specifications S6020L, Disponível em: <[http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/2300/365417\\_DS.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/2300/365417_DS.pdf)>. Acesso em: 05 abr. 2017.
- [37] A. Ahmed, "Eletrônica de Potência", 8<sup>o</sup> reimpressão, Editora Pearson Prentice Hall, setembro de 2013.
- [38] C. A. Petry, "Eletrônica de Potência: Semicondutores de potência: BJT, MOSFET e IGBT", Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Florianópolis, 2013. Disponível em: <[http://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia\\_CEFET/Eletronica\\_Potencia/2013\\_2/Capitulo\\_3.pdf](http://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Potencia/2013_2/Capitulo_3.pdf)>. Acesso em: 07 fev. 2017.
- [39] C. A. Petry, "Semicondutores de potência: diodos e tiristores", Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Florianópolis, 2013. Disponível em: <[http://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia\\_CEFET/Eletronica\\_Potencia/2013\\_2/Capitulo\\_2.pdf](http://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Potencia/2013_2/Capitulo_2.pdf)>. Acesso em: 09 fev. 2017.
- [40] Philips Semiconductors, "Thyristors BT152 Series", Product specification, March 1997, Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/BT152.pdf>>. Acesso em: 18 maio 2017.
- [41] F. G. Junior, M. F. da Costa Parentoni. "Fundamentos de Matlab", Apostila destinada ao curso de extensão, Universidade Federal de Itajubá – UNIFEI, Itajubá, maio de 2007. Disponível em: <[http://xa.yimg.com/kq/groups/19716224/782428698/name/Apostila\\_Final\\_Matlab\\_2007.pdf](http://xa.yimg.com/kq/groups/19716224/782428698/name/Apostila_Final_Matlab_2007.pdf)>. Acesso em: 05 abr. 2017.

[42] K. Nakashima, “Valor médio e eficaz”, Universidade Federal de Itajubá – UNIFEI, Itajubá, Set. 2013, Disponível em: <<http://www.elt09.unifei.edu.br/roteiroslab/rms.pdf>>. Acesso em: 26 jan.2017.

[43] Microchip Technology, “PIC18F2420/2520/4420/4520 Data Sheet”, Enhanced Flash Microcontrollers with 10-Bit A/D and nanoWatt Technology, 2008, Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39631E.pdf>> Acesso em: 20 mar. 2017.

[44] Fairchild Semiconductor, “N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor - 2N7000 / 2N7002 / NDS7002A”, Product specification, November 1995, Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/2N7002.pdf>>. Acesso em: 16 maio 2017.

[45] Allegro Micro Systems, “Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC”, ACS712. Disponível em: <<https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs.aspx>>. Acesso em: 29 mar. 2017.

[46] TEKTRONIX, “TPS2000 Series Digital Storage Oscilloscope User Manual”, TPS2024, Disponível em: <<https://www.tek.com/manual/tps2000-series-0>>. Acesso em: 04 abr. 2017.

## APÊNDICE A – Estudo do SCR

A Figura A.1 apresenta as características estáticas da folha de dados para o SCR BT152 da Philips Semiconductors [40]. Estes dados informam que a fonte para acionar o gatilho do BT152 deve fornecer uma tensão de 0,6 V e uma corrente de no mínimo 3 mA para disparar o SCR. Para esse tiristor passar para o estado ligado, uma tensão positiva deve ser aplicada ao anodo em relação ao catodo e o gatilho deve ser polarizado diretamente com uma tensão superior a 0,6 V em relação ao catodo fornecendo uma corrente de gatilho superior a 3 mA até 32 mA. Nesta situação o SCR passa para o estado ligado. Entretanto, não é a porta que desliga a corrente no SCR. Ela é desligada quando se interrompe a corrente do anodo. De modo similar ao que ocorre com um diodo, o SCR bloqueia a corrente na direção inversa.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_{GT}$	Gate trigger current	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$	-	3	32	mA
$I_L$	Latching current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	25	80	mA
$I_H$	Holding current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	15	60	mA
$V_T$	On-state voltage	$I_T = 40\text{ A}$	-	1.4	1.75	V
$V_{GT}$	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$	-	0.6	1.5	V
$I_D, I_R$	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}; I_T = 0.1\text{ A}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_D = V_{DRM(max)}; V_R = V_{RRM(max)}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.25	0.4	-	V
			-	0.2	1.0	mA

Figura A.1 – Características estáticas BT152.

Após o disparo, se a corrente de anodo for maior que a corrente  $I_L$  (*latching current*) de 25 mA, a corrente de gatilho poderá ser removida, que o SCR permanecerá em condução. Ou seja, para que o SCR permaneça em condução, é necessário que a corrente de anodo atinja um valor mínimo  $I_L$ . Caso esse valor não seja atingido, após o disparo, o SCR volta ao estado de bloqueio [37].

Uma vez disparado, o SCR necessita de uma corrente mínima, chamada de corrente de manutenção  $I_H$ , para manter seu estado de condução após a retirada do pulso de disparo. Assim, com o SCR na condição de ligado, ele somente voltará ao bloqueio se a corrente de anodo cair abaixo de  $I_H$  (*holding current*), ou se a tensão anodo-catodo for menor que zero (anodo negativo em relação ao catodo).

Estando o SCR polarizado diretamente, um sinal de tensão  $V_{GT}$  na porta comuta o SCR do estado de bloqueio direto para o de condução direta. O SCR ideal se comporta como um diodo após ter passado para o estado ligado. No estado de ligado o SCR BT152 apresenta uma queda de tensão anodo-catodo  $V_T$  entre 1,4 V e 1,75 V.

Quando o SCR está no estado de bloqueio direto ou bloqueio reverso, ele deve se comportar, em uma condição ideal, como um interruptor aberto, porém existe uma corrente de fuga na condição de bloqueio direto e reverso, representadas respectivamente por  $I_D$  e  $I_R$ . Nestas

condições praticamente não há condução. A corrente, que em uma situação ideal é nula, tem um valor muito baixo, que depende do tipo de SCR. Nos SCRs de baixa corrente, a corrente reversa é da ordem de dezenas a centenas de pA. Nos de alta corrente, a corrente reversa pode chegar a centenas de mA [37]. No caso do SCR BT152, esta corrente de fuga típica é de 200  $\mu$ A podendo atingir 1mA.

O SCR também pode entrar em condução mesmo sem existir uma tensão e corrente de gatilho externa. A aplicação de uma tensão direta anodo-catodo com subida rápida pode resultar em um fluxo de corrente nas junções para a camada da porta. Essa corrente, que equivale a uma corrente de porta fornecida externamente, fará com que o SCR passe para o estado ligado se o valor crítico ( $dv/dt$ ) for ultrapassado. Quanto maior for a inclinação da curva na forma de onda, maior será a probabilidade de o dispositivo executar o acionamento abaixo de seu valor nominal de tensão direta. Uma taxa alta de subida de tensão direta pode causar o disparo não-programado e também limita a frequência que pode ser aplicada ao dispositivo [39].

A Figura A.2 apresenta as características dinâmicas do SCR BT152. Este tiristor possui a taxa crítica de subida de tensão direta no estado desligado de 300 V/ $\mu$ s e um valor mínimo de 200 V/ $\mu$ s. Assim, se ocorrer uma elevação de tensão direta de 200 V no tempo de um micro segundo, já existe a probabilidade de ocorrer o disparo não-programado deste SCR.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$dV_D/dt$	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T_J = 125^\circ C$ ; exponential waveform gate open circuit	200	300	-	V/ $\mu$ s
$t_{gt}$	Gate controlled turn-on time	$V_D = V_{DRM(max)}$ ; $I_G = 0.1 A$ ; $dl_G/dt = 5 A/\mu s$ ; $I_{TM} = 40 A$	-	2	-	$\mu s$
$t_q$	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T_J = 125^\circ C$ ; $I_{TM} = 50 A$ ; $V_R = 25 V$ ; $dl_{TM}/dt = 30 A/\mu s$ ; $dV_D/dt = 50 V/\mu s$ ; $R_{GK} = 100 \Omega$	-	70	-	$\mu s$

Figura A.2 – Características dinâmicas BT152.

As capacitâncias parasitas formadas pelas junções do SCR provocam um atraso, tanto no tempo de condução quanto no desligamento. Assim, o tempo necessário para o SCR sair do estado desligado e atingir a condução ( $t_{gt}$ ), e o tempo de desligamento ( $t_q$ ) são fatores limitantes entre a velocidade do circuito de comando e a carga. A folha de dados do fabricante apresenta o tempo necessário para que o SCR passe para o estado ligado após o disparo na porta ( $t_{gt}$ ), que no caso do BT152 é de 2  $\mu$ s. O tempo típico deste SCR para ser comutado para o estado desligado ( $t_q$ ), é de 70  $\mu$ s [40].

O valor de tensão de bloqueio repetitiva em polarização direta ( $V_{DRM}$ ) é um dos valores nominais básicos de um SCR. É a tensão máxima instantânea que o SCR pode bloquear em polarização direta sem sinal de gatilho. Se o valor nominal de  $V_{DRM}$  for ultrapassado, o SCR conduzirá mesmo sem tensão na porta [39].

A corrente RMS (ou corrente eficaz -  $I_{T(RMS)}$ ) é usada para rotular o valor nominal do dispositivo, uma vez que determina a dissipação de calor. Entretanto, a corrente contínua (ou valor médio) fornecida a carga é normalmente mais importante. Portanto os fabricantes fornecem esse dado em relação à corrente média ( $I_{T(AV)}$ ), a qual é denominada corrente média nominal no estado ligado [39]. Então  $I_{T(AV)}$  é o valor máximo de corrente média que pode ser suportado pelo SCR no estado ligado. A Figura A.3 apresenta limites do SCR BT152, onde sua corrente  $I_{T(RMS)}$  é 20 A e sua corrente  $I_{T(AV)}$  máxima é de 13 A.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-400R 450 <sup>1</sup>	-600R 650 <sup>1</sup>	-800R 800	
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltages		-				V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mp} \leq 103$ °C	-	13			A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	20			A
$I_{TSM}$	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25$ °C prior to surge	-	200			A
		$t = 10$ ms	-	220			A
$I^2t$	$I^2t$ for fusing	$t = 8.3$ ms	-	200			A <sup>2</sup> s
$di_T/dt$	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$I_{TM} = 50$ A; $I_G = 0.2$ A; $di_G/dt = 0.2$ A/ $\mu$ s	-	200			A/ $\mu$ s
$I_{GM}$	Peak gate current		-	5			A
$V_{GM}$	Peak gate voltage		-	5			V
$V_{RGM}$	Peak reverse gate voltage		-	5			V
$P_{GM}$	Peak gate power		-	20			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
$T_{stg}$	Storage temperature		-40	150			°C
$T_j$	Operating junction temperature		-	125			°C

Figura A.3 – Limites do SCR BT152.

O valor nominal da corrente de surto ( $I_{TSM}$ ) de um SCR é a corrente de pico de anodo que um SCR pode suportar durante um curto espaço de tempo. O SCR é projetado para suportar alguns surtos, porém se houver a exposição excessiva a temperaturas altas, pode-se ter sequelas. Para evitar danos ao SCR, os valores nominais de corrente repetitiva e de surto nunca devem ser excedidos. A Tabela A.1 apresenta os valores nominais de porta importantes e a descrição de cada parâmetro. Quando os valores nominais máximos de porta são ultrapassados, o SCR pode ser danificado [39].

Tabela A.1 – Parâmetros de porta.

Símbolo	Parâmetro	Descrição
$I_{GM}$	Corrente máxima de acionamento de porta	Máxima corrente contínua de porta permitida para passar o dispositivo para o estado ligado.
$V_{GM}$	Tensão máxima de acionamento de porta	Máxima tensão contínua que pode ser aplicada a porta para possibilitar atingir a corrente máxima de disparo.
$V_{RGM}$	Tensão inversa de pico máxima na porta	Valor máximo de tensão contínua negativa que pode ser aplicado a porta sem danificar a junção GK.
$P_{GM}$	Dissipação máxima de potência na porta	Produto instantâneo máximo da corrente de porta pela tensão de porta que pode existir durante a polarização direta.
$P_{G(AV)}$	Dissipação de potência média na porta	Dissipação média de potência que a porta suporta durante a polarização direta.
$V_{GT}$	Tensão mínima de acionamento na porta	Tensão mínima contínua que deve ser aplicada a porta para acionar o SCR.
$I_{GT}$	Corrente mínima de acionamento na porta	Corrente contínua mínima necessária para levar o SCR ao estado ligado.

A folha de dados do SCR apresenta também gráficos como os apresentados na Figura A.4. O gráfico da Figura A.4 (a) apresenta uma curva que relaciona a dissipação de potência do SCR em função da corrente média no anodo, assim como a temperatura ambiente máxima. Quando o ângulo de condução é  $30^\circ$  e a corrente média de anodo é 5 A, a dissipação de potência no SCR é de aproximadamente 12 W em uma temperatura no ambiente de  $112^\circ\text{C}$ .

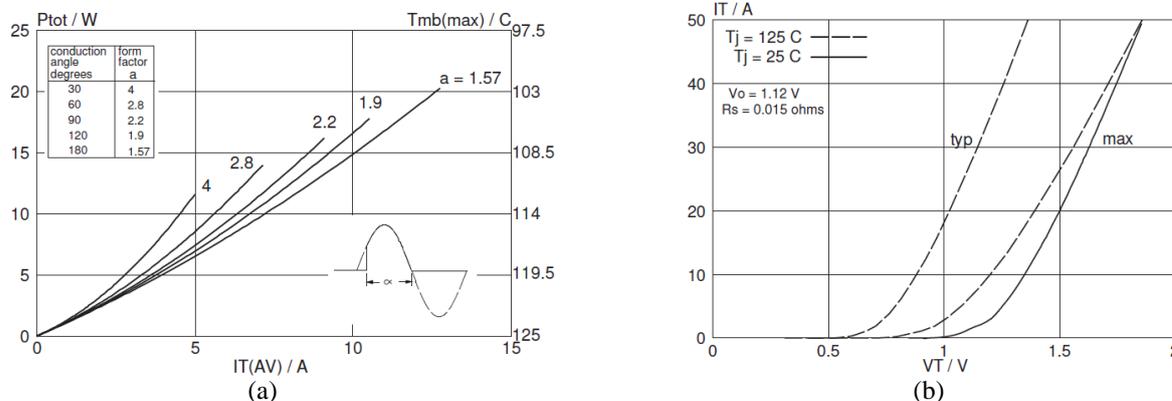


Figura A.4 – Características do SCR BT152: (a) Dissipação de potência x Corrente média no estado ligado, (b) Características de corrente e tensão anodo-catodo no estado ligado.

O gráfico da Figura A.4 (b) apresenta a queda de tensão anodo-catodo em função da corrente de anodo, por exemplo, quando a corrente é de 20 A, a queda de tensão é de 1 V podendo chegar a 1,5 V de acordo com a variação de temperatura da junção do SCR.

## APÊNDICE B – Programa para planta G

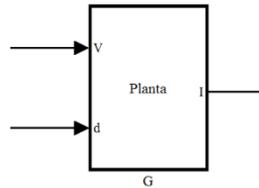


Figura B.1 – Bloco criado para planta G.

```

1: function I = G(V,d)
2:
3: RthQ = 60.0861;
4: VthQ = 6.7106;
5: IQ = 2.0019;
6: DQ = 235;
7: VQ = 127;
8: d = d + DQ;
9:
10: %----- Início conversão Dec To Bin -----
11:   dc = 1:8;
12:   dc(0)=0;           %
13:   dc(1)=0;           % Valor de d em
14:   dc(2)=0;           % Binário
15:   dc(3)=0;           %
16:   dc(4)=0;           %
17:   dc(5)=0;           % Valor de d em
18:   dc(6)=0;           % Binário
19:   dc(7)=0;           %
20:
21:   j = 0;              %
22:   Re = d;              %
23:   while Re >= 1        % Conversão de
24:       dc(j) = mod(Re,2); % decimal
25:       Re = fix(Re/2);  % para
26:       j = j + 1;      % binário
27:   end                  %
28:                       %
29:   if j<8               %
30:       j = j + 1;      %
31:       dc(j) = Re;     %
32:   end                  %
33:
34: %-- Cálculo da Resistencia Thevenin -----
35: Rs = 0.015;           %
36: Rr = 650000;          %
37: Vo = 1.12;           % Constantes de
38: R = 1:8;              %
39: R(0) = 3;            % entrada
40: R(1) = 6;            %
41: R(2) = 12;           %
42: R(3) = 24;           %
43: R(4) = 48;           %
44: R(5) = 96;           %
45: R(6) = 192;          %
46: R(7) = 384;          %
47:
48: %-- Cálculo da Resistencia e Tensão Thevenin ---
49: Rth = 0;              % Varlores iniciais
50: Vth = 0;              % de Rth e Vth
51:
52:   for i = 0:7
53:       Rth = Rth + ((dc(i)*(Rs*R(i)))/(Rs+R(i)))+((1-dc(i))*(Rr*R(i))/(Rr+R(i)));
54:       Vth = Vth + (dc(i)*R(i)*(Vo/(Rs+R(i))));
55:   end
56:
57: %-- Cálculo da Resistencia e Tensão Thevenin -----
58: Res = 0;
59: I = ((VQ+V)-Vth)/Rth;
60: Res = (VQ+V)/I;      % Resistencia vista pela fonte sob teste
61: I = I - IQ           % Corrente de entrada real já considerando
                       % Rth e Vth da carga eletrônica

```

Figura B.2 – Programa da função utilizada na planta G.

## APÊNDICE C – Valor eficaz da CA

### Sinal contínuo proporcional ao valor eficaz da CA

O valor médio de uma onda periódica de tensão, corrente e potência está relacionado com a componente contínua desta onda. O valor médio representa uma grandeza contínua que possui mesma área sob a curva que a onda periódica considerando o mesmo intervalo  $T$ . Este valor é representado graficamente como a área sob a curva dividida pelo período  $T$  como apresentado na Figura C.1 [42].

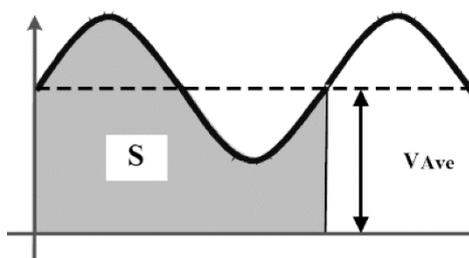


Figura C.1 – Área sob a curva para cálculo do valor médio [42].

O valor médio ( $V_{med}$ ) de uma onda periódica pode ser calculado aplicando (C.1) em que  $T = 1/f$ . O valor eficaz de uma função periódica é a raiz média quadrática da onda (C.2). Matematicamente, o valor eficaz de uma função discreta é a sua média quadrática, dada pela raiz quadrada do somatório dos quadrados dos valores dos eventos dividido pelo número de eventos como mostrado em (C.3).

$$V_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) dt \quad (C.1)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v^2(t) dt} \quad (C.2)$$

$$V_{ef_d} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^T (v_i)^2}{T}} \quad (C.3)$$

Um sinal de tensão senoidal pode ser definido através de uma tensão de pico ( $V_m$ ), o ângulo de fase e uma frequência  $f$ . A rede de alimentação residencial em Minas Gerais possui uma tensão de pico entre fase e neutro de 180 V e a frequência de 60 Hz. Esta tensão pode ser representada por (C.4), onde  $V_m = 180$  V e  $f = 60$  Hz.

$$v(t) = V_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (C.4)$$

Na rede senoidal alternada a sua tensão média é zero e a sua tensão eficaz é a tensão de pico dividida por raiz de dois. Para a tensão retificada de onda completa, a tensão média é 63,9 % da tensão de pico e a tensão eficaz é 70,7 % da tensão de pico como ilustrado na Figura C.2.

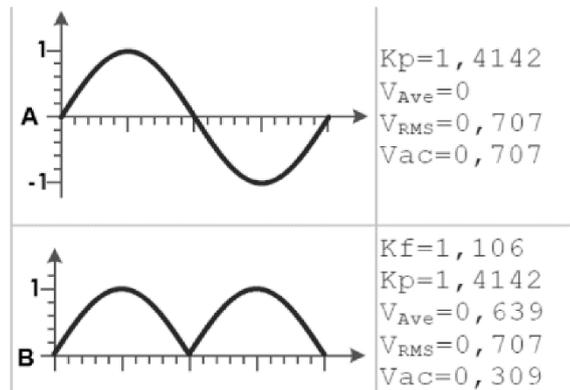


Figura C.2 – Valores de tensão média e RMS para tensão máxima de 1 V [42].

O valor eficaz de um sinal alternado senoidal pode ser obtido fazendo uma retificação de onda completa, filtrando esse sinal e amplificando por um fator 1,1107 [42]. A partir das equações de tensão eficaz e tensão média em (C.5) e (C.6), obtém-se em (C.7) a relação entre o valor eficaz de uma onda senoidal alternada e seu valor médio retificado em onda completa.

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (C.5)$$

$$|v(t)|_{Ave} = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \quad (C.6)$$

$$\frac{V_{rms}}{|v(t)|_{Ave}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot V_m} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11072 \quad (C.7)$$

## Modelagem no Simulink

Utilizando o software MATLAB foi desenvolvido o diagrama ilustrado na Figura C.3 (a). Este modelo calcula a média de 5 amostras do módulo de um sinal senoidal. A simulação foi realizada com o sinal de entrada senoidal com tensão de pico de 141,42 V e frequência de 60 Hz. O bloco atraso de transporte foi utilizado para gerar atrasos consecutivos de 1/5 do

período (1,66 ms) do sinal retificado. A Figura C.3 (b) ilustra os resultados da simulação com o módulo do sinal senoidal e o valor médio calculado através de média móvel.

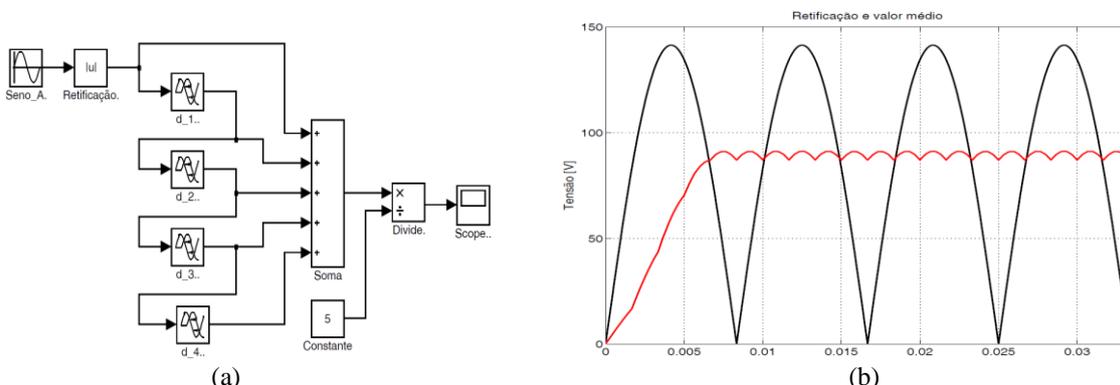


Figura C.3 – Curvas obtidas em simulação com cálculo do valor médio: (a) Diagrama de blocos Simulink, (b) Gráfico da retificação com o valor médio.

Os resultados ilustrados na Figura C.4 são de uma simulação realizada com uma tensão eficaz inicial de 100 V e um aumento na tensão de entrada de 50 V após 16,66 ms. Na parte superior dessa figura, a curva de tensão alternada é o sinal de tensão senoidal de entrada e o sinal contínuo é seu valor eficaz. Os sinais retificados são: o módulo do sinal alternado e os 4 sinais atrasados em 1/5 do período na parte central da figura. Os resultados também apresentam: o valor eficaz ideal como referência, o módulo do sinal senoidal, o valor médio de saída obtido através do cálculo de média móvel e a amostragem realizada a 600 Hz.

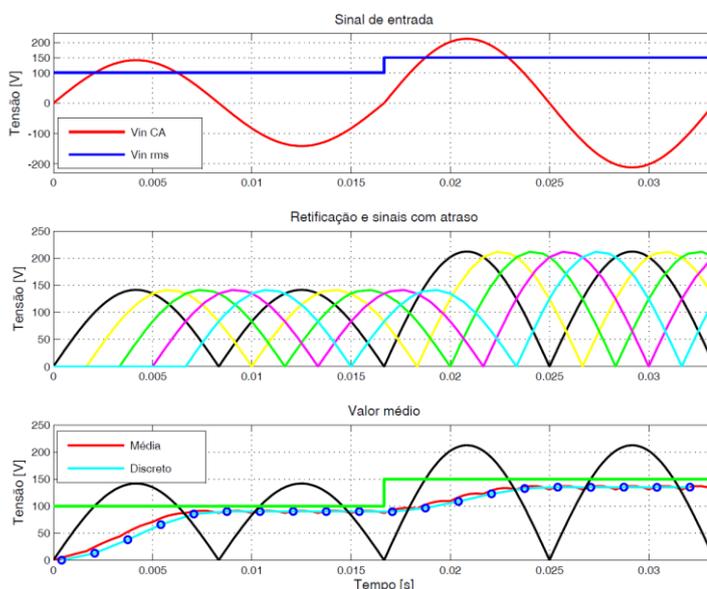


Figura C.4 – Resultados de simulação com tensão inicial de 100 V e aumento de 50 V.

O valor eficaz de um sinal senoidal retificado pode ser obtido amplificando o valor médio por um fator 1,1107. Foi inserido este ganho no diagrama de blocos desenvolvido no Simulink. Com este ganho, em 1 ciclo, o sinal de saída se estabiliza no valor eficaz. A Figura

C.5 apresenta o valor médio com o ganho e o sinal com amostragem a 600 Hz (cinco amostras por semiciclo).

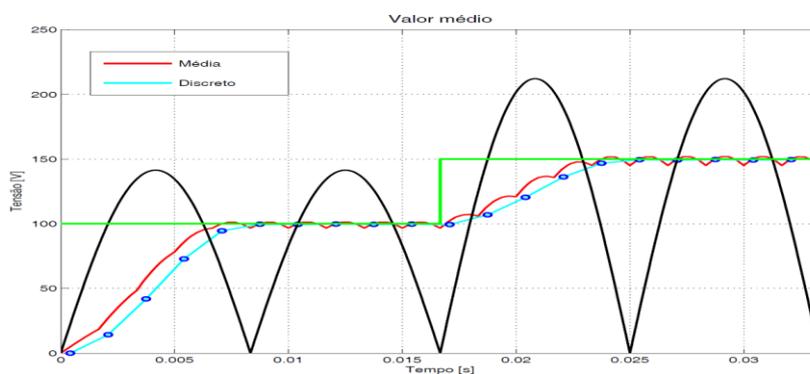


Figura C.5 – Resultados com tensão inicial de 100 V e degrau de +50 V.

Os resultados da simulação ilustrados na Figura C.6 apresentam o comportamento da tensão de saída para uma tensão inicial de entrada de 100 V e após 16,66 ms uma redução de 50 V. A média das cinco amostras possibilita identificar o valor da tensão eficaz.

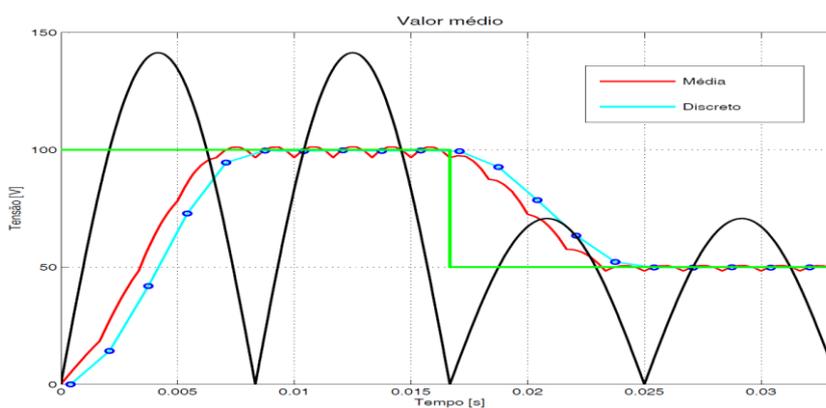


Figura C.6 – Simulação com tensão inicial de 100 V e degrau de -50 V.

## APÊNDICE D – Bloco RMS-DC

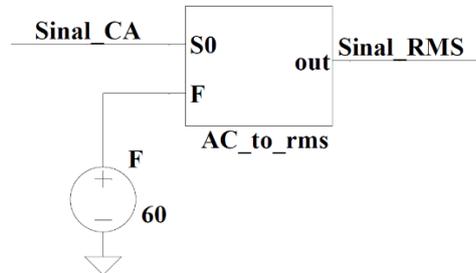


Figura D.1 – Bloco criado para calcular valor eficaz.

Entradas:

F -> Frequência Sinal CA  
S0 -> Sinal CA

S1 = delay(V(S0),((1/(V(F)\*2))/5)\*1)

S2 = delay(V(S0),((1/(V(F)\*2))/5)\*2)

S3 = delay(V(S0),((1/(V(F)\*2))/5)\*3)

S4 = delay(V(S0),((1/(V(F)\*2))/5)\*4)

S\_d0 = if(V(S0)<0,V(S0)\*-1,V(S0))

S\_d1 = if(V(S1)<0,V(S1)\*-1,V(S1))

S\_d2 = if(V(S2)<0,V(S2)\*-1,V(S2))

S\_d3 = if(V(S3)<0,V(S3)\*-1,V(S3))

S\_d4 = if(V(S4)<0,V(S4)\*-1,V(S4))

Saída:

out = ((V(S\_d0)+V(S\_d1)+V(S\_d2)+V(S\_d3)+V(S\_d4))/5)\*1.11072

Figura D.2 – Funções para as fontes de tensão de comportamento arbitrário.

## APÊNDICE E – Bloco conversor analógico-digital

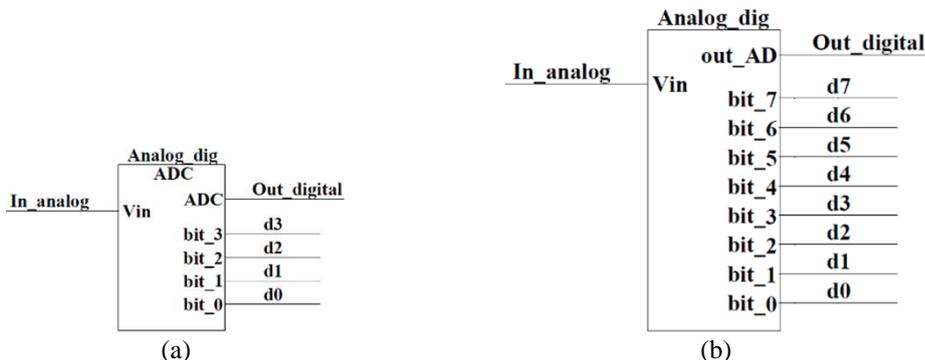


Figura E.1 – Bloco conversor analógico-digital: (a) Bloco conversor de 4 bits, (b) Bloco conversor de 8 bits.

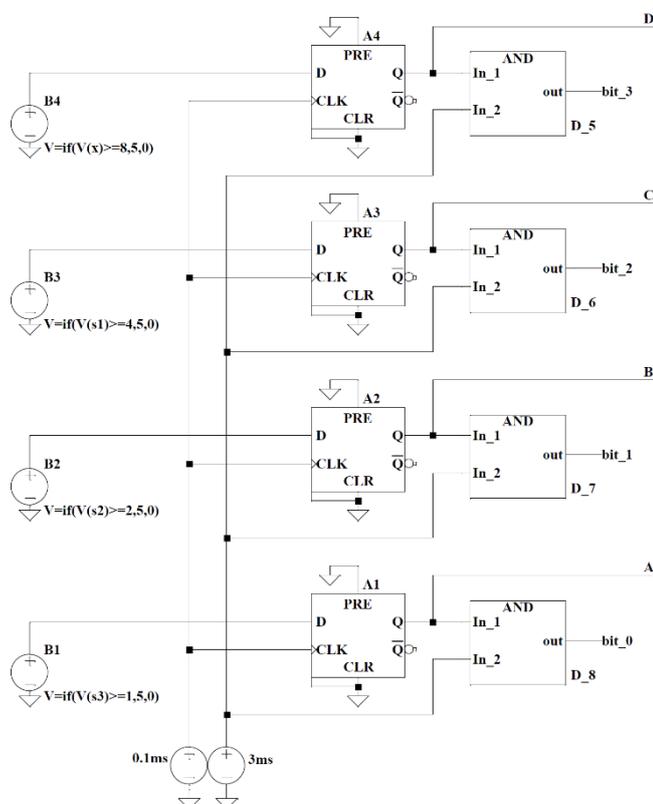


Figura E.2 – Diagrama elétrico do bloco conversor de 4 bits.

Entrada:

Vin -> Sinal In\_analog

```
in_V = if(round(1.5*V(Vin)+7.5)>14,14,round((1.5*V(Vin)+7.5)))
```

```
s1 = if(V(in_V)>=8,V(in_V)-8,V(in_V))
```

```
s2 = if(V(s1)>=4,V(s1)-4,V(s1))
```

```
s3 = if(V(s2)>=2,V(s2)-2,V(s2))
```

Saídas:

```
ADC = V(A)*1+V(B)*2+V(C)*4+V(D)*8
```

```
bit_3 -> Sinal d3
```

```
bit_2 -> Sinal d2
```

```
bit_1 -> Sinal d1
```

```
bit_0 -> Sinal d0
```

Figura E.3 – Funções para as fontes de tensão de comportamento arbitrário do conversor de 4 bits.

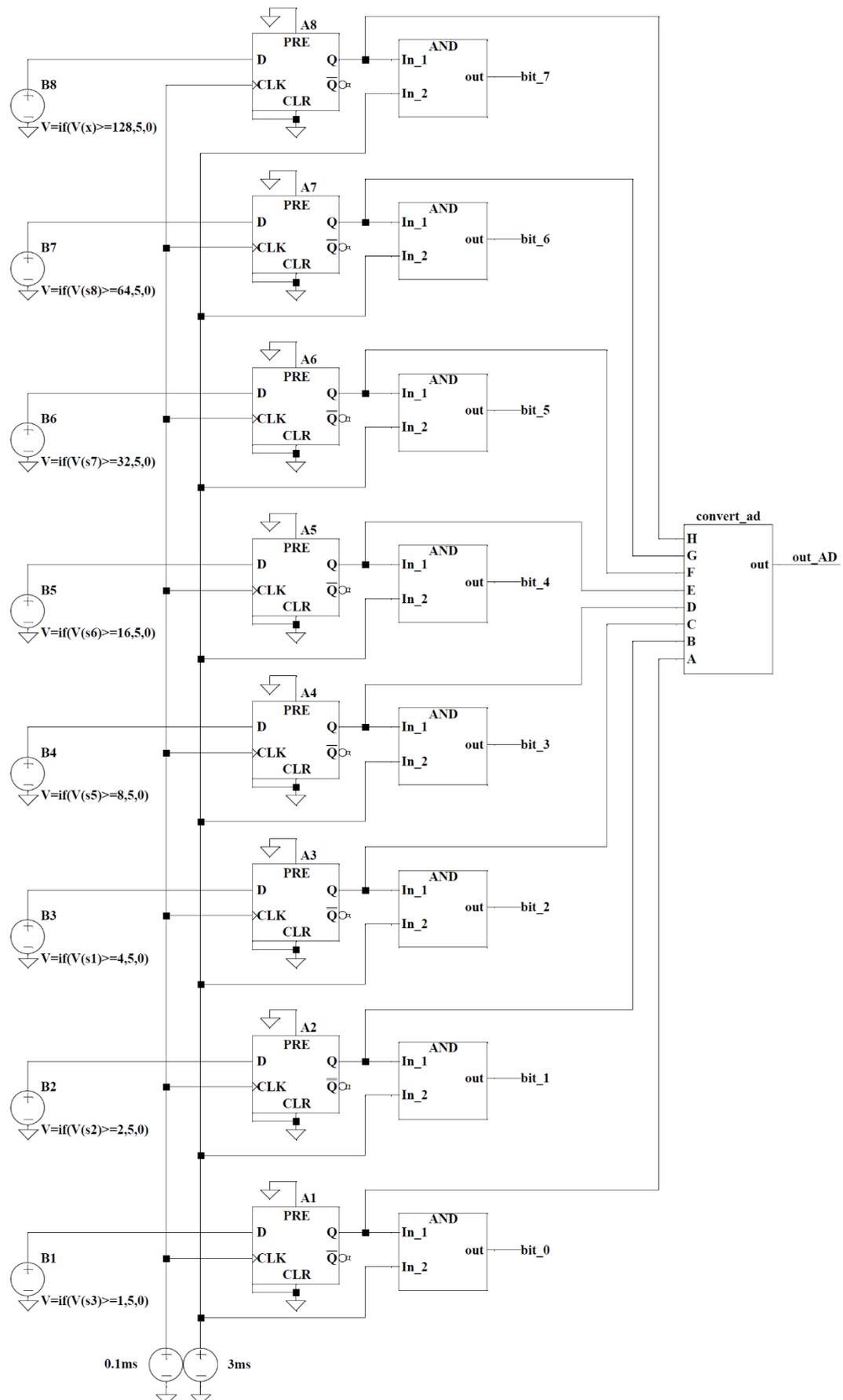


Figura E.4 – Diagrama elétrico do bloco conversor de 8 bits.

Entrada:

Vin -> Sinal In\_analog

```

in_V = if(round(25.5*V(Vin)+127.5)>245,245,round((25.5*V(Vin)+127.5)))
s1   = if(V(in_V)>=128,V(in_V)-128,V(in_V))
s2   = if(V(s1)>=64,V(s1)-64,V(s1))
s3   = if(V(s2)>=32,V(s2)-32,V(s2))
s4   = if(V(s3)>=16,V(s3)-16,V(s3))
s5   = if(V(s4)>=8,V(s4)-8,V(s4))
s6   = if(V(s5)>=4,V(s5)-4,V(s5))
s7   = if(V(s6)>=2,V(s6)-2,V(s6))

```

Saídas:

```

out_AD = V(A)*1+V(B)*2+V(C)*4+V(D)*8+V(E)*16+V(F)*32+V(G)*64+V(H)*128
bit_7  -> Sinal d7
bit_6  -> Sinal d6
bit_5  -> Sinal d5
bit_4  -> Sinal d4
bit_3  -> Sinal d3
bit_2  -> Sinal d2
bit_1  -> Sinal d1
bit_0  -> Sinal d0

```

Figura E.5 – Funções para as fontes de tensão de comportamento arbitrário do conversor de 8 bits.

# APÊNDICE F – Circuito eletrônico

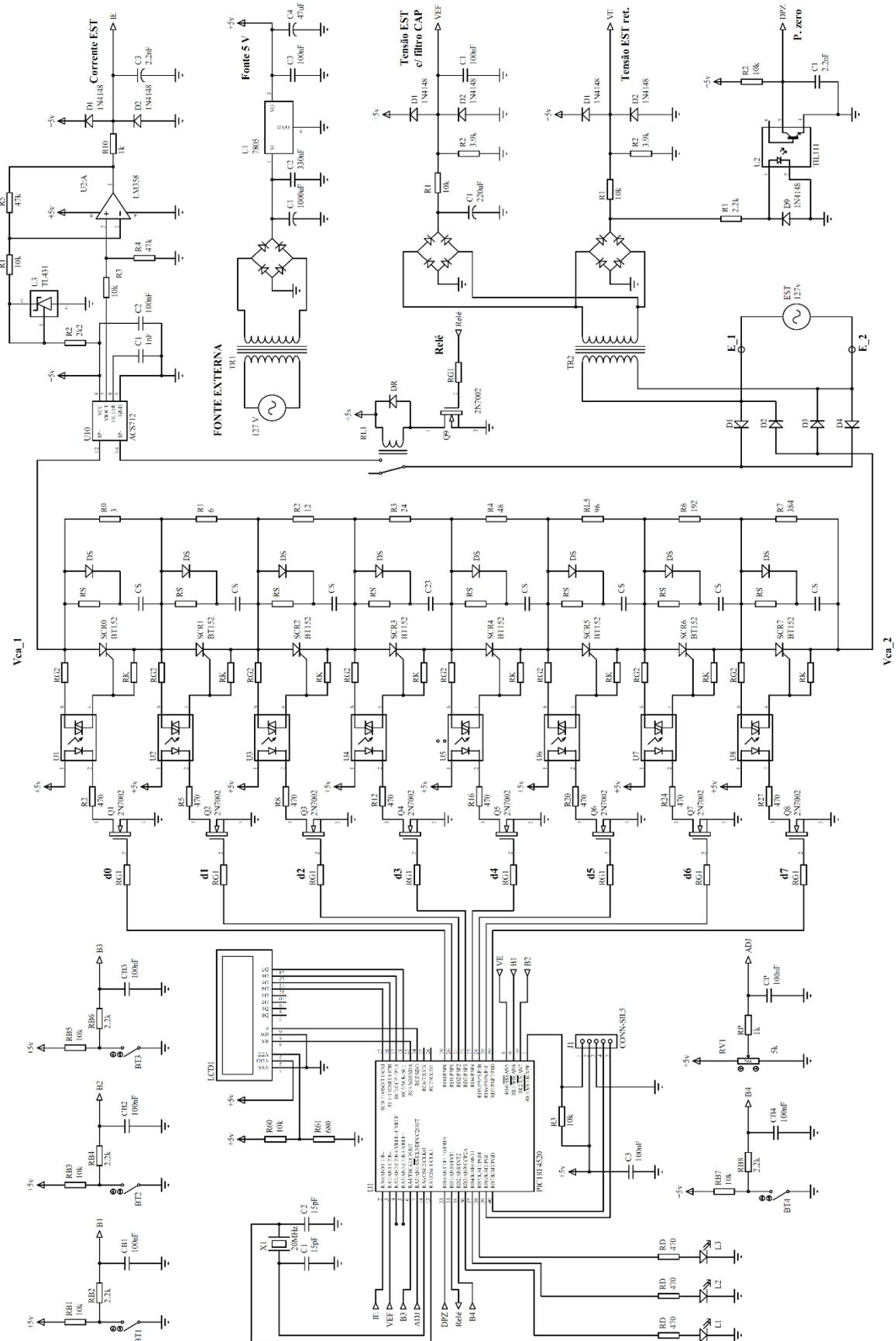


Figura F.1 – Diagrama eletrônico da carga resistiva série.

## APÊNDICE G – Placas Eletrônicas

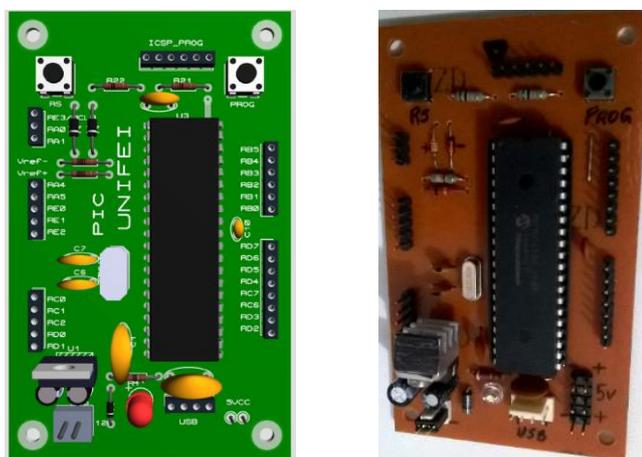


Figura G.1 – Placa de controle.

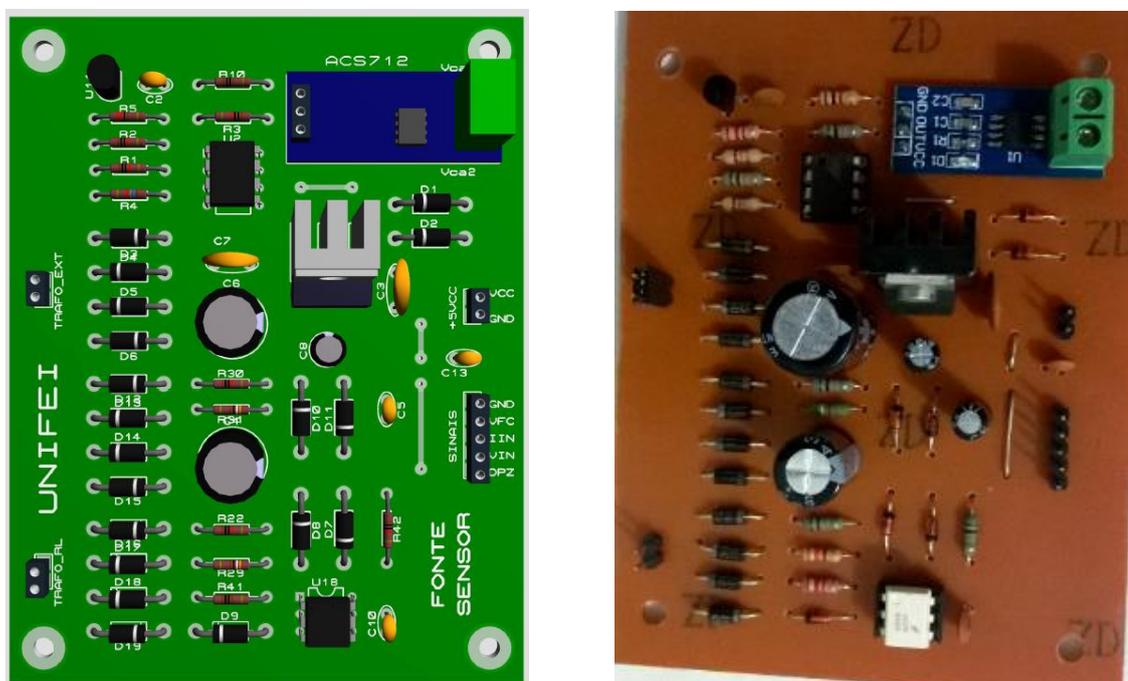


Figura G.2 – Placa condicionamento de sinal.

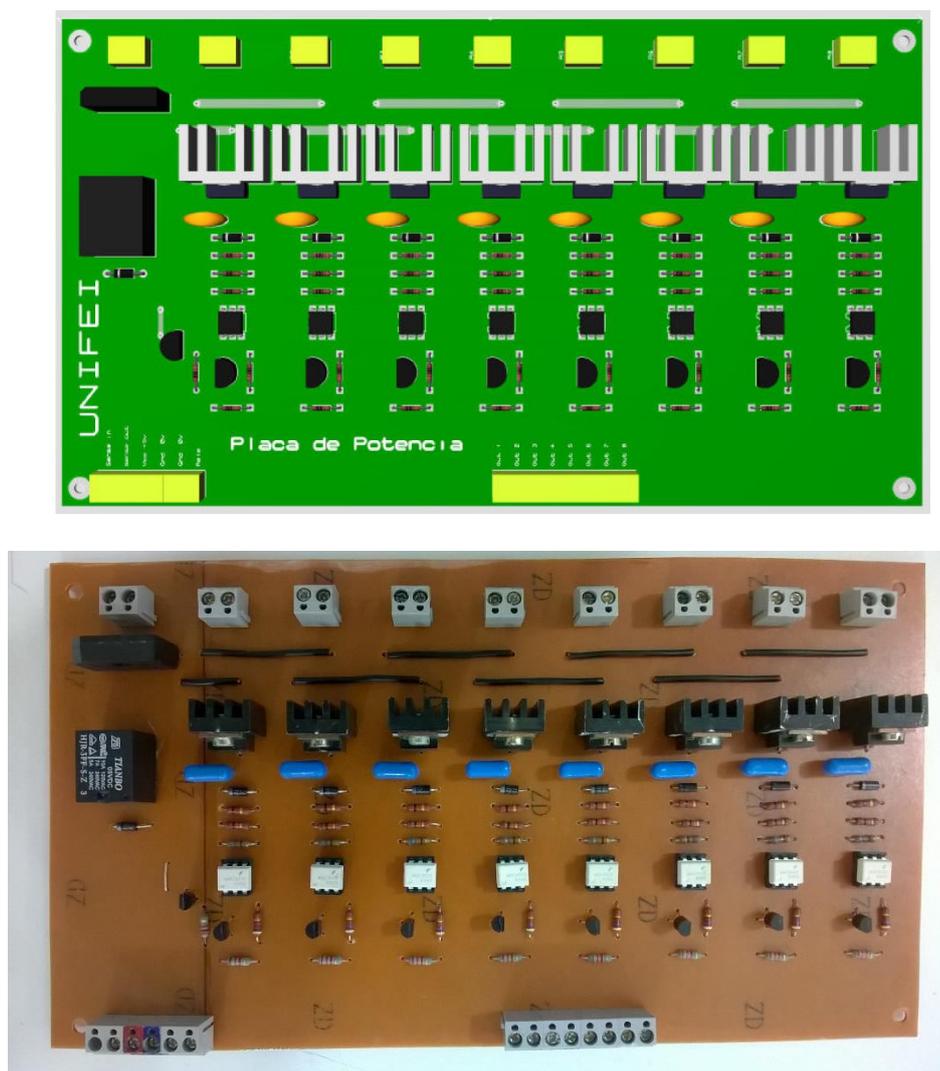


Figura G.3 – Placa de potência.

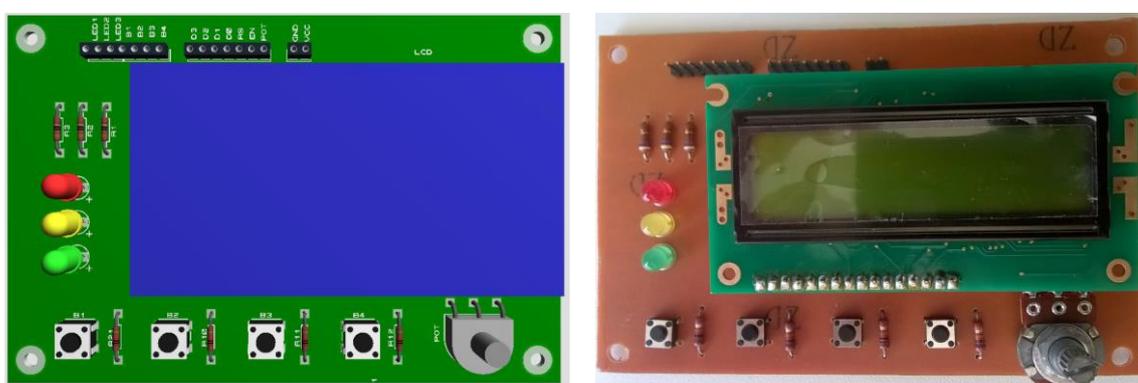


Figura G.4 – Placa de interface com o usuário (IHM).

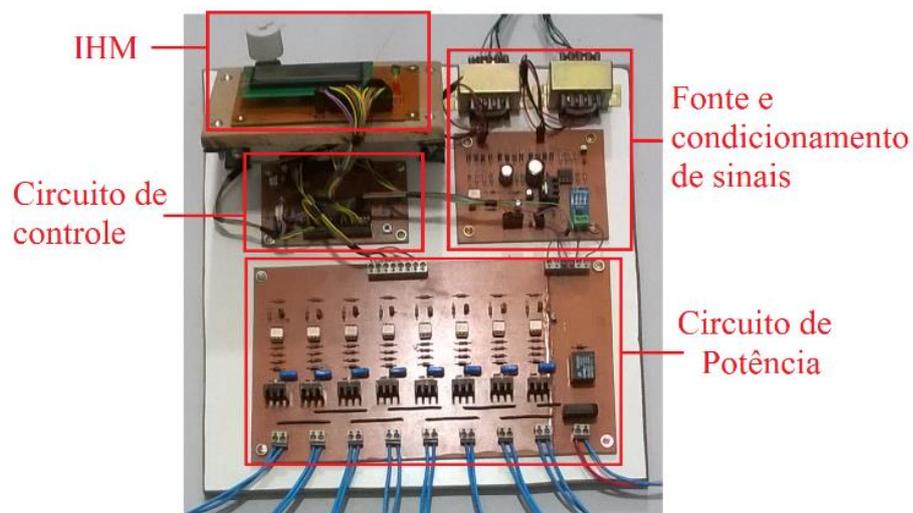


Figura G.5 – Montagem das placas eletrônicas.

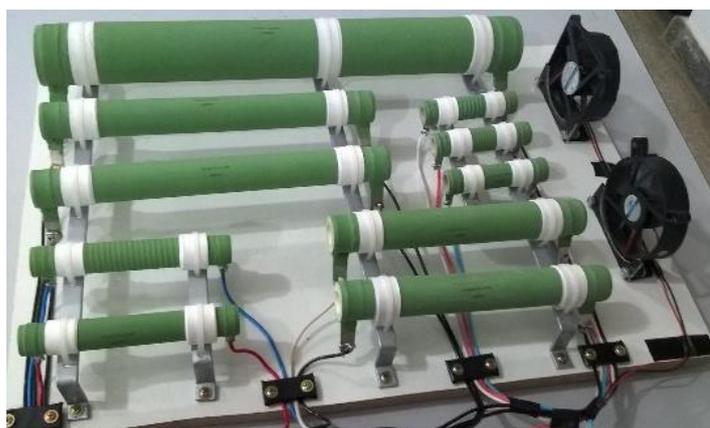


Figura G.6 – Montagem dos resistores de potência.

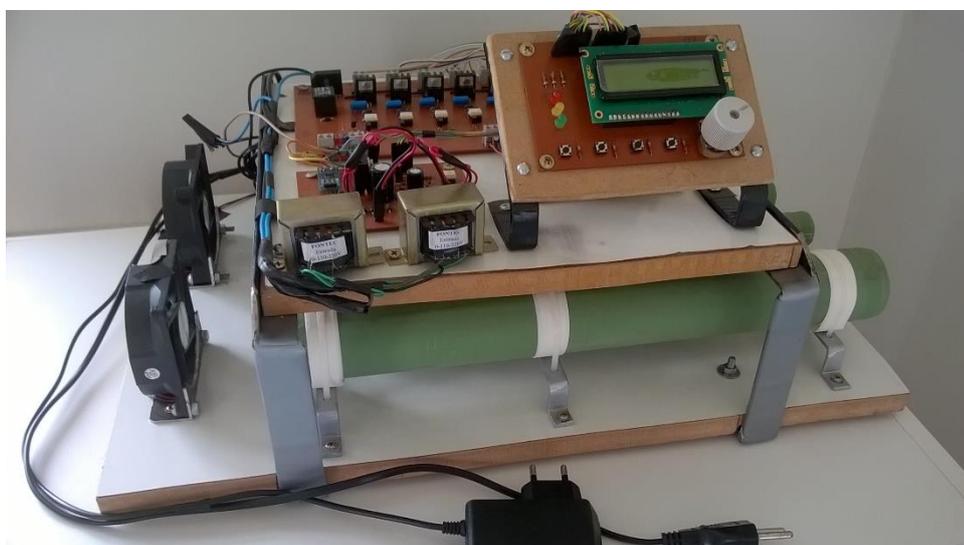


Figura G.7 – Protótipo de carga resistiva controlável.

## APÊNDICE H – Fluxogramas e Programas

### Botão B1 – liga/desliga a carga ao equipamento sob teste

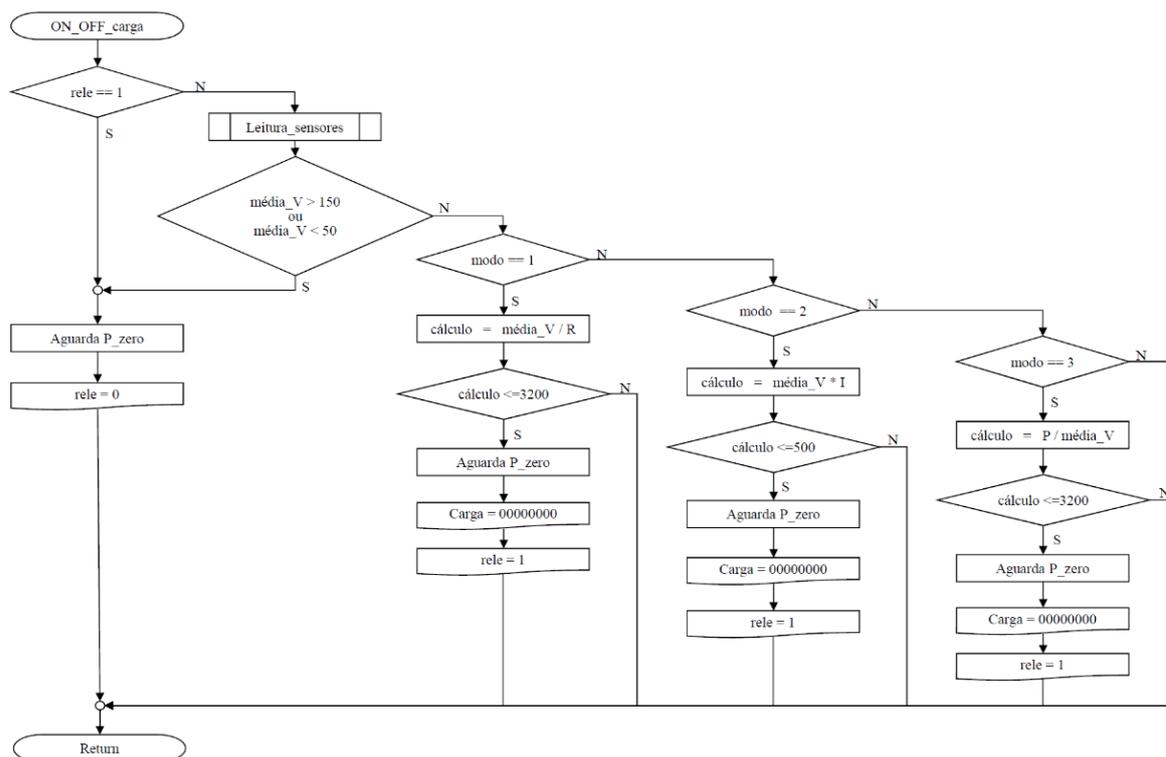


Figura H.1 – Fluxograma do botão B1 liga/desliga.

```

//-----AÇÃO B1-----
//
// Liga/Desliga Carga
if(B1_atv)
{
    if(rele==1)
    {
        P_zero = 0;
        temp[1] = 0;
        while((P_zero != 1)&&(temp[1]<20));
        carga_controle = 0;
        carga = 0;
        rele = 0;
    }
    else
    {
        if((media_V>150) || (media_V<50))
        {
            P_zero = 0;
            temp[1] = 0;
            while((P_zero != 1)&&(temp[1]<20));
            carga_controle = 0;
            carga = 0;
            rele = 0;
        }
        else
        {
            if(modo == 1)
            {
                calculo = ((media_V*100)/R)*10;
                if(calculo<=3200)
                {
                    P_zero = 0;
                    temp[1] = 0;
                    while((P_zero != 1)&&(temp[1]<20));
                    if(P_zero)
                    {
                        carga_controle = 0;
                        carga = 0;
                    }
                    rele = 1;
                }
            }
            if(modo == 2)
            {
                calculo = (media_V*(I/100))/10;
                if(calculo<=500)
                {
                    P_zero = 0;
                    temp[1] = 0;
                    while((P_zero != 1)&&(temp[1]<20));
                    if(P_zero)
                    {
                        carga_controle = 0;
                        carga = 0;
                    }
                    rele = 1;
                }
            }
            if(modo == 3)
            {
                calculo = ((P*100)/media_V)*10;
                if(calculo<=3200)
                {
                    P_zero = 0;
                    temp[1] = 0;
                    while((P_zero != 1)&&(temp[1]<20));
                    if(P_zero)
                    {
                        carga_controle = 0;
                        carga = 0;
                    }
                    rele = 1;
                }
            }
        }
    }
    while(B1_atv);
    delay_ms(200);
    ler = 0;
    while(Cont_ler != 3);
    led_2 = 0;
    degrau_SP = 0;
    temp[0] = 600;
    temp[4] = 0;
    atualiza = 1;
}

```

Figura H.2 – Programa do botão B1 liga/desliga.

### Botão B2 – Incrementa parâmetro de operação

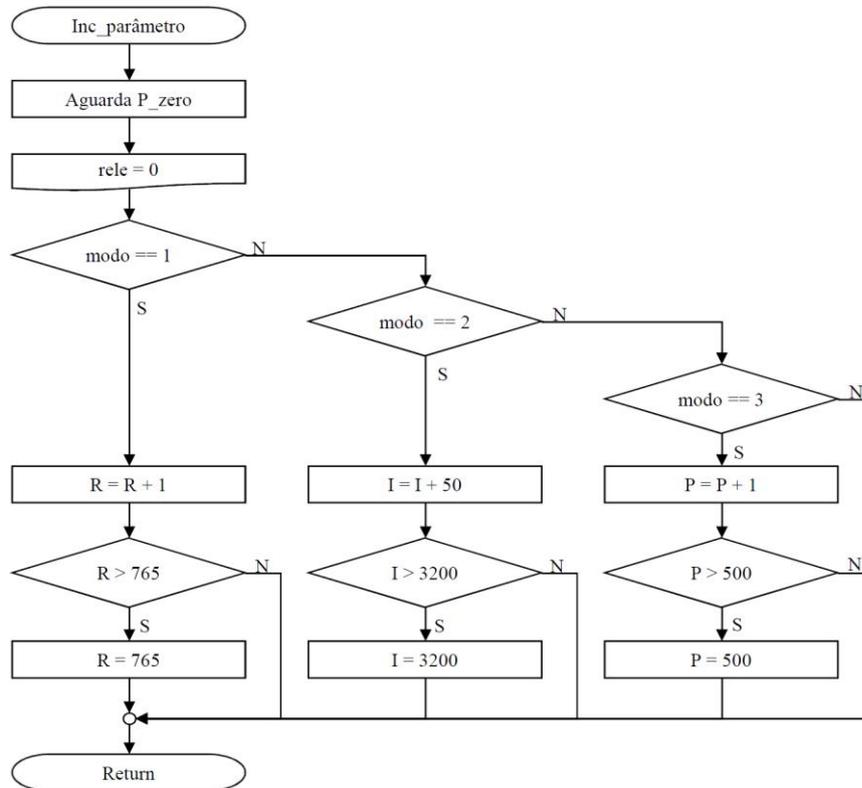


Figura H.3 – Fluxograma do botão B2 de incremento.

```

//-----AÇÃO B2-----
//
// Botão Incremento
if(B2_atv)
{
    P_zero = 0;
    temp[1] = 0;
    while((P_zero != 1) && (temp[1] < 20));
    carga_controle = 0;
    carga = 0;
    rele = 0;
    delay_ms(200);
    if(modo == 1)
    {
        R = R + 1;
        if(R > 765)
        {
            R = 765;
        }
    }
    if(modo == 2)
    {
        I = I + 50;
        if(I > 3200)
        {
            I = 3200;
        }
    }
    if(modo == 3)
    {
        P = P + 1;
        if(P > 500)
        {
            P = 500;
        }
    }
    ler = 0;
    while(Cont_ler != 3);
    atualiza = 1;
    temp[0] = 600;
}
}

```

Figura H.4 – Programa do botão B2 de incremento.

### Botão B3 – Decrementa parâmetro de operação

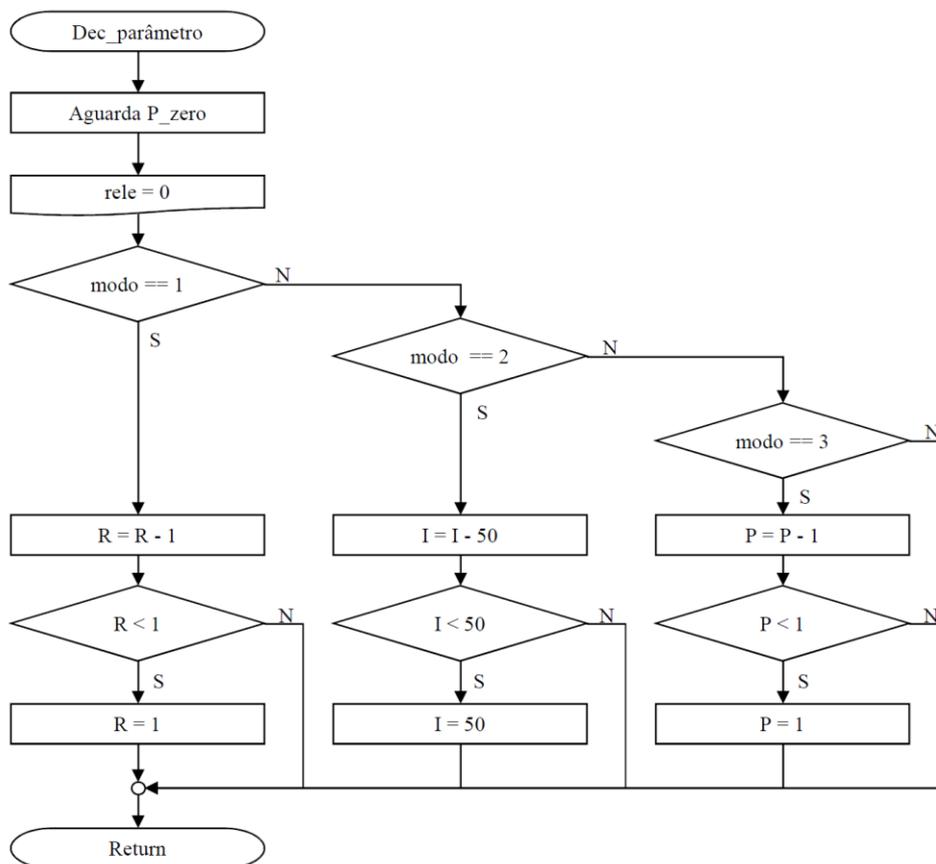


Figura H.5 – Fluxograma do botão B3 de decremento.

```

//-----AÇÃO B3-----
//
// Botão Decremento
if(B3_atv)
{
    P_zero = 0;
    temp[1] = 0;
    while((P_zero != 1) && (temp[1] < 20));
    carga_controle = 0;
    carga = 0;
    rele = 0;
    delay_ms(200);
    if(modo == 1)
    {
        R = R - 1;
        if(R < 1)
        {
            R = 1;
        }
    }
    if(modo == 2)
    {
        I = I - 50;
        if(I < 50)
        {
            I = 50;
        }
    }
    if(modo == 3)
    {
        P = P - 1;
        if(P < 1)
        {
            P = 1;
        }
    }
    ler = 0;
    while(Cont_ler != 3);
    temp[0] = 600;
    atualiza = 1;
}
}

```

Figura H.6 – Programa do botão B3 de decremento.

### Botão B4 – Seleção do modo de operação

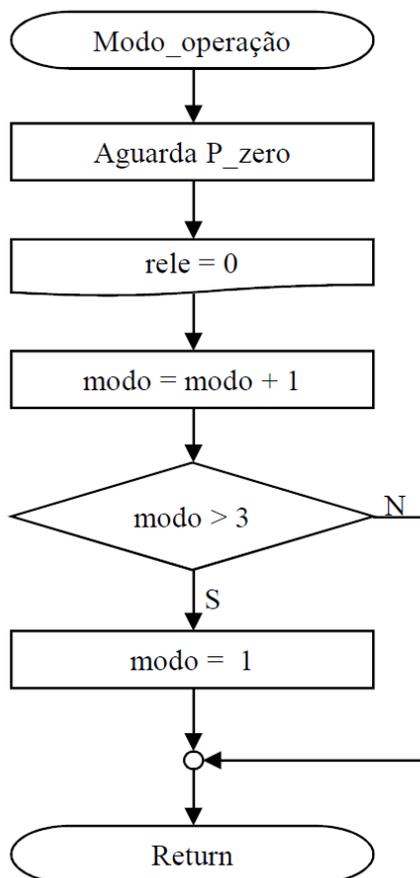


Figura H.7 – Fluxograma do botão B4 para seleção do modo de operação.

```

//-----AÇÃO B4-----
//
// Botão Modo de operação
if(B4_atv)
{
    P_zero = 0;
    temp[1] = 0;
    while((P_zero != 1) && (temp[1] < 20));
    carga_controle = 0;
    carga = 0;
    rele = 0;
    delay_ms(250);
    modo++;
    if(modo > 3)
    {
        modo = 1;
    }
    ler = 0;
    I = 200;
    P = 20;
    R = 201;
    while(Cont_ler != 3);
    temp[0] = 600;
    atualiza = 1;
    led_2 = 0;
}
}

```

Figura H.8 – Programa do botão B4 para seleção do modo de operação.

## Função para atualizar o LCD

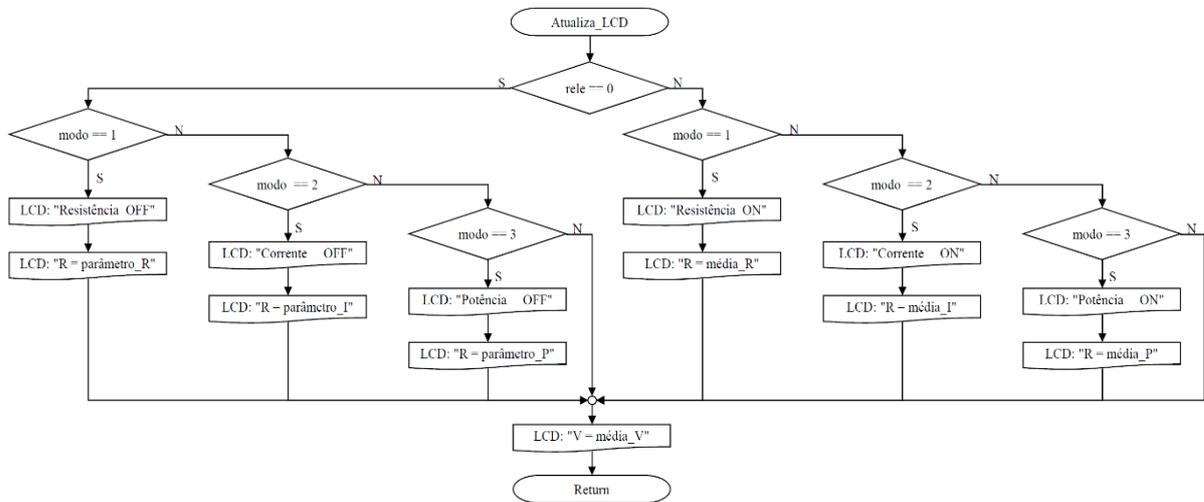


Figura H.9 – Fluxograma de atualização do LCD.

```

//-----ATUALIZAR LCD-----
if(((temp[0]>=500)&&(Cont_ler==3)&&1)|| (atualiza==1))
{
    atualiza = 0;
    ler = 0;
    temp[0] = 0;
    if(rele == 0)
    {
        if(modos == 1)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Resistencia OFF");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("R=");
            norm_lcd(R);
            itoa(R,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("r ");
        }
        if(modos == 2)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Corrente OFF");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("I=");
            norm_lcd(I);
            itoa(I,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("ma ");
        }
        if(modos == 3)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Potencia OFF");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("P=");
            norm_lcd(P);
            itoa(P,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("w ");
        }
    }
    else
    {
        if(modos == 1)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Resistencia ON");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("R=");
            norm_lcd(media_R);
            itoa(media_R,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("r ");
        }
        if(modos == 2)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Corrente ON");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("I=");
            norm_lcd(media_I);
            itoa(media_I,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("ma ");
        }
        if(modos == 3)
        {
            pos_lcd(1,1);
            puts_lcd("Potencia ON");
            pos_lcd(1,2);
            puts_lcd("P=");
            norm_lcd(media_P);
            itoa(media_P,v);
            putv_lcd(v);
            puts_lcd("w ");
        }
    }
    pos_lcd(10,2);
    puts_lcd("V=");
    norm_lcd(media_V);
    itoa(media_V,v);
    putv_lcd(v);
    puts_lcd("v ");
    P_zero = 0;
    temp[0] = 0;
    ler = 0;
}
  
```

Figura H.10 – Programa para atualização de mensagens no LCD.

### Função de leitura dos sensores

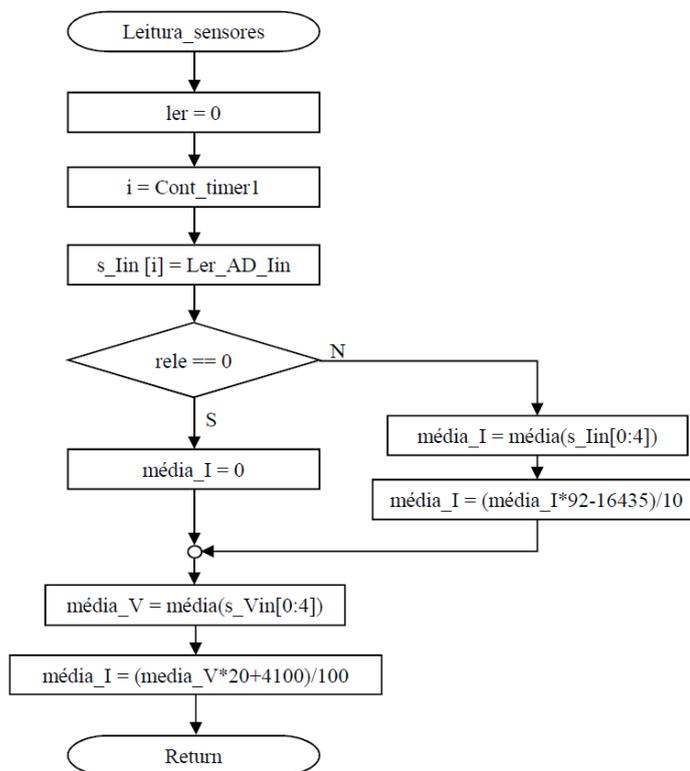


Figura H.11 – Fluxograma da leitura de sensores.

```

//-----LEITURA DE SENSORES-----
if(ler == 1)
{
    calculo = 1;
    ler = 0;
    i = Cont_ler-1;
    s_Iin[i] = ler_ADC(0); //corrente
    s_Vin[i] = ler_ADC(1); //tensão CA retificada
    if(rele == 0)
    {
        media_I = 0;
        calculo = 0;
    }
    else
    {
        media_I = (s_Iin[0]+s_Iin[1]+s_Iin[2]+s_Iin[3]+s_Iin[4])/5;
        if(media_I<185)
        {
            media_I = 185;
        }
        media_I = (media_I*9-1643);
    }
    media_V = (s_Vin[0]+s_Vin[1]+s_Vin[2]+s_Vin[3]+s_Vin[4])/5;
    advin = media_V;
    media_V = (media_V*20+4100)/100;
    if(media_V < 42)
    {
        media_V = 0;
        calculo = 0;
    }
    if(calculo == 0)
    {
        media_P = 0;
        media_R = 0;
    }
    else
    {
        calculo = media_I/10;
        media_P = (media_V*calculo)/100;
        media_R = (media_V*100)/calculo;
    }
    ler = 0;
}

```

Figura H.12 – Programa da leitura de sensores.

## Ação de controle

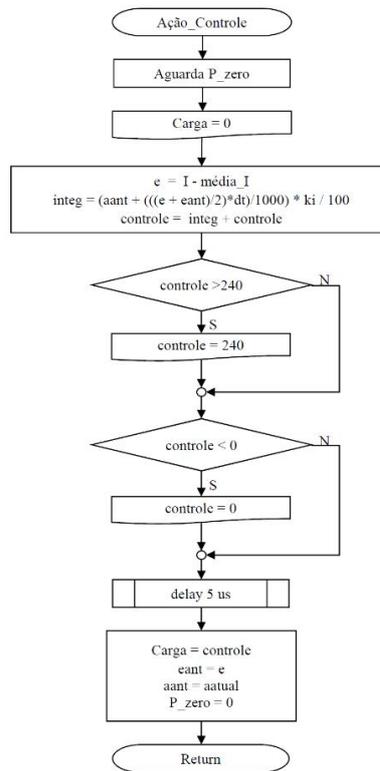


Figura H.13 – Fluxograma da ação de controle.

```

//-----CONTROLE -----
if(rele == 1)
{
    if(modo==1)
    {
        I = ((media_V*100)/R)*10;
    }
    if(modo==3)
    {
        I = ((P*100)/media_V)*10;
    }
    if((P_zero == 1)&&(atuar == 1))
    {
        led_2 = 1;
        carga = 0;
        P_zero = 0;
        e = I - media_I;
        aactual = ((e + eant) / 2) * dt)/1000;
        aactual = aactual + aant;
        integ = (aactual * ki)/100;
        carga_controle = carga_controle + integ;
        if(carga_controle > 240){ carga_controle = 240;}
        if(carga_controle < 0) { carga_controle = 0; }
        delay_us(300);
        carga = carga_controle;
        eant = e;
        aant = aactual;
        P_zero = 0;
        ler = 0;
    }
    else
    {
        if((P_zero == 1)&&(atuar != 1))
        {
            carga = 0;
            P_zero = 0;
            if(PORTBbits.RB0 == 1)
            {
                delay_us(400);
                carga = carga_controle;
                ler = 0;
                P_zero = 0;
            }
        }
    }
}
}
}
}

```

Figura H.14 – Programa da ação de controle.

### Interrupções - Temporizadores

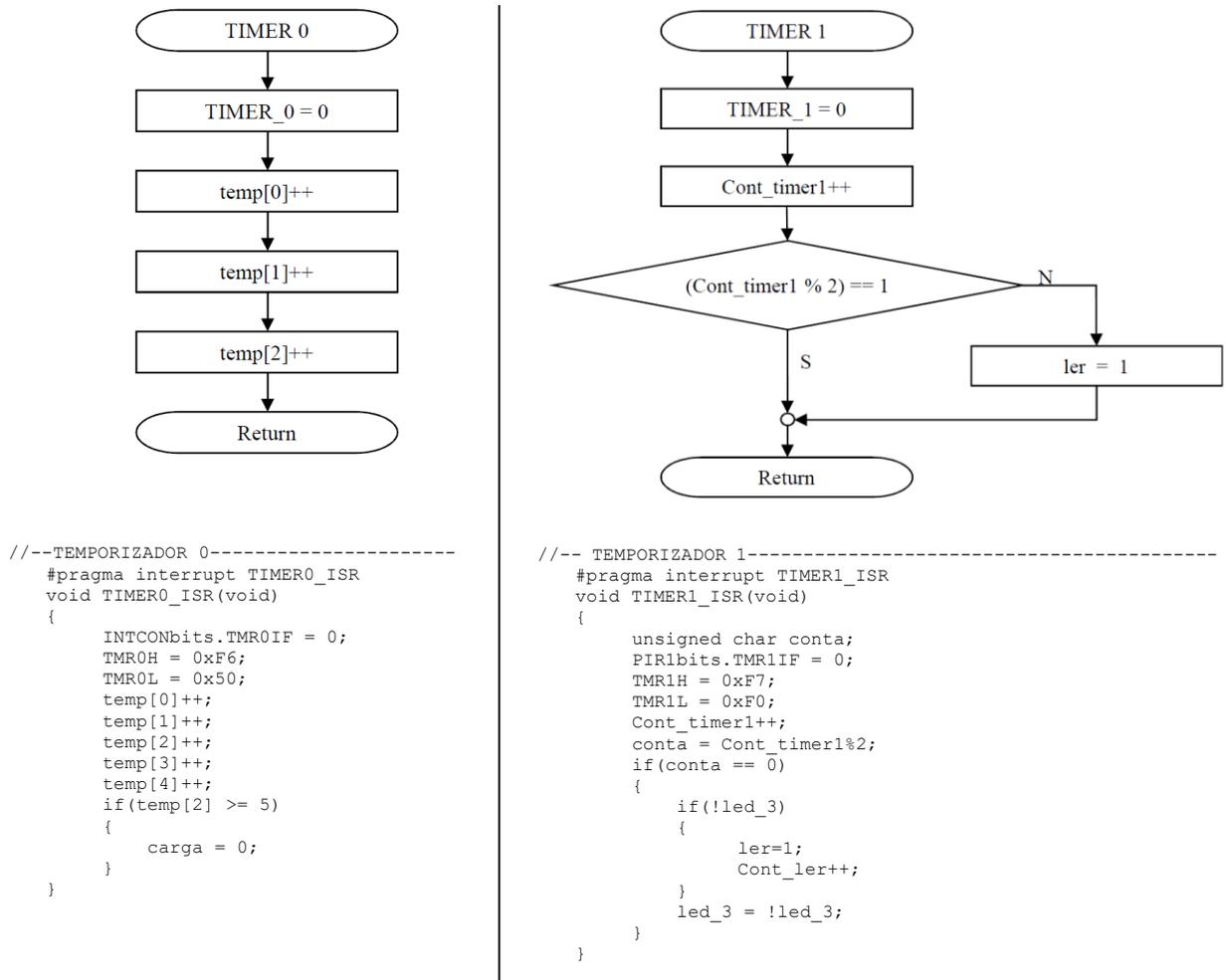


Figura H.15 – Fluxogramas e programas para os temporizadores 0 e 1.

### Interrupção – Detector de passagem por zero

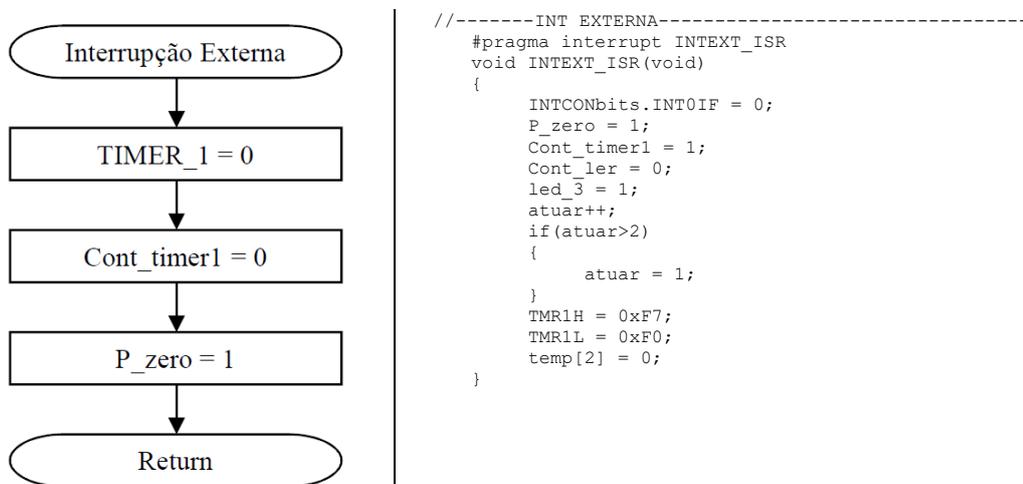


Figura H.16 – Fluxograma e programa para interrupção externa.