



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA

**ENSAIOS DE CONVERSORES CA/CC E CC/CA ACOPLADOS
A UMA PLACA DE CONTROLE GENÉRICA PARA OS MÓDULOS
DO LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**

Campina Grande, Paraíba.

Fevereiro de 2012

ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA

ENSAIOS DE CONVERSORES CA/CC E CC/CA ACOPLADOS
A UMA PLACA DE CONTROLE GENÉRICA PARA OS MÓDULOS
DO LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Relatório de Estágio Supervisionado
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande como parte
dos requisitos necessários para obtenção
do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica Industrial

Orientador:

Prof. Dr. Alexandre Cunha Oliveira

Campina Grande, Paraíba.

Fevereiro de 2012

ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA

ENSAIOS DE CONVERSORES CA/CC E CC/CA ACOPLADOS
A UMA PLACA DE CONTROLE GENÉRICA PARA OS MÓDULOS
DO LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Relatório de Estágio Supervisionado
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande como parte
dos requisitos necessários para obtenção
do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica Industrial

Aprovado em / /

Professor Avaliador

Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Sc.

Universidade Federal de Campina Grande
Orientador

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Erro relativo entre os valores ideais e medidos dos tempos de disparo para $\alpha = 30,4^\circ$, $\alpha = 90^\circ$ e $\alpha = 149,6^\circ$	25
---	----

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Conversor CA/CC genérico.....	4
Figura 2: Topologias de retificadores conhecidas - (a) retificador monofásico não controlado de meia-onda, (b) retificador monofásico não controlado de onda completa e (c) retificador trifásico não controlado com fonte conectada em Y.....	4
Figura 3: Topologias de retificadores conhecidas - (a) ponte monofásica semi-controlada simétrica, (b) ponte monofásica semi-controlada assimétrica e (c) ponte trifásica semi-controlada com fonte conectada em Y.....	5
Figura 4: Conversor CC/CA genérico.....	7
Figura 5: Topologias de inversores conhecidas - (a) inversor monofásico em meia ponte, (b) inversor monofásico em ponte completa e (c) inversor trifásico em ponte alimentando uma carga em Y.....	7
Figura 6: Formação dos pulsos a partir de uma onda senoidal de referência por <i>PWM</i>	8
Figura 7: Foto da placa de IHM.....	11
Figura 8: Esquemático da placa – Circuito do microcontrolador.....	11
Figura 9: Esquemático da placa – Circuito do <i>driver</i> de gatilho de Tiristor e do <i>driver</i> de gatilho de <i>IGBT</i>	12
Figura 10: Sinal com múltiplas passagens por zero.....	13
Figura 11: Conceito de histerese.....	13
Figura 12: Esquema de um conversor D/A R-2R.....	15
Figura 13: Fluxograma da rotina de atraso dos botões.....	16
Figura 14: Mapa de estados para a utilização da placa de IHM.....	17
Figura 15: Fluxograma principal do programa do retificador.....	18
Figura 16: Fluxograma de configuração dos ângulos de disparo.....	19
Figura 17: Fluxograma de configuração do <i>PWM</i>	21
Figura 18: Retificador monofásico controlado em meia onda.....	22
Figura 19: Tensão de alimentação (cor amarela) regulada em (a) 22 V, (b) 24 V, (c) 30 V, e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 0^\circ$	23
Figura 20: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 30,4^\circ$	24
Figura 21: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 90^\circ$	24
Figura 22: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 149,6^\circ$	25
Figura 23: Inversor monofásico em meia ponte.....	26
Figura 24: <i>Dead-time</i> entre os pulsos <i>PWM</i>	26
Figura 25: Tensão no resistor para (a) MF = 11 e (b) o conteúdo harmônico do sinal.....	27
Figura 26: Tensão no resistor para (a) MF = 21 e (b) o conteúdo harmônico do sinal.....	28
Figura 27: Tensão no resistor para (a) MF = 63 e (b) o conteúdo harmônico do sinal.....	28

SUMÁRIO

1	Introdução	1
2	Revisão da literatura.....	3
2.1	Conversor CA/CC	3
2.2	Conversor CC/CA	6
3	Descrição do projeto.....	10
3.1	Circuitos da placa de controle	10
3.2	Configuração da placa de IHM	15
3.3	<i>Software</i> do conversor CA/CC.....	17
3.4	<i>Software</i> do conversor CC/CA.....	20
4	Análise dos resultados.....	22
4.1	Retificador monofásico em meia onda.....	22
4.2	Inversor monofásico em meia ponte	26
5	Conclusão.....	29
	Bibliografia	30

1 INTRODUÇÃO

Os recursos didáticos disponíveis no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP) apresentam sinais de desgaste em virtude do seu longo tempo de uso. Ademais, os recursos disponíveis permitem a implementação real apenas de conversores CA/CC controlados e não controlados. O estudo dos demais conversores é realizado por meio de simulações. Por causa desses fatores, foi desenvolvida uma ação de construir módulos didáticos para atender a demanda do laboratório. Nesta ação, serão desenvolvidos novos módulos didáticos para os conversores CA/CC, como também, para os conversores CC/CC (especificamente, os conversores Buck, Boost e Buck-Boost) e CC/CA. Estes módulos são parte de um trabalho de modernização que está sendo realizado no LEP.

Os módulos didáticos sendo desenvolvidos são constituídos por uma placa de interface homem máquina (IHM), uma placa de controle e uma placa de potência. Por meio da placa de IHM, os alunos poderão ter acesso e realizar as configurações necessárias para comandar as chaves que se encontram montadas na placa de potência. Para cada tipo de conversor, existe uma placa de potência.

Quanto à placa de controle, essa foi desenvolvida pelo aluno Pierre Camilo de Sousa Soares [1] durante seu estágio supervisionado no curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). O mesmo desenvolveu uma placa de controle genérica para o controle de todos os conversores mencionados, como também, implementou programas embarcados em um microcontrolador para o comando dos conversores CA/CC e CC/CC. O programa para o comando do conversor CC/CA foi implementado pelo aluno Bruno Emmanuel de Oliveira Barros Luna [2], também durante o estágio supervisionado no curso de Engenharia Elétrica.

Neste trabalho, tem-se como principal objetivo testar a placa de controle genérica acoplada às placas de potência dos conversores CA/CC e CC/CA, para validar o seu funcionamento. Também é um objetivo implementar melhorias para o acoplamento entre as placas de controle e de potência. Para isso, será realizada, inicialmente, uma revisão dos projetos das referidas placas e respectivas rotinas de controle já desenvolvidas. Na sequência deste relatório serão descritos os circuitos que compõem a placa de controle genérica. Também, será abordado o funcionamento da

IHM que opera em conjunto com os *softwares* responsáveis por controlar os conversores CA/CC e CC/CA. Finalizando, serão analisados os resultados obtidos dos experimentos realizados usando os módulos. Sugestões de melhorias e análise dos resultados são apresentadas ao fim do relatório.

Ao fim deste trabalho, espera-se disponibilizar uma unidade de controle digital para os conversores CA/CC e CC/CA com um conjunto de recursos que os tornem úteis ao ensino de eletrônica de potência em termos práticos, através dos experimentos desenvolvidos no Laboratório de Eletrônica de Potência.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Os conversores estáticos são estruturas que utilizam chaves semicondutoras, que permitem a transferência de energia entre uma fonte e uma carga. O controle do fluxo de energia entre fonte e carga é realizado através do controle do tempo de condução/bloqueio de uma chave ou conjunto de chaves de potência, a depender do tipo de conversor sendo utilizado. Dessa forma é possível reproduzir uma função de conversão desejada. O fluxo de energia de um conversor pode ser reversível, dependendo do tipo de fonte, carga e interruptor utilizado. Em outras palavras, a comutação das chaves de um conversor resulta em um fluxo descontínuo de energia através dos dispositivos. Em algumas situações, é necessário o armazenamento temporário de energia ou filtragem para tornar o fluxo global de potência suave o suficiente, para que o mesmo não provoque perturbações nem na fonte e nem na carga, além de não provocar estresses sobre as chaves eletrônicas de potência [3]. A seguir serão apresentadas algumas topologias conhecidas de conversores CA/CC e CC/CA, conjuntamente com o modo de operação dos mesmos.

2.1 CONVERSOR CA/CC

A transformação de tensão/corrente alternada, CA, em tensão/corrente contínua, CC, é indispensável nos equipamentos eletrônicos, tal como em carregadores de bateria e na alimentação de praticamente todos os circuitos eletrônicos. Outras aplicações também requerem tensão/corrente contínua, como os processos eletrolíticos industriais e acionamento de motores de alto conjugado de partida (utilizados em tração elétrica e controles industriais) [4]. Os circuitos responsáveis por esta transformação de tensão/corrente alternada em tensão/corrente contínua são denominados, genericamente, de conversores CA/CC, Figura 1. A conversão CA/CC, também, pode ser realizada a partir de um acoplamento motor-gerador, em que o motor de corrente alternada move um gerador de corrente contínua. Este tipo de conversão apresenta baixo rendimento quando comparado à conversão usando chaves eletrônicas semicondutoras [4].

Os retificadores podem ser caracterizados quanto à capacidade de ajustar o valor de tensão de saída – controlados e não controlados; quanto ao número de fases da tensão alternada de entrada – monofásico, bifásico, trifásico etc.; quanto ao tipo de conexão dos elementos retificadores – meia ponte, ponte completa ou associações desses dois tipos de conversores.

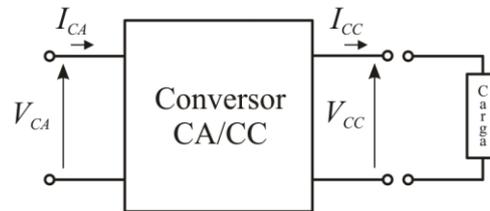


Figura 1: Conversor CA/CC genérico.

Os retificadores não controlados utilizam diodos (disparo e bloqueio espontâneos) como elementos retificadores. A Figura 2 ilustra três topologias de retificadores não controlados.

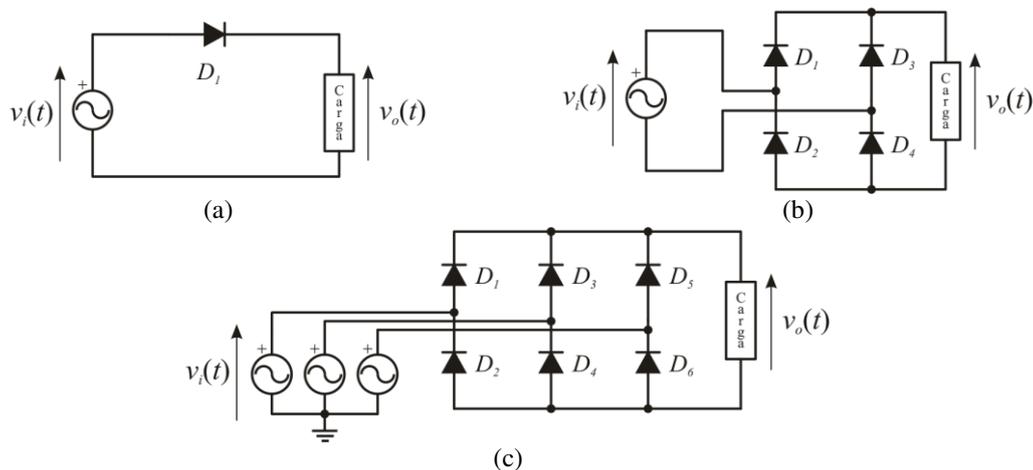


Figura 2: Topologias de retificadores conhecidas - (a) retificador monofásico não controlado de meia-onda, (b) retificador monofásico não controlado de onda completa e (c) retificador trifásico não controlado com fonte conectada em Y.

Vale salientar que a topologia em meia onda não é muito utilizada, principalmente, porque a corrente média da entrada apresenta um nível médio diferente de zero. Este nível contínuo pode levar elementos magnéticos presentes no sistema – indutores e transformadores – à saturação, prejudicando a operação correta do circuito. Topologias em ponte completa absorvem uma corrente média nula da rede [5].

Os retificadores controlados utilizam tiristores ou transistores como elementos retificadores. Dentre os tiristores, destaca-se o *SCR* (do inglês *Silicon Controlled Rectifier*). Nos conversores CA/CC implementados com tiristores o controle da tensão de saída do conversor é realizado a partir do controle do ângulo de disparo dos tiristores, cuja referência de fase é o próprio sinal senoidal da fonte de alimentação do conversor.

Uma vez definido o ângulo de disparo de um dos tiristores do conversor, seu disparo é realizado através da aplicação de um pulso de curta duração no terminal de gatilho do tiristor. Para entrar em condução, o tiristor deve conduzir uma corrente suficiente, cujo valor mínimo é denominado de corrente de *latching* (ou corrente de retenção). O bloqueio ocorre de forma espontânea quando a corrente que circula através da chave atinge um valor inferior a corrente de *thresh-hold* (ou corrente de manutenção de condução). A manutenção do bloqueio do tiristor se dá pela aplicação de uma tensão negativa entre os seus terminais. No caso do conversor CA/CC a diminuição da corrente em um tiristor em condução e a aplicação de tensão negativa entre seus terminais ocorre a partir do disparo de um tiristor complementar.

O controle de tensão de saída também pode ser obtido a partir de técnicas de chaveamento, as quais utilizam transistores *BJTs* (do inglês *Bipolar Junction Transistor*), *MOSFETs* (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e *IGBTs* (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e alguns tiristores, como *GTOs* (do inglês *Gate Turn-Offthyristor*). O uso de chaves do tipo *BJT*, *MOSFET* ou *IGBT* exige a conexão de diodos em série com as mesmas, visto que se trata de chaves unidirecionais em tensão.

Assim como nos retificadores não controlados da Figura 2, topologias para retificadores controlados podem ser encontradas, substituindo os diodos por chaves com algum recurso de controle (disparo, ou bloqueio ou ambos). É possível obter, estruturas mistas (ou retificadores semi-controlados) das pontes monofásicas e trifásicas, tais como os circuitos ilustrados na Figura 3.

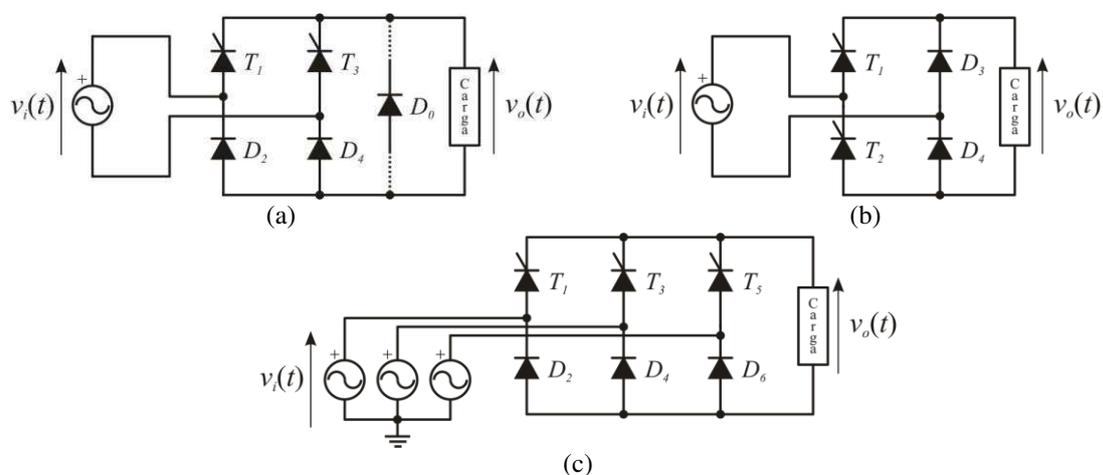


Figura 3: Topologias de retificadores conhecidas - (a) ponte monofásica semi-controlada simétrica, (b) ponte monofásica semi-controlada assimétrica e (c) ponte trifásica semi-controlada com fonte conectada em Y.

A principal vantagem das pontes semi-controladas é o número reduzido de tiristores. Nestes circuitos, a tensão de saída, $v_o(t)$, pode assumir apenas valores (instantâneos e médios) positivos, pois sempre que a tensão de saída tender a se inverter haverá um caminho que manterá esta tensão em zero, desconectando-a da rede [5].

Entretanto, na ponte monofásica da Figura 3 (a), a remoção súbita dos pulsos de disparo aliada a uma carga altamente indutiva resulta em uma operação indesejável de “meia onda”, na qual o último tiristor disparado permanece em condução indefinidamente [6]. Assim, para que ocorra o desacoplamento entre a carga e a fonte é necessário reduzir o ângulo de disparo, tornando a corrente descontínua, e assim, bloquear o último tiristor disparado [5]. No entanto, isso pode ser evitado pela simples inclusão do diodo de circulação (ou diodo de roda livre), D_0 , o qual passará a conduzir quando a tensão for negativa, bloqueando o par T_1 e D_2 (ou T_3 e D_4).

Na montagem assimétrica, Figura 3 (b), este efeito da supressão dos pulsos é descartado, pois já existe um caminho de livre circulação formado pelos diodos D_3 e D_4 . Se o ângulo de disparo é retardado, os períodos de condução dos diodos e, conseqüentemente, os períodos de bloqueio dos tiristores serão maiores [6]. O resultado é que o período de aplicação reversa, sobre cada um dos tiristores, é invariavelmente 180° , enquanto que na montagem da Figura 3 (a) este tempo reduz com o aumento do ângulo de disparo. Além disso, a remoção súbita dos pulsos de disparos da montagem assimétrica resulta, meramente, em uma comutação natural de corrente de carga para os dois diodos [6].

2.2 CONVERSOR CC/CA

Os conversores CC/CA, conhecidos como inversores, são circuitos bastante utilizados em aplicações industriais: acionamento de máquina CA em velocidade variável, aquecimento indutivo, fontes auxiliares e qualquer sistema de energia ininterrupta. Inversores também são aplicados em sistemas de potência na saída de linhas de transmissão de corrente contínua e como filtros ativos de potência. A fonte de alimentação de um inversor pode ser uma bateria, célula combustível, painel solar ou outra fonte de CC.

A função de um inversor consiste na conversão de uma energia contínua em alternada, Figura 4, possibilitando a obtenção de uma tensão de saída variável em

amplitude e frequência [7]. O controle da tensão de saída é realizado pelo comando de dispositivos de disparo e bloqueio controlados (tais como *BJTs*, *MOSFETs*, *IGBTs* e *GTOs*). Utilizam-se diodos antiparalelos a estes dispositivos, permitindo a circulação da corrente reativa, quando a carga é indutiva.

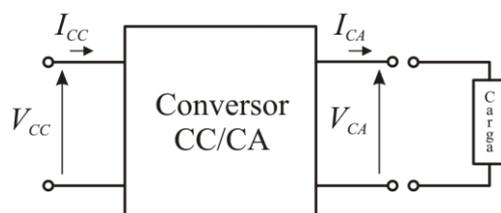


Figura 4: Conversor CC/CA genérico.

Os inversores podem ser classificados quanto ao tipo de fonte alimentação – inversor fonte de tensão ou inversor fonte de corrente; quanto ao número de fases da tensão de saída – geralmente, monofásico ou trifásico; quanto ao número de níveis da tensão de polo; quanto ao tipo de conexão – meia ponte, ponte completa ou associações desses dois tipos de conversores.

Nesta revisão teórica será abordado apenas o estudo sobre inversores fonte de tensão (*VSI* – do inglês *Voltage Source Inverter*) monofásicos, visto que os módulos didáticos testados neste trabalho foram desenvolvidos para tal configuração. A Figura 5 ilustra três topologias de inversores.

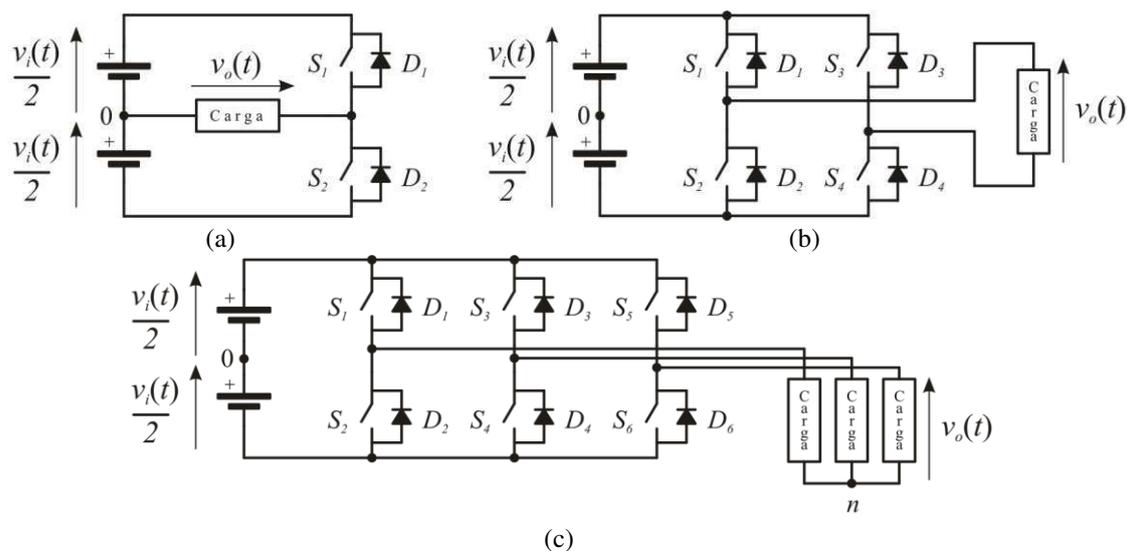


Figura 5: Topologias de inversores conhecidas - (a) inversor monofásico em meia ponte, (b) inversor monofásico em ponte completa e (c) inversor trifásico em ponte alimentando uma carga em Y.

Em um inversor fonte de tensão, uma tensão de saída variável pode ser obtida de uma fonte de alimentação com tensão contínua, variável ou fixa. Se a tensão de entrada é variável, o controle da tensão de saída é realizado a partir do controle da tensão da entrada do inversor. No entanto, se a fonte de tensão é fixa, o controle da tensão de saída pode ser realizado pelo controle a partir do controle da tensão na saída do inversor ou do comando do inversor [7]. Neste último, normalmente, utiliza-se modulação por largura de pulso (*PWM* – do inglês *Pulse-Width Modulation*) como técnica de chaveamento. O *PWM* tem sido aplicado em inversores a *IGBTs*, pois o custo, o peso, o rendimento e a faixa de controle de tensão são melhorados com a utilização destes dispositivos que, praticamente, substituíram os *BJTs* e os *GTOs* na faixa de média potência [7].

O controle por *PWM* consiste na reprodução de uma referência senoidal a partir de pulsos de amplitude constante, Figura 6. A ideia é obter uma forma de onda pulsada, cuja fundamental se assemelhe ao máximo a uma senoide de referência. Isto é, procura-se obter em cada segmento, um pulso de altura definida pela alimentação contínua do inversor e de área equivalente, S_P , à área da senoide, S_A , no mesmo intervalo. A variável de controle é a largura destes pulsos [7].

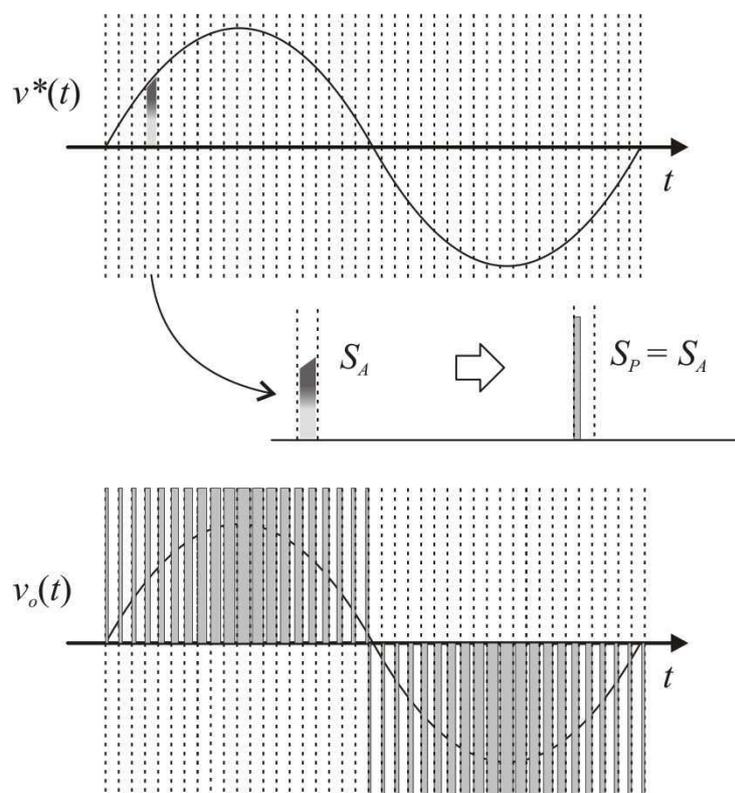


Figura 6: Formação dos pulsos a partir de uma onda senoidal de referência por *PWM*.
FONTE: adaptado de [7].

Existem diversas maneiras de se realizar o controle por *PWM*, e para todos os casos, a forma de onda de saída é formada por uma componente fundamental mais componentes harmônicas. Para algumas aplicações de baixa e média potência, tensões de saída na forma de onda quadrada ou quase quadrada podem ser aceitáveis, entretanto, em aplicações de potência elevada são necessárias formas de onda senoidais com baixa distorção [8]. Essas técnicas de chaveamento procuram reduzir o conteúdo harmônico dos sinais, evitando a complexidade excessiva dos circuitos de comando [7].

3 DESCRIÇÃO DO PROJETO

O projeto consiste no ensaio e implementação de melhorias na placa de controle genérica desenvolvida para o comando dos conversores CA/CC, CC/CA e CC/CC. O esquemático da placa genérica é apresentado na Figura 8, lado de controle, e na Figura 9, lado de potência mais circuito optoacoplador. Esta placa genérica, dependendo dos componentes a serem montados, fará parte do módulo didático de cada modelo de conversor.

Cada módulo didático é composto por uma placa de controle e uma placa de potência. Nesta última estão montadas as chaves eletrônicas de potência (*SCRs* e *IGBTs*) e os diodos, além da carga e da unidade de proteção. A placa de controle é controlada por uma placa de IHM, Figura 7, formada pelos circuitos responsáveis pela geração dos sinais de comando para as chaves da placa de potência. Nesta seção serão discutidos os circuitos que compõem a placa de controle.

3.1 CIRCUITOS DA PLACA DE CONTROLE

Utilizou-se o microcontrolador PIC18F4550, arquitetura *RISC* (do inglês *Reduced Instruction Set Computer*) da Microchip com baixo consumo de energia, para realizar todo o processamento de controle da placa. Funções como multiplicador em *hardware*, instruções de manipulação de contexto e interrupções com atribuição de prioridades, possibilidade de se trabalhar com uma frequência de 48 MHz e facilidade de desenvolvimento de código foram as principais razões para a escolha do microcontrolador [9]. Tais características permitem redução de tempo de execução das rotinas, uma condição necessária para o adequado funcionamento da placa de controle, visto que a mesma terá que gerenciar as rotinas de controle para a correta operação dos circuitos de potência dos módulos, bem como, terá que gerenciar a operação da IHM.



Figura 7: Foto da placa de IHM.
FONTE: [1].

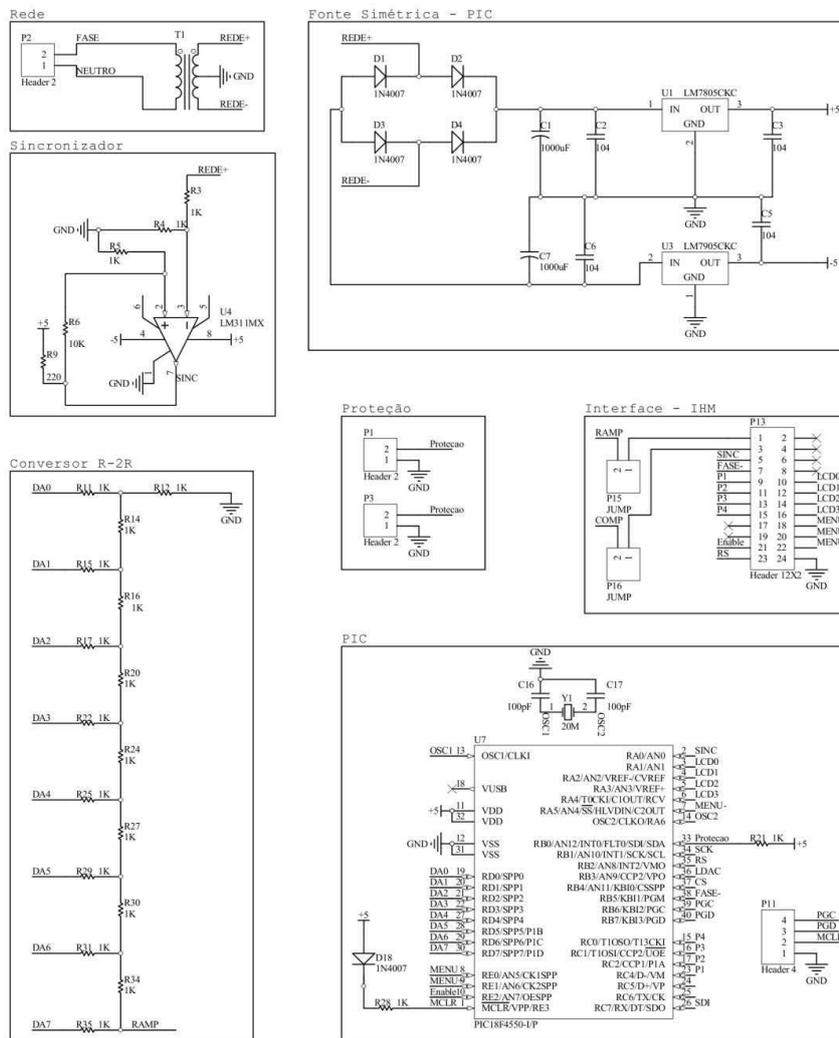


Figura 8: Esquemático da placa – Circuito do microcontrolador.

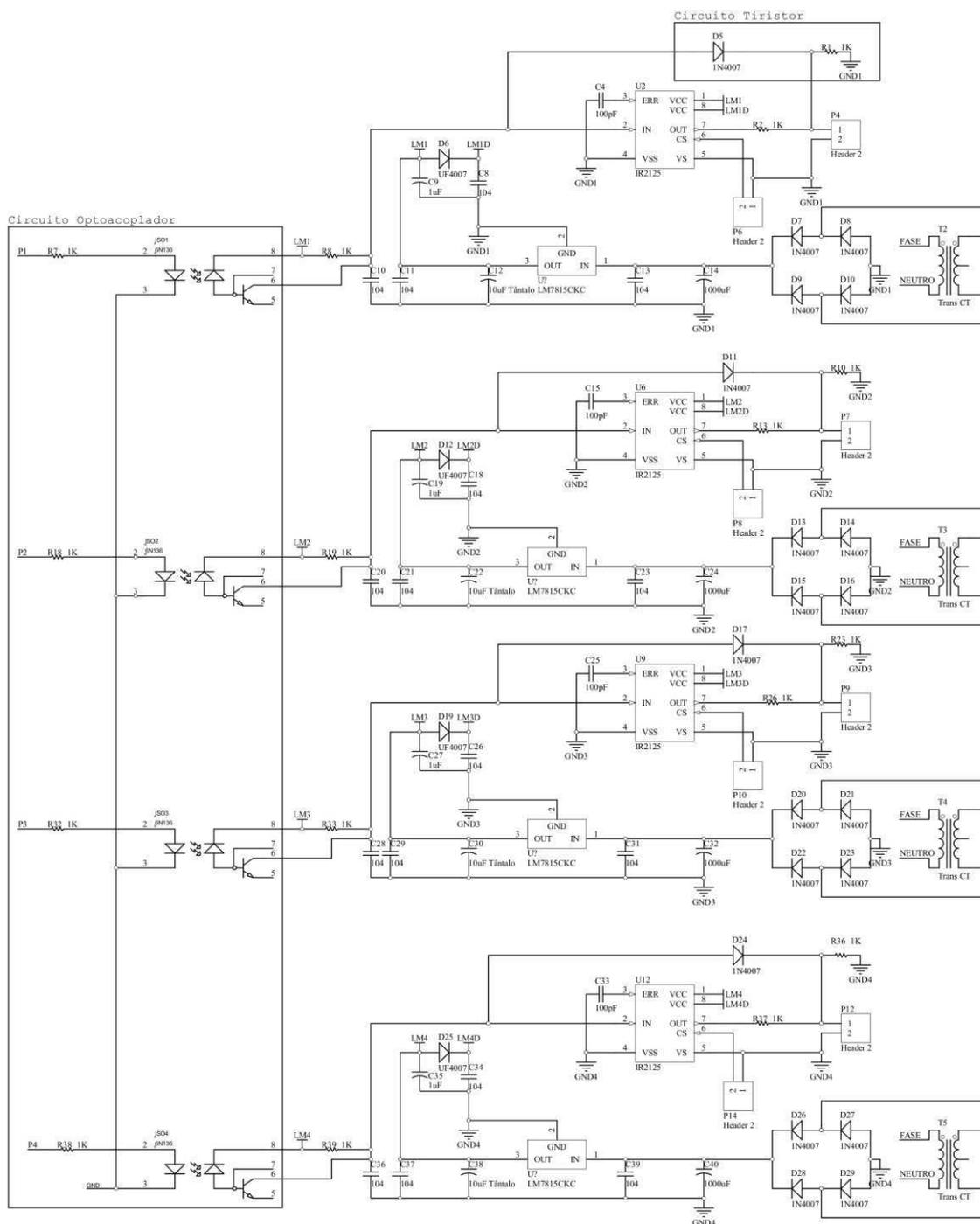


Figura 9: Esquemático da placa – Circuito do driver de gatilho de Tiristor e do driver de gatilho de IGBT.

Para o funcionamento correto do retificador, implementou-se um circuito de sincronização com a rede (sincronizador Figura 8). A informação gerada por esse circuito gera os pulsos com o ângulo de disparo sincronizado com a passagem do sinal de tensão pelo zero. Para tanto, utilizou-se o LM311, que realiza uma comparação entre a tensão alternada da rede e o nível de tensão 0 V. Um ganho, fornecido pelo próprio LM311, faz com que o sinal de saída encontre-se entre 0 V e 5 V (variando em torno de

2,5 V), condicionando o sinal para entrada do PIC. Implementou-se uma malha de histerese no circuito do LM311, prevenindo a identificação múltipla da passagem da tensão por zero, em função de ruídos de medição ou da própria rede, conforme a Figura 10. O conceito de histerese pode ser compreendido como um período de tempo que é dado na passagem por zero, em que as variações de tensão entre os pontos V_{TL} e V_{TH} não serão percebidas pelo comparador. Passado este período, verificado se realmente houve um cruzamento por zero, ocorre uma variação para L_+ e L_- .

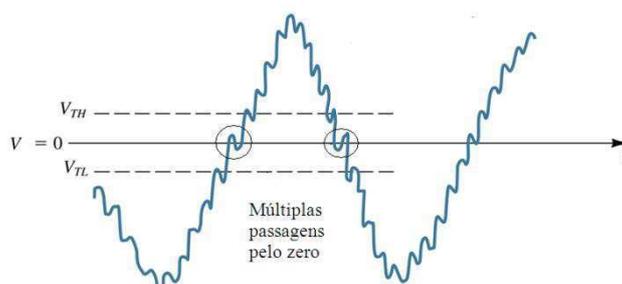


Figura 10: Sinal com múltiplas passagens por zero.
FONTE: [1].

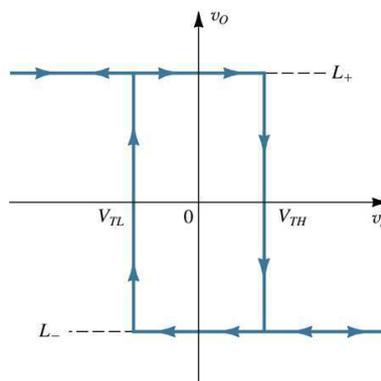


Figura 11: Conceito de histerese.
FONTE: [1].

O LM311 necessita de uma tensão simétrica de 5 V como alimentação, enquanto o PIC é alimentado com +5 V. Sendo assim, implementou-se uma fonte de tensão simétrica de 5 V a partir de tensão da rede. Utilizou-se um transformador 220/12 V (valor eficaz) com tap central alimentando uma ponte retificadora a diodos, acompanhado por capacitores de filtro. O sinal contínuo foi regulado em +5 V pelo LM7805 e em -5 V pelo LM7905, seguido de capacitores de desacoplamento. Estes circuitos podem ser visualizados na Figura 8 (circuito Rede e circuito Fonte Simétrica). Para alimentar a placa de IHM, utilizou-se a tensão de +5 V obtido do LM7805.

O isolamento elétrico entre a unidade de controle e de potência foi realizado pelos optoacopladores 6N136 e 4N25, conforme o esquemático da Figura 9. Escolheu-se o optoacoplador 6N136 para os conversores CC/CC e CC/CA, devido à alta frequência de chaveamento, dado o fato que em ambos os conversores utiliza-se *PWM*. Para o conversor CA/CC, onde o chaveamento ocorre na própria frequência da rede elétrica, utilizou-se o optoacoplador 4N25 que trabalha em frequências baixas.

O optoacoplador 6N136 é composto por um LED de AlGaAs opticamente acoplado a um transistor fotodetector de alta velocidade. Uma conexão separada para o fotodiodo aumenta em várias ordens de grandeza a velocidade do mesmo quando comparado com um fototransistor convencional [10]. Isto ocorre devido à redução da capacitância coletor-base do transistor de entrada [10]. Um pacote de melhorias no 6N136 permite que o mesmo isole uma tensão de 480 V de trabalho em relação ao padrão industrial que é de 220 V [10].

O optoacoplador 4N25 consiste de um LED infravermelho de GaAs e um fototransistor NPN de silício. Como principal característica possui um isolamento de 5300 V [11].

O acionamento dos *IGBTs* dos conversores CC/CA e CC/CC é realizado a partir do *driver* IR2125. O IR2125 é um *driver* de alta tensão que trabalha com alta velocidade de chaveamento, usado para o disparo de *MOSFETs* de potência e *IGBTs*. A saída possui um estágio *buffer*, com capacidade de geração de pulsos de alta corrente [12]. A alimentação dos *drivers* IR2125 e dos optoacopladores ficou responsável por uma fonte de tensão auxiliar. O circuito desta fonte é semelhante ao da fonte simétrica que alimenta o microcontrolador, o LM311 e a placa de IHM. Utilizou-se, um transformador 220/+6 V (valor eficaz), com enrolamentos secundários conectados em série, alimentando uma ponte retificadora a diodos. O sinal contínuo foi regulado em +15 V pelo LM7815, como ilustrado na Figura 9.

O acionamento dos tiristores consiste, basicamente, no sinal emitido pelo PIC, o qual é repassado ao lado de potência pelos optoacopladores 4N25. Os sinais de gatilho são enviados aos tiristores a partir de um divisor de tensão, como pode ser observado no esquema da Figura 9.

No caso do conversor CA/CC, o PIC disponibiliza uma palavra digital de *8bits*, a qual representa o sinal de rampa usado para gerar o sinal de controle do sinal de disparo dos tiristores. Implementou-se um conversor D/A R-2R, como ilustrado na Figura 12. Neste conversor D/A, a saída dos pinos do microcontrolador passa por divisores de

tensão. Dessa maneira, para cada *bit* estará associado um ganho de tensão e a saída analógica será a soma da tensão de cada nó.

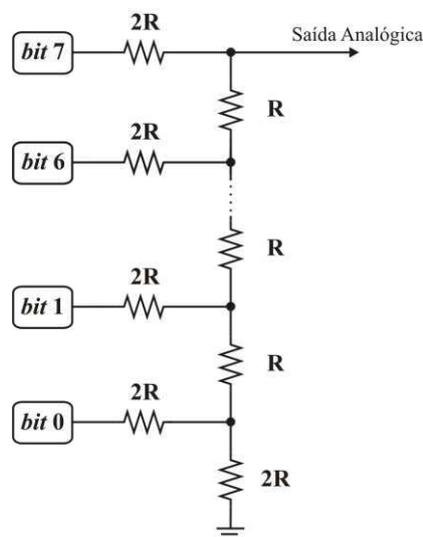


Figura 12: Esquema de um conversor D/A R-2R.

3.2 CONFIGURAÇÃO DA PLACA DE IHM

O acesso do usuário para configuração dos parâmetros de controle dos conversores CA/CC e CC/CA é realizado pela placa de IHM, Figura 7, a qual foi projetada para permitir a visualização e modificação desses parâmetros. Para o retificador, tem-se acesso ao ângulo de disparo dos tiristores, enquanto para o inversor, a placa IHM permite que o usuário defina os índices de modulação amplitude e de frequência do sinal PWM para acionamento dos *IGBTs*. Na Figura 7 pode ser observada a presença de três botões, através dos quais são realizadas as configurações necessárias à operação dos conversores, além da tela de *LCD*.

Para realizar a leitura dos botões foi implementada uma rotina de leitura do estado dos pinos aos quais os botões estão conectados, a qual detecta a ativação dos botões [1].

Quando o usuário pressiona um botão da placa de IHM, pode ocorrer que o mesmo seja lido várias vezes pelo PIC. Para evitar este problema, implementou-se um filtro por *software*, mais conhecido por filtro *anti-debounce*, que consiste basicamente em um atraso aplicado depois que algum botão é pressionado. Com isso, é necessário aguardar o tempo de espera para que o próximo pressionar seja percebido. Entretanto,

esse filtro poderia também dificultar o ajuste das configurações, pois cada variação solicitada pelo botão teria que passar por esta espera. Para isso é utilizado um algoritmo que detecta quando um botão é mantido pressionado por um determinado intervalo de tempo. Este algoritmo diminui o atraso que é dado sempre que se percebe que algum dos botões ainda está sendo pressionado. Essa diminuição é gradual e linear, permitindo acelerar o ajuste das configurações [1]. A Figura 13 ilustra o fluxograma desta rotina.

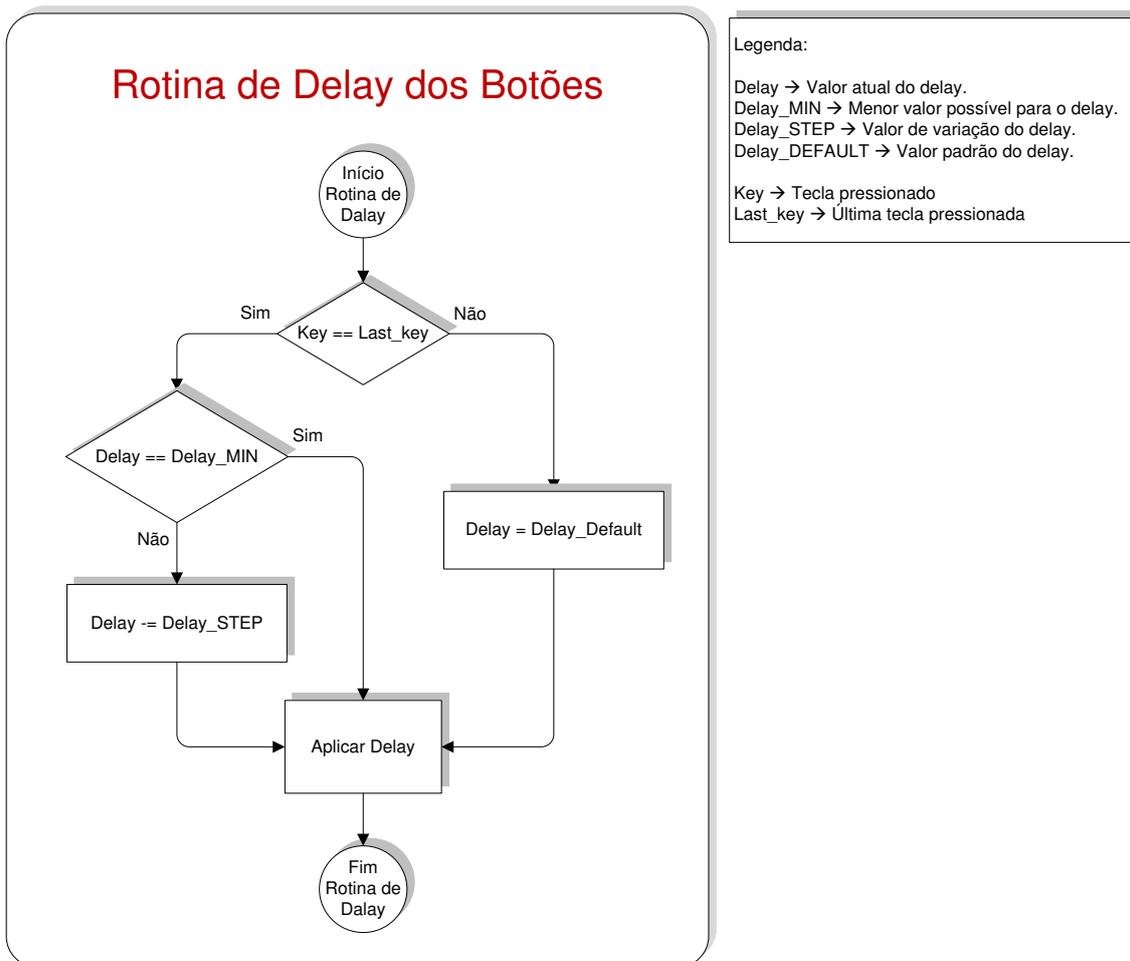


Figura 13: Fluxograma da rotina de atraso dos botões.

FONTE: [1].

Outra funcionalidade implementada é a de voltar para o estado de repouso, ou estado de IDLE, depois de certo tempo sem que nenhum botão seja pressionado novamente. Neste estado, a tela de *LCD* apresenta a mensagem inicial padrão “Lab. Eletrônica de Potência”, conforme a Figura 7. Assim, ao pressionar o botão de “INC” ou “DEC” nada irá ocorrer. Para esta funcionalidade, utilizou-se o *TIMER1* do PIC, que conta um número pré-definido de *overflows* para que depois de um tempo pré-

estabelecido, o programa volte ao estado de IDLE. Cada vez que uma tecla é pressionada a contagem do TIMER1 é zerada [1]. A Figura 14 ilustra o mapa de estados da funcionalidade da IHM.

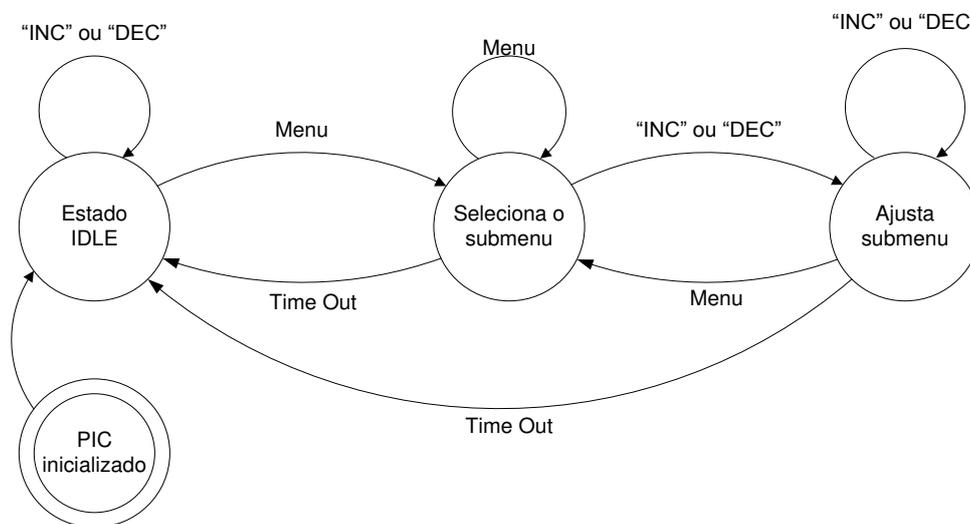


Figura 14: Mapa de estados para a utilização da placa de IHM.
FONTE: [1].

3.3 SOFTWARE DO CONVERSOR CA/CC

O *software* do retificador foi desenvolvido para enviar o sinal de gatilho, individualmente, para cada tiristor montado na placa de potência. Visto que esta placa possui quatro tiristores, implementou-se um código para um retificador monofásico. O microcontrolador ficou responsável, também, por gerar o sinal de rampa, o qual é enviado para o conversor D/A R-2R.

Este projeto teve início com a implementação do circuito de sincronismo com a rede, Figura 8, o qual é importante, pois os ângulos de disparo são referenciados ao cruzamento do sinal senoidal da rede pelo zero [1]. O conversor A/D do PIC juntamente com um divisor de tensão poderia ser utilizado para realizar esse sincronismo, no entanto, para não sobrecarregar o microcontrolador, optou-se por implementar em *hardware* externo [1].

Na Figura 15 é ilustrado o fluxograma principal do programa, onde podem ser identificados: o bloco de sincronismo com a rede elétrica, a partir do qual são gerados os sinais de controle (pulsos quadrados que identificam os semi-ciclo positivo e semi-ciclo negativo da tensão da rede); a rampa; os pulsos de disparo [1]. No programa, os

pulsos quadrados são chamados de sinais “Fase +” e “Fase –”, onde o primeiro é o sinal em fase com a rede e o segundo é o sinal defasado em 180° com a rede [1].

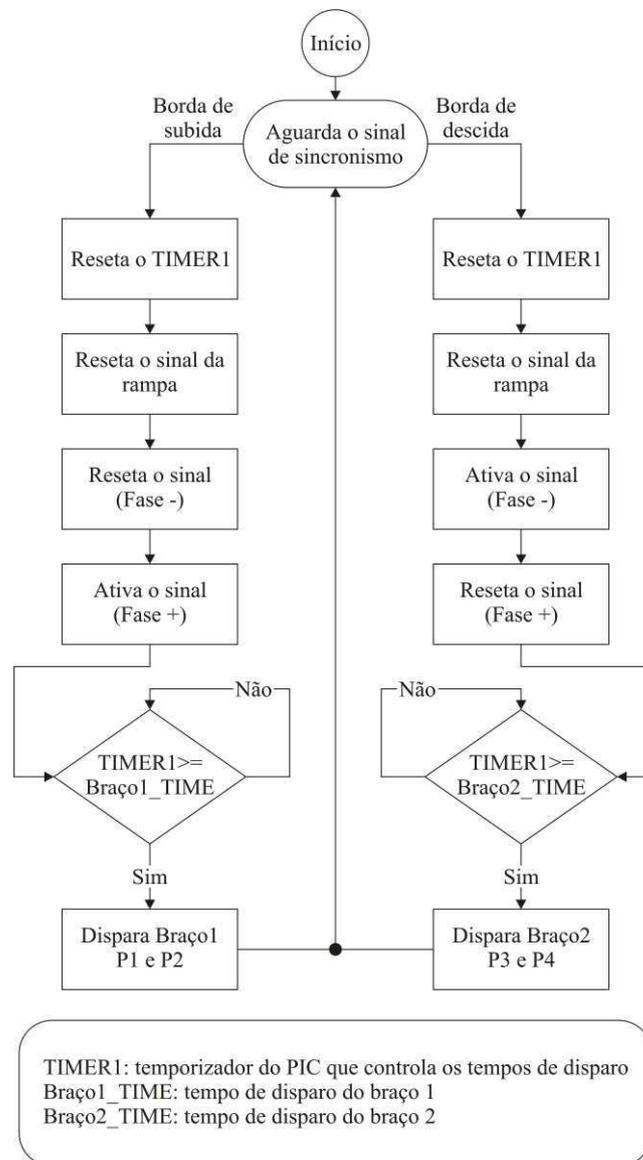


Figura 15: Fluxograma principal do programa do retificador.
 FONTE: adaptado de [1].

Como já mencionado, na placa de IHM existem três botões, Figura 7. O programa do retificador foi desenvolvido para que a configuração do disparo fosse realizada por meio do acionamento dos botões:

- MENU: seleciona o menu que se deseja ter acesso ou configurar (Braço 1 ou Braço 2);
- INC: percorre os campos do menu, onde selecionado o menu de configuração do disparo, varia o ângulo de disparo positivamente;

- DEC: percorre os campos do menu, onde selecionado o menu de configuração do disparo, varia o ângulo de disparo positivamente.

Na situação de nenhum botão ser pressionado no período estabelecido pelo *timeout*, a mensagem de estado de IDLE é enviada a tela de *LCD*. O processo de configuração do ângulo de disparo pode ser visualizado pelo fluxograma ilustrado na Figura 16. Os blocos em cinza atualizam a tela de *LCD* de acordo com a configuração solicitada.

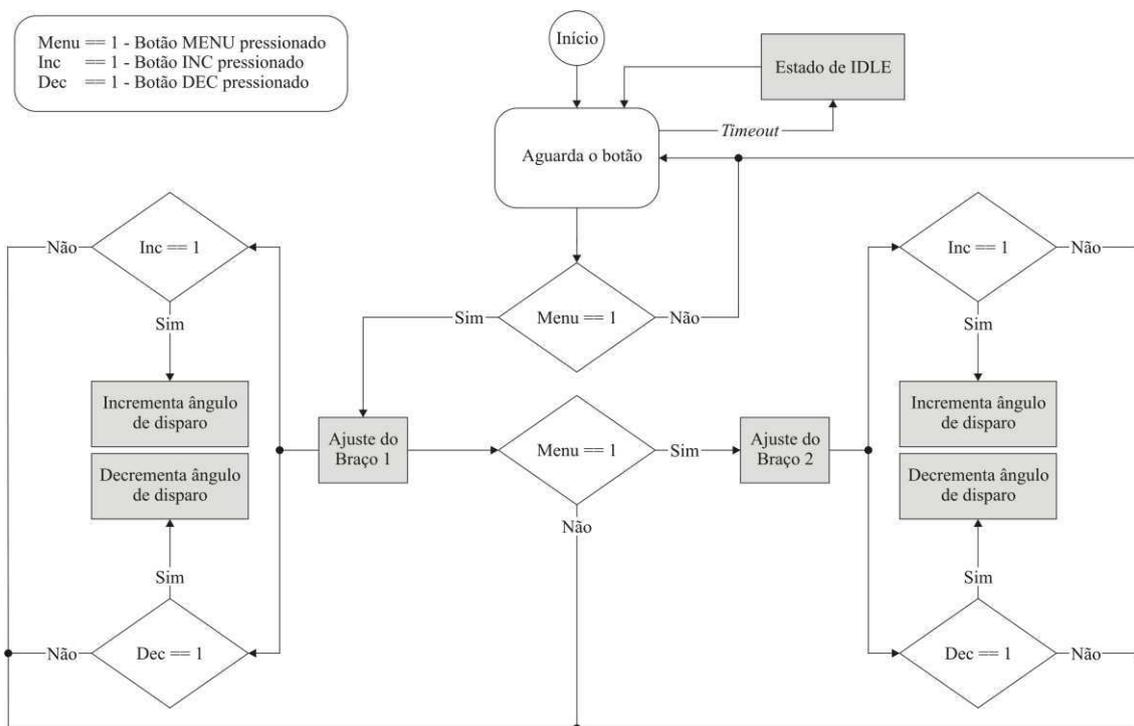


Figura 16: Fluxograma de configuração dos ângulos de disparo.
 FONTE: adaptado de [1].

No programa é implementada uma rotina para verificação de surtos provenientes da placa de potência. Basicamente a placa de potência disponibiliza um sinal de falta, que é ativado caso ocorra algum curto circuito [1]. Este sinal é monitorado pelo microcontrolador permanentemente [1]. Caso ocorra uma mudança no estado deste pino, o microcontrolador desativa a geração dos sinais de comando para os tiristores ou *IGBTs* e exibe uma mensagem no *LCD* informando que o circuito deve ser verificado, protegendo assim tanto os usuários quanto os componentes [1].

3.4 SOFTWARE DO CONVERSOR CC/CA

O *software* do inversor foi desenvolvido para enviar o sinal de *PWM*, individualmente, para cada *IGBT* montado na placa de potência. Visto que esta placa possui quatro *IGBTs*, implementou-se no microcontrolador um código para um inversor monofásico.

O algoritmo implementado permite o ajuste do índice de modulação em amplitude (MA) e do índice de modulação em frequência (MF) do sinal de saída, utilizando a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM* – do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation*). É possível obter características de sobremodulação, ajustando o MA até o valor máximo. Outra característica implementada para o sinal de *PWM* é a configuração do tempo morto (*DT* – do inglês *Dead-Time*), que consiste em um atraso imposto no intervalo de tempo de comutação das chaves que se encontram em um mesmo braço do inversor. O tempo morto é necessário para prevenir que ocorra o curto-circuito da fonte de alimentação do inversor.

O programa do inversor foi desenvolvido para que a configuração do *PWM* fosse realizada por meio do acionamento dos botões:

- MENU: acessa o modo de configuração dos índices de modulação do *PWM*;
- INC: percorre os campos do menu, onde selecionado o menu de configuração do *PWM*, varia os índices de modulação positivamente;
- DEC: percorre os campos do menu, onde selecionado o menu de configuração do *PWM*, varia os índices de modulação positivamente.

Na situação de nenhum botão ser pressionado no período estabelecido pelo *timeout*, a mensagem de estado de IDLE é enviada a tela de *LCD*. O processo de configuração do *PWM* pode ser visualizado pelo fluxograma ilustrado na Figura 17. Os blocos em cinza atualizam a tela de *LCD* de acordo com a configuração solicitada.

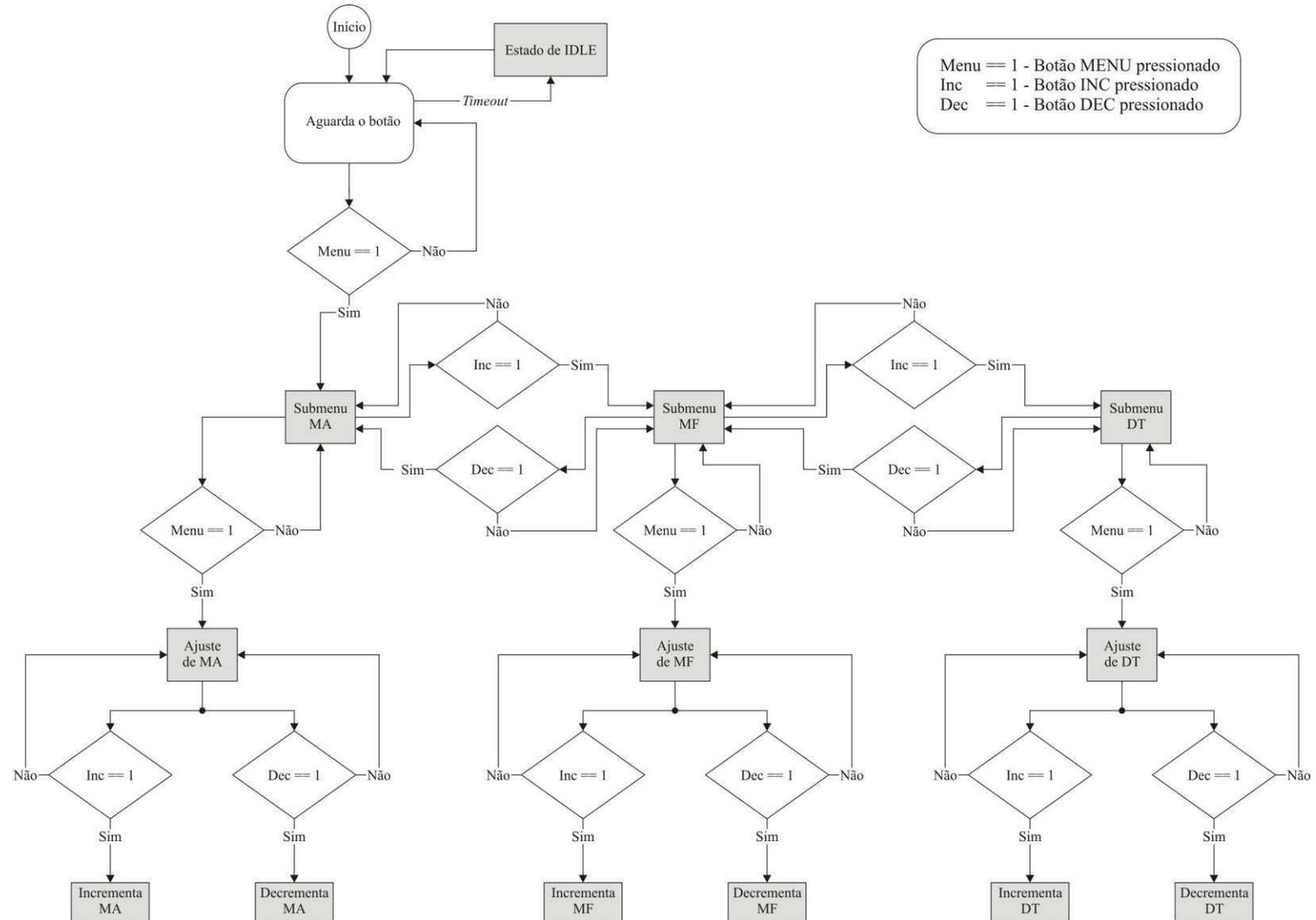


Figura 17: Fluxograma de configuração do PWM.

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Neste tópico serão analisados os resultados obtidos de experimentos dos conversores CA/CC e CC/CA, utilizando a placa de controle genérica acoplada à placa de potência. A placa de potência do retificador é composta, basicamente, por quatro *SCRs*, quatro diodos, além de bornes de conexão. Estes bornes permitem a conexão da tensão de entrada e a conexão da carga. Ademais, tratando-se de um módulo didático, os bornes também permitem que os alunos durante os experimentos em laboratório possam conectar os elementos do módulo conforme configuração desejada. Analogamente, a placa de potência do inversor é composta por quatro *IGBTs*, quatro diodos e os bornes de conexão.

4.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO EM MEIA ONDA

A estrutura utilizada para testar a placa de controle acoplada à placa de potência é um retificador monofásico controlado em meia onda alimentando um resistor de potência, conforme ilustrada na Figura 18.

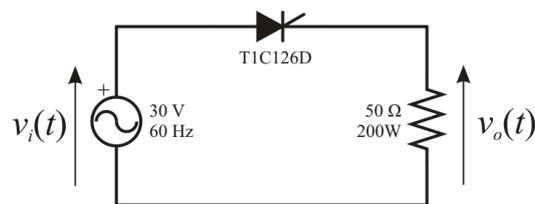


Figura 18: Retificador monofásico controlado em meia onda.

Trata-se de uma topologia bastante simples, pois há somente um tiristor ligado a uma carga. O tiristor somente conduz quando a tensão de entrada estiver no semi-ciclo positivo e quando receber um pulso no gatilho, o que ocorre no ângulo de disparo α . Ao passo que o ângulo de disparo α é deslocado pelo circuito de controle, o valor médio da tensão na carga $v_o(t)$ diminui.

Na montagem da Figura 18, utilizou-se um varivolt ajustado para fornecer uma tensão de aproximadamente 30 V (valor eficaz) na frequência da rede, um *SCR* modelo T1C126De um resistor de potência de 50 Ω /200 W.

É importante ressaltar que para um tiristor conduzir é preciso que a corrente anódica ultrapasse o valor da corrente de retenção. Se a corrente anódica não atingir este valor, a corrente de gatilho será suprimida e o tiristor não irá conduzir. Na Figura 19 (a), a tensão de alimentação foi regulada em 22 V e ocorreu que o tiristor não conduziu mesmo com o disparo a 0° . Elevou-se, então, a tensão do varivolt para 24 V, conforme a Figura 19 (b), e é possível observar a transição para o estado de condução. Quando se elevou a tensão de alimentação para 30 V, o tiristor conduziu corretamente, conforme ilustrado na Figura 19 (c).

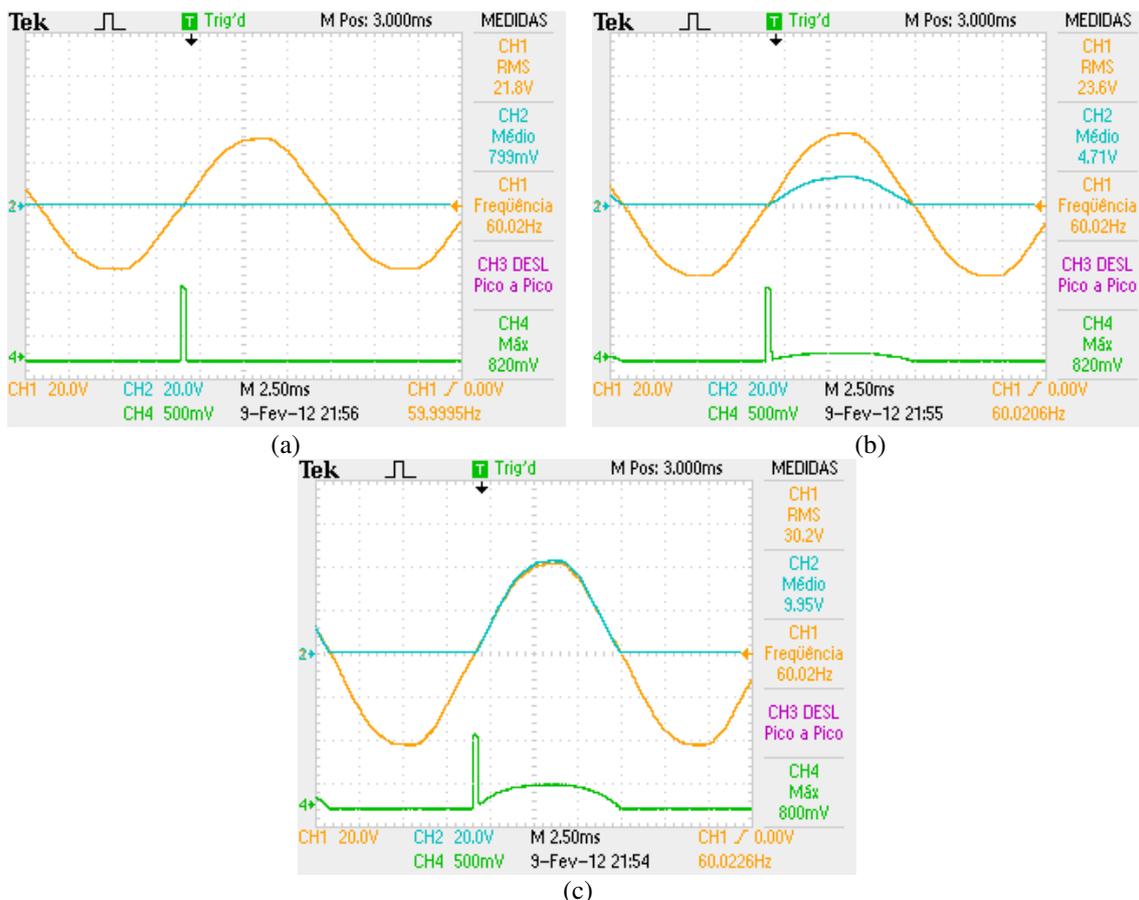


Figura 19: Tensão de alimentação (cor amarela) regulada em (a) 22 V, (b) 24 V, (c) 30 V, e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 0^\circ$.

Como pode ser observado na Figura 19 (c), o tiristor atua como um diodo, conduzindo quando a tensão anódica é positiva e bloqueando o semi-ciclo negativo da tensão de entrada. Vale destacar que o valor médio da tensão na carga é $v_o(t) = 9,95$ V.

A Figura 20 ilustra o comportamento da tensão da carga em função da condução do tiristor para um sinal de disparo em $\alpha = 30,4^\circ$. É possível observar que a tensão na carga foi ceifada até que ocorresse o sinal de disparo em $30,4^\circ$. Como esperado,

observa-se na Figura 20 (a) que a tensão média na carga diminuiu em relação ao valor da Figura 19 (c). O valor médio de $v_o(t)$ para $\alpha = 30,4^\circ$ é $v_o(t) = 9,58$ V.

Na frequência da rede, 60 Hz, o ciclo completo (360°) dura aproximadamente 16,667 ms, então, calcula-se, facilmente, que o disparo em $30,4^\circ$ ocorrerá em aproximadamente em 1,407 ms após a passagem da tensão de entrada por zero. No entanto, na Figura 20 (b) é possível observar que o disparo ocorreu em aproximadamente 1,320 ms.

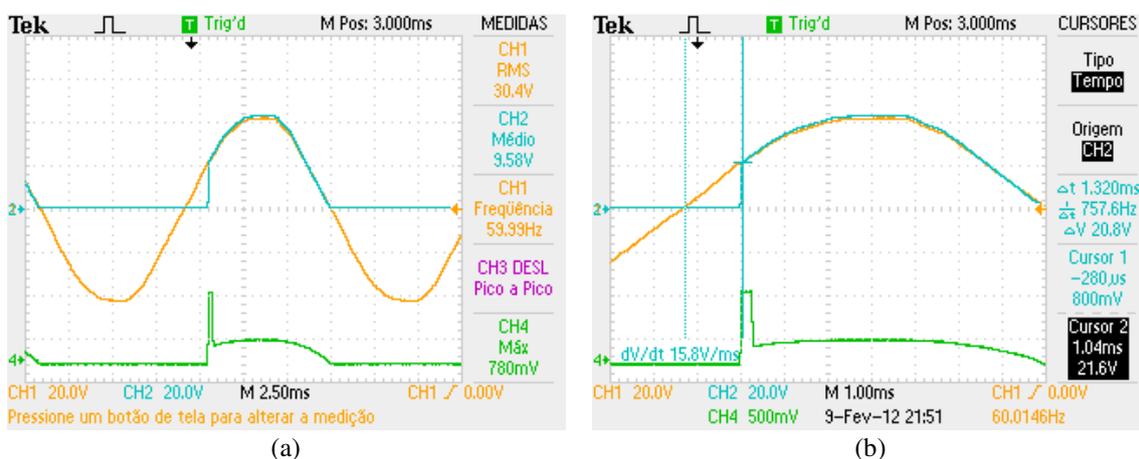


Figura 20: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 30,4^\circ$.

A Figura 21 ilustra o comportamento da tensão da carga em função da condução do tiristor para um sinal de disparo em $\alpha = 90^\circ$. Conforme ilustrado na Figura 21 (a), o valor médio de $v_o(t)$ para $\alpha = 90^\circ$ é $v_o(t) = 5,74$ V. O disparo em 90° deveria ocorrer em aproximadamente em 4,167 ms, no entanto, o disparo ocorreu em aproximadamente 4,000 ms, conforme a Figura 21 (b).

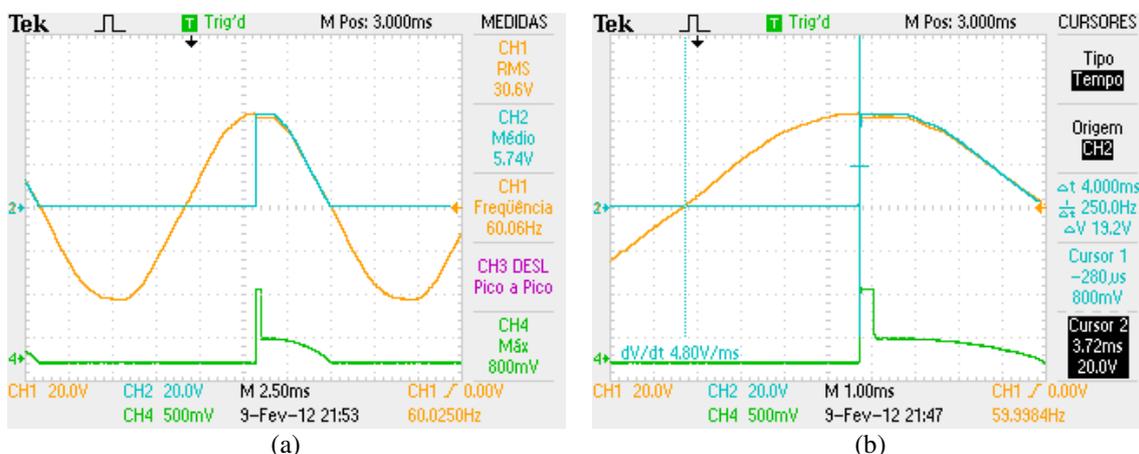


Figura 21: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 90^\circ$.

A Figura 22 ilustra o comportamento da tensão da carga em função da condução do tiristor para um sinal de disparo em $\alpha = 149,6^\circ$. Observa-se na Figura 22 (a) que a tensão média na carga continua a diminuir. Conforme ilustrado na Figura 22 (a), o valor médio de $v_o(t)$ para $\alpha = 149,6^\circ$ é $v_o(t) = 1,65$ V. O disparo em $149,6^\circ$ deveria ocorrer em aproximadamente em 6,926 ms, mas conforme a Figura 22 (b), o disparo ocorreu em aproximadamente 6,760 ms.

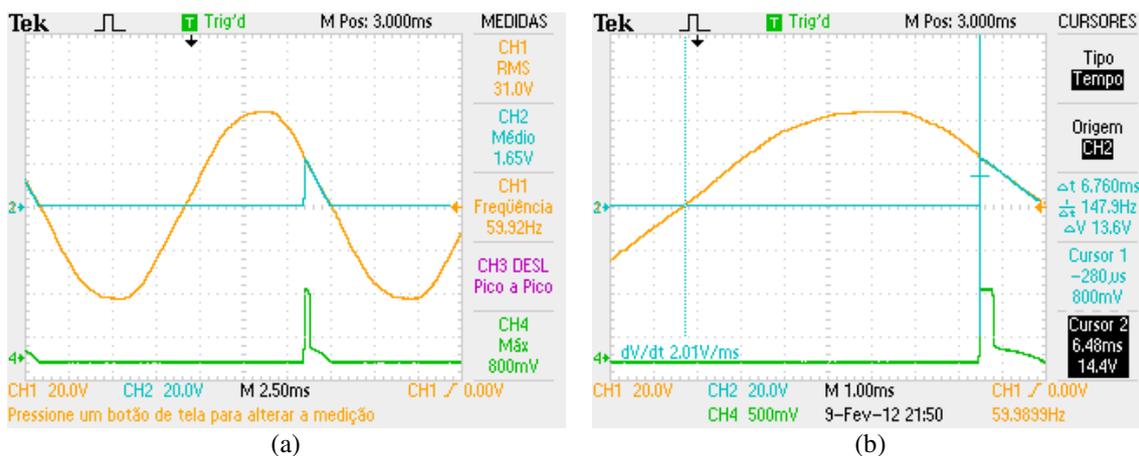


Figura 22: Tensão de alimentação (cor amarela) e tensão na carga (cor azul) para um sinal de gatilho (cor verde) em $\alpha = 149,6^\circ$.

Na Tabela 1, encontram-se registrados os tempos de disparos observados na Figura 20 (b), Figura 21 (b) e Figura 22 (b), como também, o erro relativo entre os valores ideais e medidos no osciloscópio.

Tabela 1: Erro relativo entre os valores ideais e medidos dos tempos de disparo para $\alpha = 30,4^\circ$, $\alpha = 90^\circ$ e $\alpha = 149,6^\circ$.

Ângulo de disparo	Tempo de disparo		Erro absoluto	Erro relativo
	Valor ideal	Valor medido		
$\alpha = 30,4^\circ$	1,407 ms	1,320 ms	87,0 μ s	6,18 %
$\alpha = 90,0^\circ$	4,167 ms	4,000 ms	167,0 μ s	4,01 %
$\alpha = 149,6^\circ$	6,926 ms	6,760 ms	166,0 μ s	2,40 %

Conforme a Tabela 1, as discrepâncias calculadas entre os tempos de disparos (ideais e medidos) são consequência de um atraso na geração dos sinais de gatilhos dos tiristores. Os disparos são gerados no microcontrolador, o qual verifica o estado do sinal de sincronização com a rede pelo método de *polling* e a partir daí inicia uma contagem para formação dos pulsos. A técnica de *polling* para monitoramento do estado de um sinal associa um erro de temporização, visto que a mudança no estado do sinal é

assíncrona, logo, não necessariamente coincidirá com o momento de leitura do estado do mesmo. Desta forma há um atraso variável entre a detecção de mudança de estado do sinal de sincronização e o início da contagem correspondente ao ângulo de disparo.

4.2 INVERSOR MONOFÁSICO EM MEIA PONTE

A estrutura utilizada para testar a placa de controle acoplada à placa de potência é um inversor monofásico em meia ponte alimentando uma carga indutiva, conforme ilustrada na Figura 23.

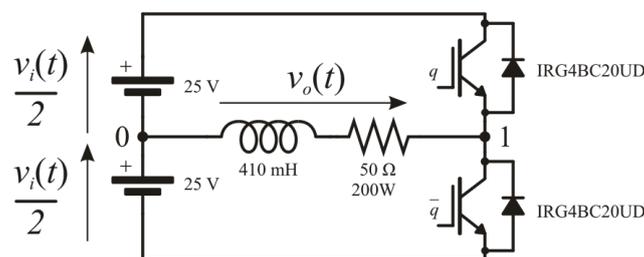


Figura 23: Inversor monofásico em meia ponte.

Na montagem da Figura 23, utilizou-se duas fontes de alimentação *Kepeco*, cada uma regulada em 25 V, dois *IGBTs* modelo IRG4BC20UD, um resistor de potência de 50 Ω /200 W e um indutor de 410 mH.

Para condução das chaves, implementou-se um *dead-time* inicial de 2,52 μ s, Figura 24 (a), entre os pulsos *PWM*, o qual pode ser ajustado pela placa de IHM. A variação do *dead-time* é igual 0,8 μ s, ou seja, a cada unidade acrescida ao índice DT, incrementa-se 0,8 μ s ao valor de tempo morto. Os pulsos *PWM* implementados no microcontrolador que acionam os *IGBTs* são ilustrados pela Figura 24 (b), gerando uma tensão de saída com frequência de 60 Hz.

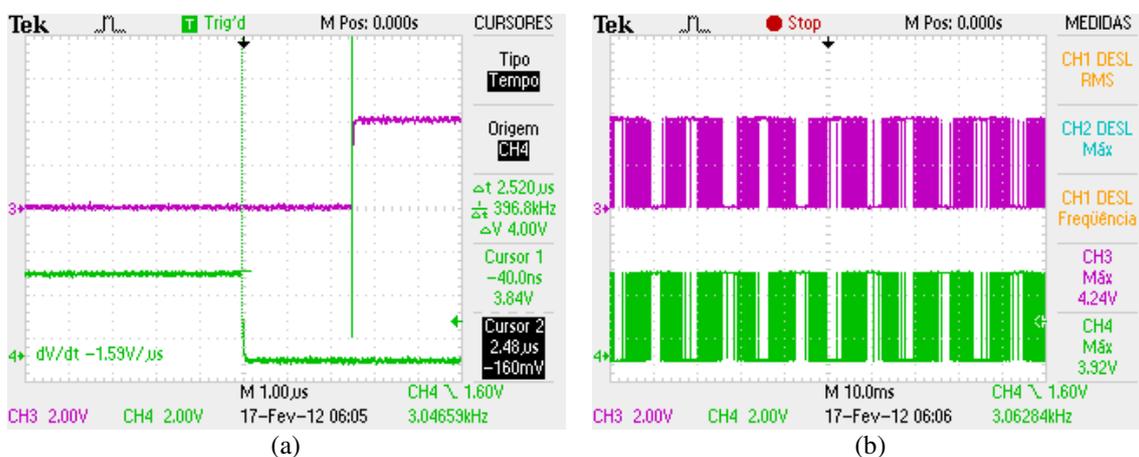


Figura 24: *Dead-time* entre os pulsos *PWM*.

A Figura 25 ilustra a tensão nos terminais do resistor da carga com o índice de modulação em frequência ajustado em MF igual a 11. É ilustrado, também, o conteúdo harmônico da tensão no resistor. Pode-se observar que os harmônicos da tensão do resistor aparecem como bandas laterais centradas em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos, isto é, em torno dos harmônicos MF, 2MF, 3MF etc. Os harmônicos com maior amplitude ocorrem para MF e $MF \pm 2$, harmônicos de 9^a, 11^a e 13^a ordem. Para $MF > 9$, a amplitude dos harmônicos independe do valor de MF [7].

A tensão no resistor é o espelho da corrente que circula na carga, como essa é indutiva, a tensão no resistor apresenta a forma senoidal. Para a curva da Figura 25 (a), o índice de modulação em amplitude e o *dead-time* são iguais aos valores padrões, $MA = 1$ e $DT = 2$ (2,52 μ s), respectivamente.

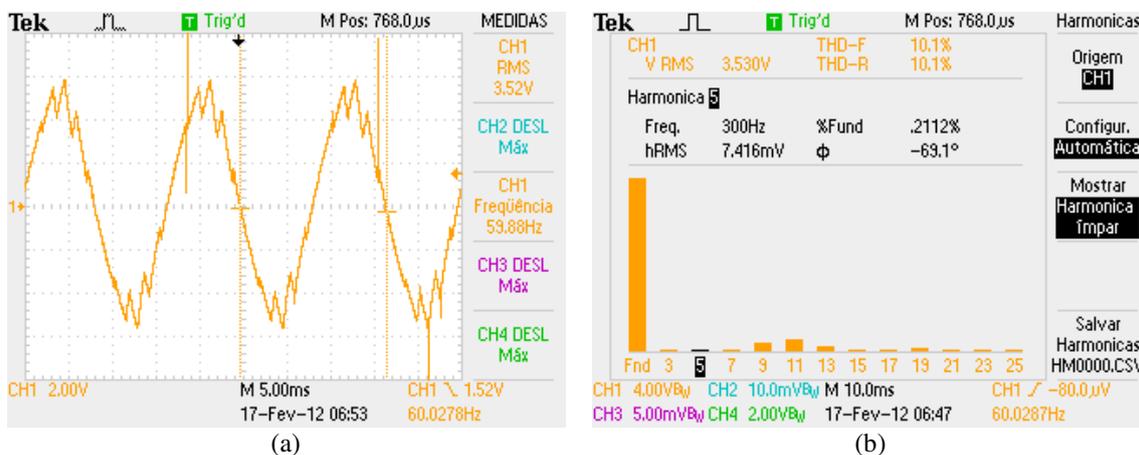


Figura 25: Tensão no resistor para (a) $MF = 11$ e (b) o conteúdo harmônico do sinal.

A Figura 26 (a) ilustra a tensão nos terminais do resistor da carga com o índice de modulação em frequência ajustado em MF igual a 21. É ilustrado na Figura 26 (b), o conteúdo harmônico da tensão no resistor. Os harmônicos com maior amplitude ocorrem para MF e $MF \pm 2$, harmônicos de 19^a, 21^a e 23^a ordem. Para a curva da Figura 26 (a), o índice de modulação em amplitude e o *dead-time* são iguais aos valores padrões, $MA = 1$ e $DT = 2$ (2,52 μ s), respectivamente.

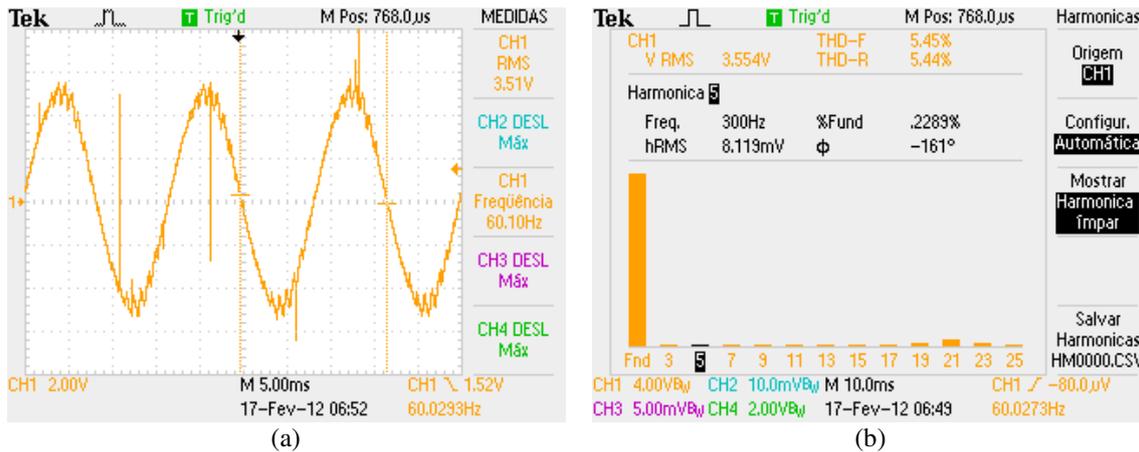


Figura 26: Tensão no resistor para (a) MF = 21 e (b) o conteúdo harmônico do sinal.

A Figura 27 (a) ilustra a tensão nos terminais do resistor da carga com o índice MF igual a 63. É ilustrado na Figura 27 (b), o conteúdo harmônico da tensão no resistor. Para a curva da Figura 26 (a), o índice MA e o *dead-time* são iguais aos valores padrões, MA = 1 e DT = 2 (2,52 μ s), respectivamente.

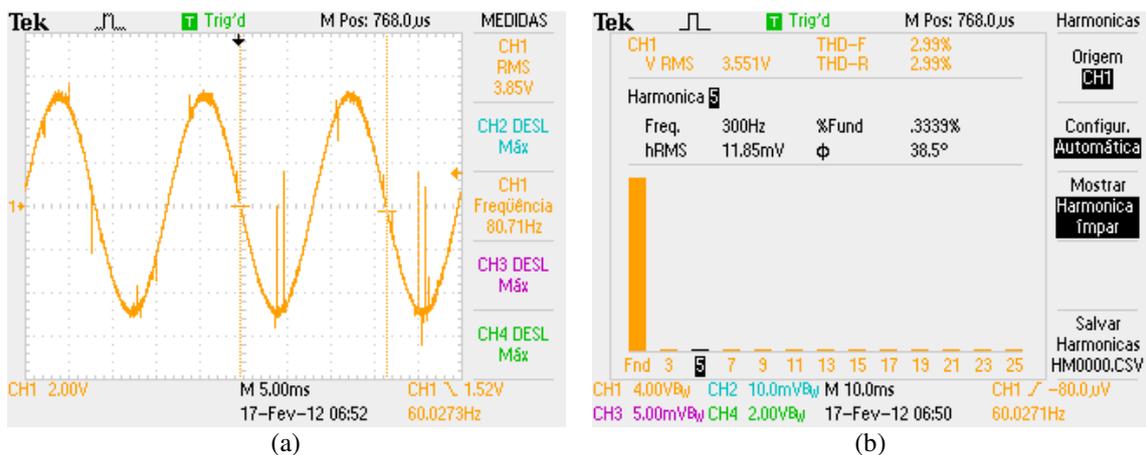


Figura 27: Tensão no resistor para (a) MF = 63 e (b) o conteúdo harmônico do sinal.

O índice de modulação em frequência MF é a razão entre a frequência da onda portadora e a frequência do sinal modulante. Considerando que a frequência da modulante é fixa, o incremento do índice MF resulta no aumento da frequência da portadora, aumentando o número de pulsos. O aumento do índice MF favoreceu a redução nos *ripples* de corrente gerado pelos pulsos *PWM*, como também a redução do conteúdo harmônico de 10,1% para 2,99%, visto que a carga indutiva realiza uma maior filtragem desses *ripples* na medida em que a frequência de chaveamento é aumentada. Entretanto, as perdas por comutação nas chaves aumentam proporcionalmente à frequência de chaveamento.

5 CONCLUSÃO

Neste estágio supervisionado, testou-se a placa genérica de controle acoplada às placas de potência referente aos conversores CA/CC e CC/CA, ademais foram realizadas modificações na placa de controle, visando o funcionamento correto da mesma. Dentre todas as modificações, tem-se a implementação de uma ponte retificadora a diodos alimentando os *drivers* e optoacopladores.

A partir dos resultados obtidos no experimento, verificou-se que a placa de controle e as placas de potência dos conversores CA/CC e CC/CA tiveram o funcionamento validado.

Quanto ao conversor CA/CC, observaram-se discrepâncias nos tempos dos disparos do tiristor, as quais podem ser corrigidas, conectando o sinal de sincronismo a um pino do microcontrolador que gera uma interrupção. Quanto ao conversor CC/CA, os resultados experimentais apresentaram coerência com os resultados esperados na teoria.

Conclui-se com este trabalho, a implementação de uma unidade de controle digital para os conversores CA/CC e CC/CA com um conjunto de recursos, tais como a geração e controle do ângulo de disparo dos tiristores, a geração de pulsos *PWM* para acionamento dos *IGBTs* e o ajuste dos índices de modulação e do tempo morto. Sugere-se como continuação deste trabalho testar a proteção de ambas as placas de potência.

BIBLIOGRAFIA

1. SOARES, P. C. D. S. **Projeto de uma PCI de controle genérica e dos software dos conversores CC/CC e CA/CC para os módulos do Laboratório de Eletrônica de Potência**. Universidade Federal de Campina Grande. Campina Grande. 2011.
2. LUNA, B. E. D. O. B. **Conversor CC-CA - Inversor**. Universidade Federal de Campina Grande. Campina Grande. 2008.
3. SILVA, E. R. C. D. Introdução ao Estudo dos Conversores. In: SILVA, E. R. C. D. **Eletrônica de Potência**. Campina Grande: UFCG, 2006. Cap. 2.
4. FURLAN, R. Retificadores. In: _____ **Eletrônica Experimental**. São Paulo: Departamento da Sistemas Eletrônicos - Escola Politécnica da USP, 2004. Cap. 1.
5. POMÍLIO, J. A. Conversores CA-CC - Retificadores. In: POMÍLIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Campinas: UNICAMP, 1998. Cap. 3.
6. SILVA, E. R. C. D. Conversão CA/CC. In: SILVA, E. R. C. D. **Eletrônica de Potência**. Campina Grande: UFCG, 2003. Cap. 4.
7. SILVA, E. R. C. D. Conversão CC/CA Inversores. In: SILVA, E. R. C. D. **Eletrônica de Potência**. Campina Grande: UFCG, 2006. Cap. 5.
8. RASHID, M. H. Inversores Modulados por Largura de Pulso. In: RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. Cap. 10.
9. MICROSHIP TECHNOLOGY INC. **PIC18F2455/2550/4455/4550 Datasheet**. Eletronic Publication. 2009.
10. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. **Datasheet: High Speed Transistor Optocouplers**. Eletronic Publication. 2000.
11. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. **Datasheet: General Purpose 6-Pin Phototransistor Optocouplers**. Eletronic Publication. 2002.
12. INTERNATIONAL RECTIFIER. **Datasheet: Current Limiting Single Channel Driver**. Eletronic Publication. 2003.
13. ABNT. **NBR 10520 - Informação e documentação - Citações em documentos - Apresentação**. Associação Brasileira de Normas Técnicas. [S.l.]: ABNT. 2002. p. 7.
14. ABNT. **NBR 14724 - Informação e documentação — Trabalhos acadêmicos —**

- Apresentação.** Associação Brasileira de Normas Técnicas. [S.l.]: ABNT. 30 dez. 2005. p. 9.
15. ABNT. **NBR 6023 - Informação e documentação - Referências - Elaboração.** Associação Brasileira de Normas Técnicas. [S.l.]: ABNT. 2002. p. 24.
 16. ABNT. **NBR 6034 - Informação e documentação - Índice - Apresentação.** Associação Brasileira de Normas Técnicas. [S.l.]: ABNT. 2005. p. 4.
 17. ABNT. **NBR 6028 - Informação e documentação - Resumo - Apresentação.** [S.l.]: Associação Brasileira de Normas Técnicas. 2003. p. 2.
 18. POMÍLIO, J. A. Conversores CC-CA como Fontes de Alimentação com Frequência Fixa. In: POMÍLIO, J. A. **Eletrônica de Potência.** Campinas: UNICAMP, 1998. Cap. 6.