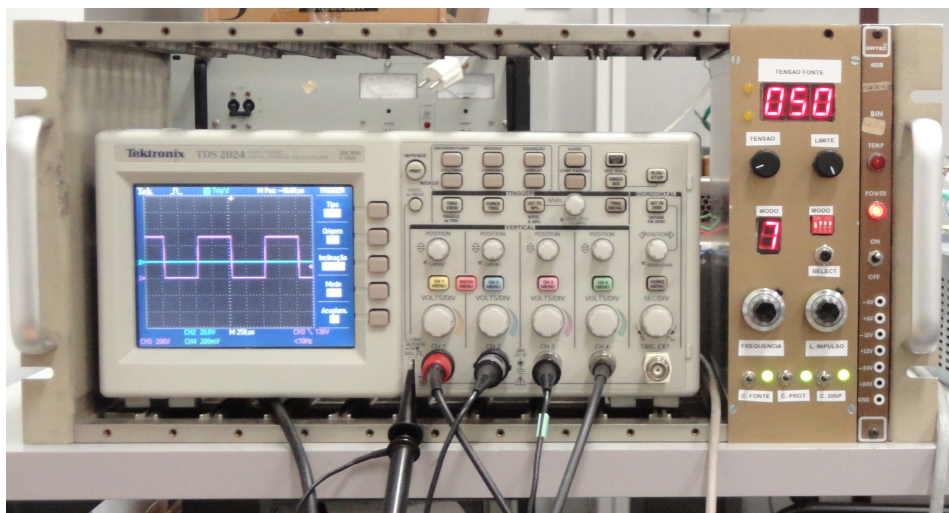


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação



Comando e monitorização com PIC do conversor modulador bipolar

NUNO GONÇALO DE JESUS DOS SANTOS

(Licenciado)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica – ramo Automação e Electrónica Industrial

Orientador:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Júri:

Presidente: Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares

Vogais:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Doutor Acácio João Galhardo Baptista

Setembro de 2012

À minha Mãe

RESUMO

O presente trabalho apresenta a análise, o projecto, a implementação e os ensaios de um protótipo de comando e monitorização dum conversor de potência, um gerador modulador bipolar, através de microcontroladores PIC.

Foram desenvolvidos os circuitos de comando e respectivo protótipo, o circuito de aquisição de sinal e o *software* para comandar e monitorizar o conversor modulador bipolar.

Palavras chave: protótipo de comando, conversor de potência, gerador modular bipolar, microcontroladores PIC.

ABSTRACT

This paper presents the analysis, design, implementation and testing of a prototype for command and monitoring a power converter, a bipolar modulator using, PIC microcontrollers.

The command circuits and respective prototype, the circuit signal acquisition and the software to command and monitor the generator modulator bipolar, have been developed.

Palavras chave: prototype for command, power converter, bipolar modulator, PIC microcontrollers.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar quero expressar os meus sinceros agradecimentos ao Prof. Luís Redondo Manuel dos Santos Redondo, orientador científico; e ao Prof. Hiren Canacsinh, pela disponibilidade e empenho sempre demonstrados na orientação desta dissertação.

Quero também agradecer aos meus colegas e amigos da Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação (ADESPA), do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL) e, em especial, ao Prof. Acácio João Galhardo Batista e ao técnico superior Fernando de Oliveira Louro pela amizade, pela disponibilidade e pelo crescimento pessoal e profissional, não só na realização deste projecto como também durante a minha vida académica. A eles, com muita admiração, um sincero obrigado.

Agradeço a todas as pessoas que de uma forma ou de outra deram o seu contributo para a realização desta dissertação e que não foram aqui referidas.

Por último, e não menos importante, quero agradecer às duas mulheres da minha vida; à minha mãe Isilda de Jesus António dos Santos e à minha futura esposa Patrícia Alexandra Valente Vitorino pelo apoio incondicional, pela presença, pela partilha, pela compreensão e paciência, e também pela motivação, fundamentais para o desenvolvimento deste projecto. A elas, com muito carinho, o meu reconhecimento.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	12
I.1 - Objectivos.....	13
I.2 - Estrutura da Dissertação.....	13
I.2.1 - Organização Geral.....	13
I.2.2 - Convenções.....	14
CAPÍTULO II - COMANDO DE CONVERSORES	15
II.1 – Introdução.....	16
II.2 - Soluções de implementação existentes	17
II.2.1 – Microcontrolador PIC (<i>Peripheral Interface Controller</i>)	17
II.2.2 – FPGA (<i>Field Programmable Gate Arrays</i>)	20
II.2.3 – DSP (<i>Digital Signal Processor</i>).....	23
II.2.4 – Electrónica analógica e digital discreta	26
CAPÍTULO III - CONVERSOR MODULADOR BIPOLAR.....	29
III.1 – Descrição	30
III.2 – Modos de funcionamento.....	31
III.2.1 – Modos principais.....	31
III.2.1.1 – Modo de carga dos condensadores	31
III.2.1.2 – Modo de geração de impulsos negativos.....	32
III.2.1.3 – Modo de geração de impulsos positivos	32
III.2.2 – Modos auxiliares.....	33
III.2.2.1 – <i>Bootstrap</i>	33
III.2.2.2 – Curto – circuito da Carga	37
III.2.2.3 – Tempos mortos	38

CAPÍTULO IV - SISTEMA DE COMANDO PROPOSTO	39
IV.1 - Geral	40
IV.1.1 - Descrição do Bloco de <i>Interface</i>	41
IV.1.1.1 - Layout do módulo de <i>Interface</i>	43
IV.1.2 - Descrição do Bloco de Comando	44
IV.1.3 - Descrição do bloco de isolamento.....	45
IV.1.4 - Descrição do bloco de Potência	45
IV.2 – Descrição detalhada	46
IV.2.1 - Circuito de Controlo da Fonte de Alta Tensão (H.V.)	46
IV.2.1.1 - Microcontrolador PIC18F4331	47
IV.2.1.2 - Estratégia de controlo da fonte.....	49
IV.2.1.3 - Estratégia de selecção da tensão.....	50
IV.2.1.4 - Inibição do circuito de controlo da fonte	58
IV.2.1.5 - Programação.....	59
IV.2.1.6 - Atribuição de entradas e saídas	62
IV.2.2 - Circuito de Geração dos Disparos dos Semicondutores.....	67
IV.2.2.1 - Estratégia de selecção dos modos de funcionamento.....	68
IV.2.2.2 - Modos de funcionamento.....	69
IV.2.2.3 - Estratégia de Selecção da Frequência.....	84
IV.2.2.4 - Estratégia de Selecção da Largura do Impulso	85
IV.2.2.5 - Inibição do circuito de geração de disparos.....	87
IV.2.2.6 - Programação.....	88
IV.2.2.7 - Atribuição de entradas e saídas	92
IV.2.3 - Circuito de Protecção	97
IV.2.3.1 - Microcontrolador PIC18F2331	98
IV.2.3.2 - Estratégia de Protecção do Sistema.....	100
IV.2.3.3 - Programação.....	112

IV.2.3.4 - Atribuição de entradas e saídas	117
CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	122
V.1 – Sinais de comando dos semicondutores IGBT's	123
V.2 – Impulsos de alta tensão aplicados à Carga.	126
V.3 – Anomalias.....	129
V.3.1 – Simulação de anomalias	129
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES.....	136
VI.1 - Acerca do trabalho realizado	137
VI.2 - Perspectivas futuras.....	139
BIBLIOGRAFIA	140
Anexos.....	143
Esquemas eléctricos e respectivas placas de circuito impresso	144

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig 1- Diagrama genérico de um microcontrolador PIC [E. Valdes et al, 2009]	17
Fig 2 - Gerador modular de tensão topologia Marx [Redondo et al, 2010]	18
Fig 3 - a) Microcontrolador PIC18F2331; b) Sinais de comando gerador Marx [Redondo et al, 2010].....	18
Fig 4 - Diagrama genérico de uma FPGA [Skliarova et al, 2003]	20
Fig 5 - Gerador de Marx controlado por FPGA [Pereira et al, 2011].....	21
Fig 6 - Diagrama genérico de uma placa DSP TMS320C6711 / TEXAS INSTRUMENTS	23
Fig 7 - Conversor chopper controlado por DSP [Gambôa et al, 2005].....	24
Fig 8 - Motor de corrente contínua controlado por DSP [Gambôa et al, 2005]	25
Fig 9 - Rectificação monofásica de alto desempenho com correcção do factor de potência	27
Fig 10 - Conversor modular bipolar de quatro estágios.....	30
Fig 11 - Carga dos condensadores	31
Fig 12 - Impulsos negativos	32
Fig 13 - Impulsos positivos	32
Fig 14 - Esquema de ligação do driver IR2213	33
Fig 15 - Carga bootstrap.....	34
Fig 16 – Malha do circuito de carga do condensador de bootstrap	34
Fig 17 - Curto-circuito da Carga após impulso negativo	37
Fig 18 - Curto-circuito da Carga após impulso positivo.....	37
Fig 19 - Diagrama de blocos do sistema.....	40
Fig 20 - Layout do módulo de interface.....	43
Fig 21 - Diagrama do circuito de controlo da fonte.....	46
Fig 22 - Microcontrolador PIC18F4331	47
Fig 23 - Diagrama de pinos do PIC18F4331.....	47
Fig 24 - Estratégia de controlo da fonte.....	49
Fig 25 - Comando de tensão da fonte	50
Fig 26 - Esquema eléctrico do ajuste de tensão.....	51
Fig 27 - Formato do resultado da conversão	52
Fig 28 - Registo da conversão utilizado.....	53
Fig 29 - Conversão digital – analógica	54

Fig 30 - Tabela de conversão AD557JN	54
Fig 31 - Ganho de amplificação.....	55
Fig 32 - Esquema eléctrico da amplificação do sinal do conversor D/A.....	55
Fig 33 - Tabela de selecção da tensão com escalões de 50V	57
Fig 34 - Inibição do circuito de controlo da fonte	58
Fig 35 - Fluxograma da rotina principal do circuito de controlo da fonte	59
Fig 36 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de controlo da fonte.....	61
Fig 37 - Entradas/Saídas PORT A	62
Fig 38 - Entradas/Saídas PORT B	63
Fig 39 - Entradas/Saídas PORT C	64
Fig 40 - Entradas/Saídas PORT D	65
Fig 41 - Entradas/Saídas PORT E.....	66
Fig 42 - Diagrama do circuito de geração dos disparos dos IGBTs	67
Fig 43 - Escolha do modo de funcionamento	68
Fig 44 - Selecção dos modos de funcionamento	69
Fig 45 - Tabela das combinações lógicas dos modos de funcionamento.....	69
Fig 46 - Diagrama temporal - Impulsos negativos	71
Fig 47 - Diagrama temporal - Impulsos negativos com curto-circuito da Carga	73
Fig 48 - Diagrama temporal - Impulsos positivos	75
Fig 49 - Diagrama temporal - Impulsos positivos com curto-circuito da Carga.....	77
Fig 50 - Diagrama temporal - Bipolar simples	79
Fig 51 - Diagrama temporal - Bipolar com curto-circuito da Carga	81
Fig 52 - Diagrama temporal - Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga	83
Fig 53 - Escolha da frequência de funcionamento.....	84
Fig 54 - Esquema eléctrico do ajuste de frequência	84
Fig 55 - Selecção da largura do impulso	85
Fig 56 - Esquema eléctrico do ajuste da largura do impulso.....	86
Fig 57 - Inibição do circuito de geração de disparos	87
Fig 58 - Fluxograma da rotina principal do circuito de geração dos disparos	88
Fig 59 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de geração dos disparos....	90
Fig 60 - Entradas/Saídas PORT A	92
Fig 61 - Entradas/Saídas PORT B	93
Fig 62 - Entradas/Saídas PORT C	94

Fig 63 - Entradas/Saídas PORT D	95
Fig 64 - Entradas/Saídas PORT E.....	96
Fig 65 - Diagrama do circuito de protecção	97
Fig 66 - Microcontrolador PIC18F2331	98
Fig 67 - Diagrama de pinos do PIC18F2331.....	98
Fig 68 - Diagrama do bloco de aquisição de sinal.....	100
Fig 69 - Tratamento do sinal	101
Fig 70 - Gráfico das margens de erro.....	102
Fig 71 - Limites de tensão	103
Fig 72 - Esquema eléctrico do ajuste dos limites de tensão	104
Fig 73 - Cálculo da resistência R_LIMITE	105
Fig 74 - Detecção de anomalia no impulso positivo.....	106
Fig 75 - Esquema eléctrico da detecção de sobretensão no impulso positivo.....	106
Fig 76 - Esquema eléctrico da detecção de subtensão no impulso positivo.....	107
Fig 77 - Estratégia de protecção no impulso positivo.....	108
Fig 78 - Detecção de anomalia no impulso negativo.....	109
Fig 79 - Esquema eléctrico da detecção de sobretensão no impulso negativo.....	109
Fig 80 - Esquema eléctrico da detecção de subtensão no impulso negativo.....	110
Fig 81 - Estratégia de protecção no impulso negativo	111
Fig 82 - Fluxograma da rotina principal do circuito de protecção	112
Fig 83 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de protecção	114
Fig 84 - Entradas/Saídas PORT A	117
Fig 85 - Entradas/Saídas PORT B	118
Fig 86 - Entradas/Saídas PORT C	120
Fig 87 - Entradas/Saídas PORT E.....	121
Fig 88 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 2	123
Fig 89 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 4	124
Fig 90 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 7	125
Fig 91 - Impulso na Carga para o MODO 2.....	126
Fig 92 - Impulso na Carga para o MODO 4.....	127
Fig 93 - Impulso na Carga para o MODO 7.....	128
Fig 94 - Simulação de anomalias para o MODO 2.....	130
Fig 95 - Simulação de anomalias para o MODO 4.....	132
Fig 96 - Simulação de anomalias para o MODO 7.....	134

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

Resumo:

Neste capítulo referem-se os objectivos da dissertação e apresenta-se também a estrutura geral da dissertação e as convenções adoptadas.

I.1 - Objectivos

Este trabalho tem como objectivo desenvolver um protótipo de comando e monitorização de um modulador bipolar, tendo por base um microcontrolador, que permita:

- Comutar entre os diversos modos de funcionamento do conversor através de uma ordem dada pelo utilizador;
- Variar a amplitude, frequência e largura do impulso aplicado a uma Carga;
- Monitorizar o valor do impulso na Carga para proteger o circuito contra sobretensões e/ou subtensões, indicando qual foi o defeito e desligando o conversor;

I.2 - Estrutura da Dissertação

I.2.1 - Organização Geral

A dissertação apresenta uma organização dividida em seis capítulos;

No capítulo I faz-se uma introdução do tema deste trabalho, realçando o seu interesse para a área de Engenharia em que se insere. É apresentado o enquadramento, os objectivos do trabalho, a estrutura adoptada para a dissertação e convenções utilizadas.

No capítulo II são apresentadas as soluções mais comuns para a geração dos sinais de comando de conversores e descrevem-se vantagens e desvantagens de cada uma delas.

No capítulo III é apresentado um Modulador Bipolar e descreve-se o seu funcionamento.

No capítulo IV são apresentados os sistemas desenvolvidos bem como as suas implementações, que serviram de base a todo o trabalho, com vista ao comando e monitorização com PIC do conversor modulador bipolar.

No capítulo V apresentam-se e analisam-se os resultados experimentais verificando a validade do sistema de comando desenvolvido neste trabalho.

No capítulo VI é efectuada uma síntese do trabalho e apresentadas as conclusões gerais mais significativas, bem como algumas perspectivas de trabalho futuro.

I.2.2 - Convenções

Todos os números de ordem utilizados para numerar os capítulos apresentam-se em numeração romana sendo seguidos por numeração árabe.

A numeração de figuras, tabelas e fluxogramas foi efectuada de forma sequencial ao longo de cada capítulo, referenciadas por dois números separados por um ponto. O primeiro número refere-se ao capítulo e o segundo refere-se ao número de ordem da figura ou tabela.

Os vários gráficos e diagramas temporais apresentados neste trabalho foram devidamente identificados bem como os seus eixos, no entanto muitos destes gráficos não possuem escala uma vez que visam detalhar um determinado funcionamento que não depende de uma escala fixa.

A legenda de figuras, tabelas e fluxogramas é apresentada a carregado.

Sempre que possível tentou-se evitar o uso de termos estrangeiros nesta dissertação. No entanto, quando a utilização de algum termo técnico, que não faça parte do vocabulário da Língua Portuguesa, se encontre vulgarizada optou-se por utilizar este, escrevendo-o em itálico (por exemplo: *layout*, *rack*, etc).

O sistema de unidades de medida utilizado foi o Sistema Internacional (SI).

CAPÍTULO II - COMANDO DE CONVERSORES

Resumo:

Neste capítulo apresentam-se as soluções mais comuns para a geração dos sinais de comando de conversores e descrevem-se vantagens e desvantagens de cada uma delas.

II.1 – Introdução

Este trabalho apresenta uma solução industrial para um modulador bipolar do tipo gerador de Marx, que permite desde a alteração de modos de funcionamento a variações de amplitude, frequência e largura de impulso na Carga; sem recorrer a uma nova programação ou alteração no circuito de comando.

Esta solução permite uma melhor interacção entre o operador e a máquina, beneficiando a integração nas diferentes áreas de aplicação deste tipo de gerador, desde aplicações em armamento, aceleradores de partículas e física de altas energias.

Actualmente, os geradores pulsados de alta tensão também se aplicam em processos comerciais de tratamento de metais e semicondutores e estão a ser desenvolvidas novas técnicas para tratamento de desperdícios, controlo de poluição, esterilização de comida, diagnóstico e tratamento médico, usando esta tecnologia.

II.2 - Soluções de implementação existentes

Existem diversas soluções para o comando e monitorização de conversores electrónicos.

II.2.1 – Microcontrolador PIC (*Peripheral Interface Controller*)

Um microcontrolador é um sistema computacional, completo integrado num único *chip*, que inclui um CPU (unidade central de processamento), memória RAM (memória de dados), memória FLASH (memória de programação), memória E²PROM (memória de dados e/ou programação), pinos I/O (Input/Output), além de outros periféricos internos, tais como, osciladores, temporizadores (TIMER's), conversores A/D, módulos PWM, interface série assíncrona USART, interface USB, interface SPI (*Serial Peripheral Interface*), interface I²C (*Inter-Integrated Circuit*), entre outros. Um diagrama genérico de um microcontrolador é apresentado na figura 1.

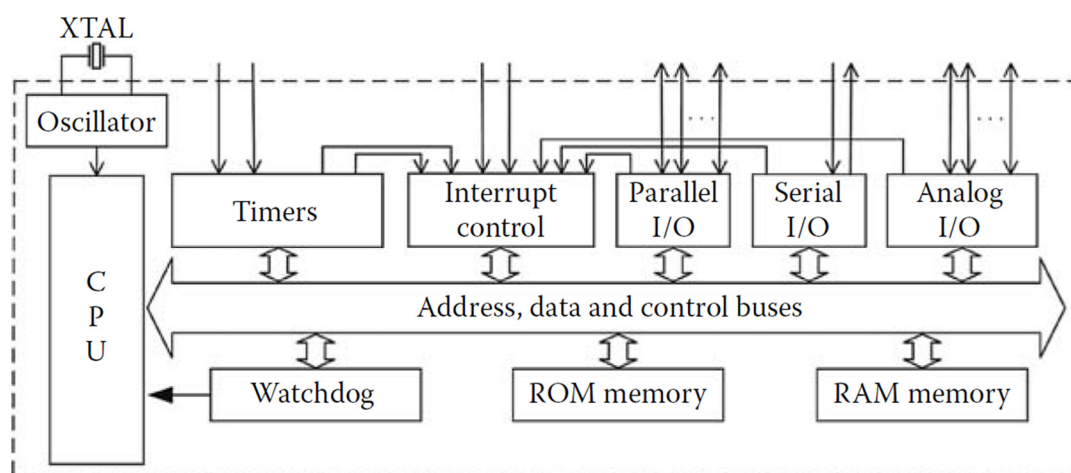


Fig 1- Diagrama genérico de um microcontrolador PIC [E. Valdes et al, 2009]

O facto dos microcontroladores possuírem todos estes periféricos internos num único *chip* de tamanho reduzido e de serem relativamente fáceis de implementar e programar, originou, inevitavelmente, a sua implementação em massa não só na indústria (e.g. automação e robótica) como também no nosso dia-a-dia como por exemplo no controlo de uma máquina de venda de tabaco ou uma máquina de lavar roupa ou até mesmo em telemóveis *smartphones* onde se necessita de um bom desempenho com um baixo consumo de energia (normalmente microcontroladores ARM – *Advanced RISC Machines*).

O microcontrolador PIC é fabricado pela *Microchip Technology* e suporta diferentes tipos de linguagem de programação como a linguagem *Assembly* ou linguagem C, através do *software* MPLAB. No entanto, existem *softwares* como o Matlab / Simulink que permitem a criação de diagramas de blocos e criação de projectos que facilitam ainda mais a programação (programação por blocos).

Um exemplo de aplicação desta tecnologia é apresentada na literatura [Redondo et al.,2010], onde o autor utiliza um microcontrolador para gerar os sinais de comando dos semicondutores IGBTs, de um gerador modular de tensão baseado na topologia Marx (ver figura 2).

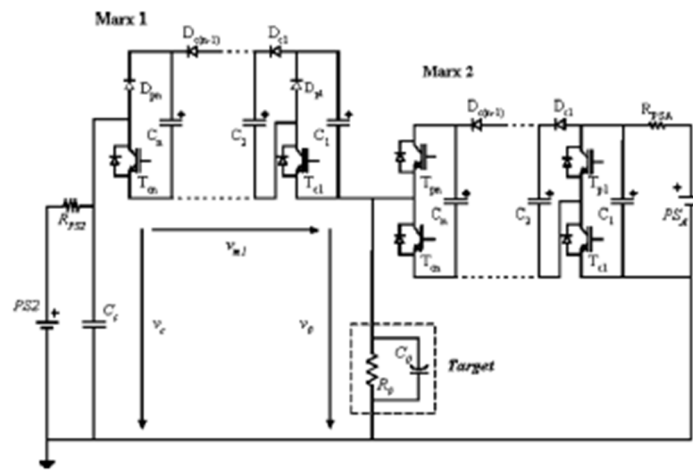


Fig 2 - Gerador modular de tensão topologia Marx [Redondo et al, 2010]

O autor utiliza um microcontrolador PIC18F2331 para gerar os sinais de disparo transmitidos por fibra óptica até aos semicondutores comandados de cada estágio do gerador de Marx, como é representado na figura 3.

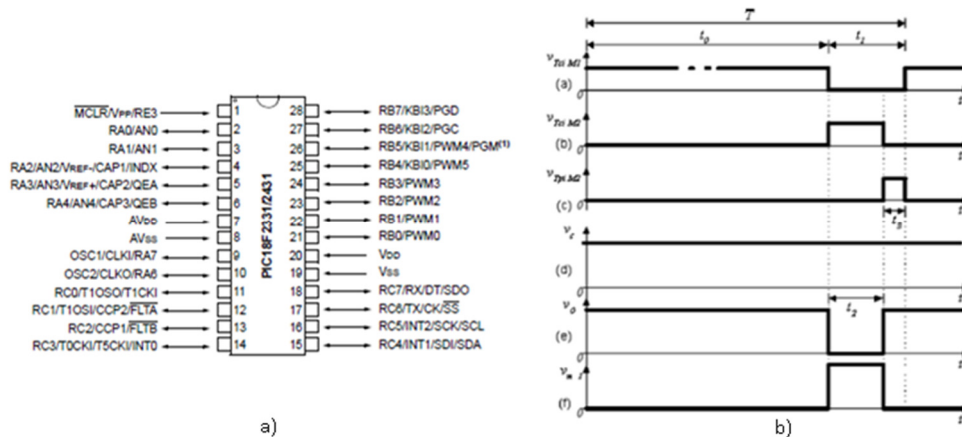


Fig 3 - a) Microcontrolador PIC18F2331; b) Sinais de comando gerador Marx [Redondo et al, 2010]

Como principais vantagens do microcontrolador tem-se:

- Linguagens de programação *standard* (*Assembly*, *C*, *C++*, *Visual Basic*) ou por blocos (associado ao Matlab / Simulink);
- *Software* de programação *open source*;
- Configuração simples dos periféricos internos (TIMER's, PWM, A/D,...);
- Processador, memórias RAM e EEPROM, oscilador interno, portas analógicas e outros periféricos internos; tudo isto num único componente de dimensões reduzidas;
- Baixo consumo de energia, na ordem dos mW (modo de poupança de energia – “*Sleep*”);
- Custo muito reduzido, na ordem da dezena de euros.

Como principais desvantagens do microcontrolador temos:

- Frequências de trabalho lentas em relação a outras tecnologias, na ordem das dezenas de MHz;
- Possui muitos periféricos internos que não são utilizados.

II.2.2 – FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*)

A FPGA é um dispositivo lógico programável capaz de ser configurado para reproduzir o comportamento de um *hardware*. Este dispositivo é formado por blocos lógicos programáveis que são conectados por interligações também elas programáveis, como se mostra na figura 4. Estes dois recursos permitem a criação de circuitos lógicos em FPGA, sendo limitados pela área e memória disponíveis.

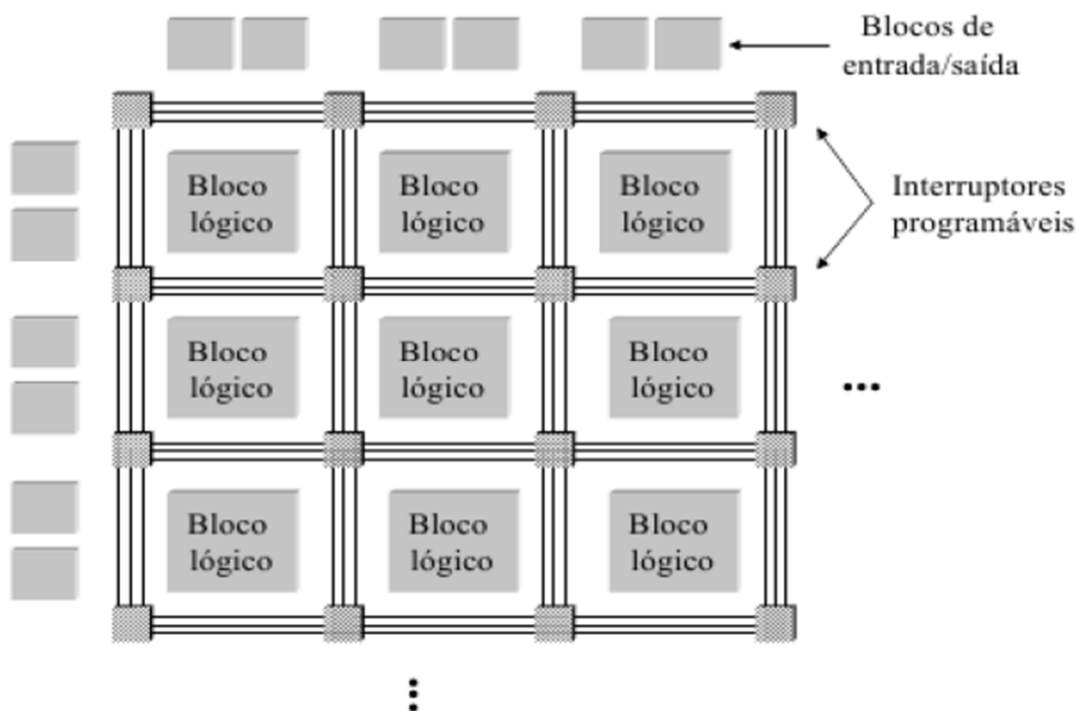


Fig 4 - Diagrama genérico de uma FPGA [Skliarova et al, 2003]

Normalmente as FPGA's são utilizadas para resolver projectos de *hardware* antes destes serem produzidos em silício. A possibilidade do projectista poder programar funções e reconfigurar o *hardware* para aplicações específicas, sem estar restrito a uma função de *hardware* pré-determinada como por exemplo um temporizador que nos microcontroladores está restrito a 8 ou 16 *bit*'s, num registo específico de fábrica que não pode ser alterado; permite a actualização e modificação de projectos de *hardware* num tempo muito mais reduzido que o necessário para a criação de um novo *chip* de silício e também elimina o custo elevado da produção de outro *chip* em caso de actualização do mesmo ou até do sistema envolvente.

A linguagem utilizada é a VHDL, linguagem de descrição de *hardware* VHSIC (*Very High Speed Integrated Circuits*).

Um exemplo de aplicação desta tecnologia é apresentada na literatura [Pereira et al, 2011], onde o autor constrói um protótipo de comando de um conversor modular bipolar baseado numa FPGA, integrando uma interface gráfica com o utilizador (monitor LCD) onde é possível visualizar formas de onda de tensão e corrente à saída do conversor; e usando um rato PS2 também é possível ajustar frequência, largura do impulso e amplitude; como mostra o diagrama da figura 5.

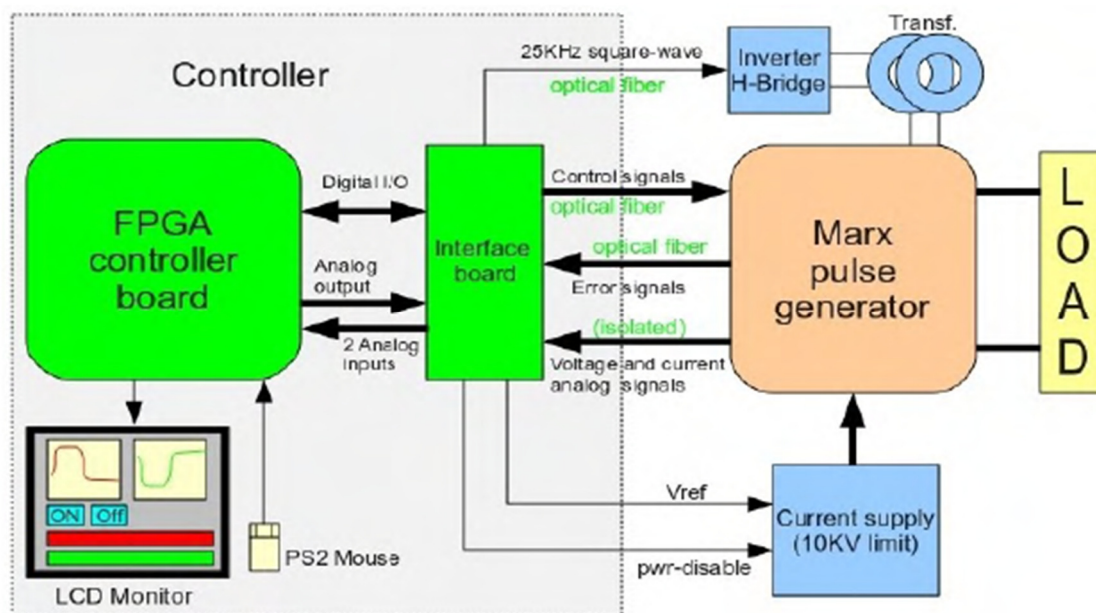


Fig 5 - Gerador de Marx controlado por FPGA [Pereira et al, 2011]

Como principais vantagens da FPGA tem-se:

- Frequências de trabalho muito elevadas na ordem das centenas de MHz;
- Imunidade ao ruído
- Consegue-se uma prototipagem rápida e verificação, sem o processo de fabricação de *design* personalizado ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*);
- Actualizável em campo eliminando a despesa de fabricação de um novo ASIC.

Como principais desvantagens da FPGA tem-se:

- Elevado custo, na ordem das centenas de euros (tendo em conta todos os periféricos necessários para o correcto funcionamento do *chip* FPGA).
- Linguagem de programação VHDL muito mais complexa do que as tradicionais linguagens C / C++, *Assembly*, que utilizam as instruções já programadas no processador;
- Tempo de configuração: Em sistemas dinamicamente reconfiguráveis, o tempo de reconfiguração da FPGA é muito superior a um microcontrolador, o que limita a sua aplicabilidade;
- Necessita de periféricos como ROM para guardar a programação uma vez que a programação da FPGA é volátil, RAM para armazenar dados temporariamente; para funcionar correctamente;
- Não possui conversores A/D, portanto necessita de *hardware* externo para essa função o que encarece mais a placa da FPGA;
- Maior consumo de energia em relação ao PIC, na ordem das centenas de mW (não tem modo de poupança de energia).

II.2.3 – DSP (Digital Signal Processor)

O DSP é um dispositivo que utiliza um processador de alto desempenho, especializado em processamento digital de sinais em tempo real ou em *off-line*. Ao processador está associado um barramento I/O que permite não só o controlo como também a monitorização de um determinado circuito, permitindo ainda uma interface com o projectista, normalmente um computador, onde este pode analisar em tempo real determinada variável do sistema e controlá-la.

Para além do barramento I/O digitais, este dispositivo também dispõe de conversores A/D para adquirir sinais analógicos processando-os de seguida tendo a possibilidade de convertê-los novamente em sinais analógicos devido aos seus conversores D/A de saída. Pode conter também comunicação série e paralela e conversores PWM. No entanto estes periféricos são externos ao processador, isto é, estão implementados numa placa PCB ao lado do processador e comunicam através de barramentos, como se representa na figura 6.

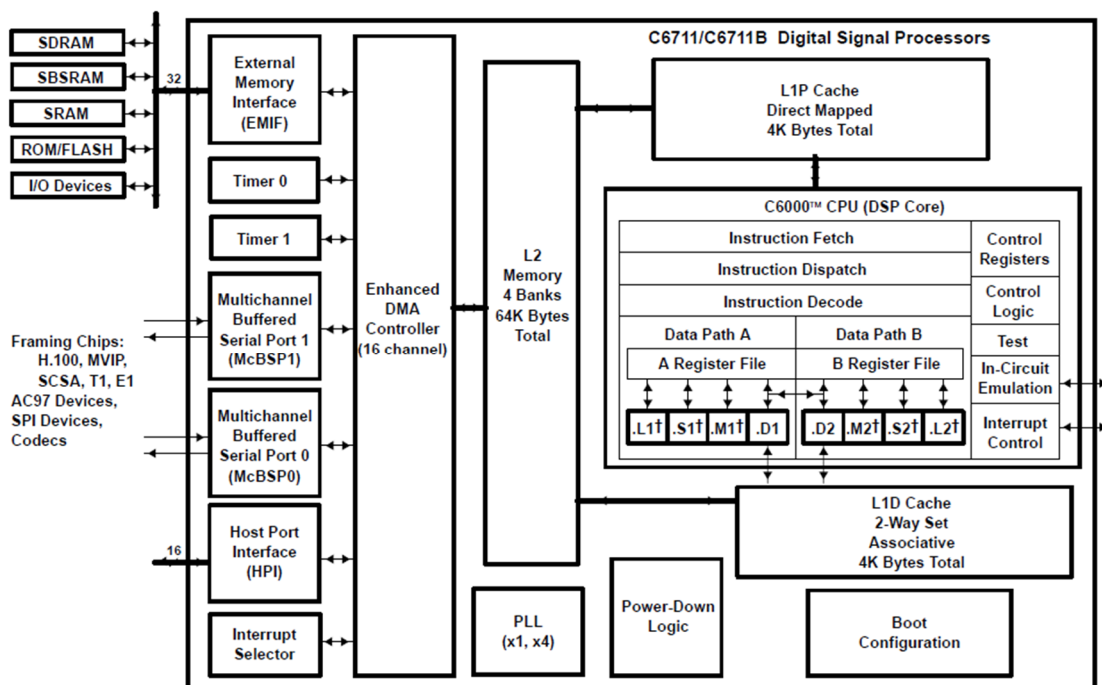


Fig 6 - Diagrama genérico de uma placa DSP TMS320C6711 / TEXAS INSTRUMENTS

À semelhança do microcontrolador, o DSP também suporta diferentes tipos de linguagem de programação como a linguagem *Assembly* ou linguagem C / C++ e também permite a integração com o Matlab / Simulink e ainda com o LabView. O próprio *software* do fabricante do DSP permite a criação de sinópticos gráficos onde podemos alterar as variáveis do circuito em tempo real e lê-las.

Um exemplo de aplicação desta tecnologia é apresentada na literatura [Gambôa et al, 2005], onde o autor utiliza um DSP para o comando de um conversor *chopper* de 4 quadrantes, através da técnica de PWM. O autor efectuou a programação por blocos, dos sinais de controlo através do *software Simulink* e posteriormente construiu um sinóptico, através do *software Control Desk*, que permite ao utilizador monitorizar o conversor (ver figura 7).

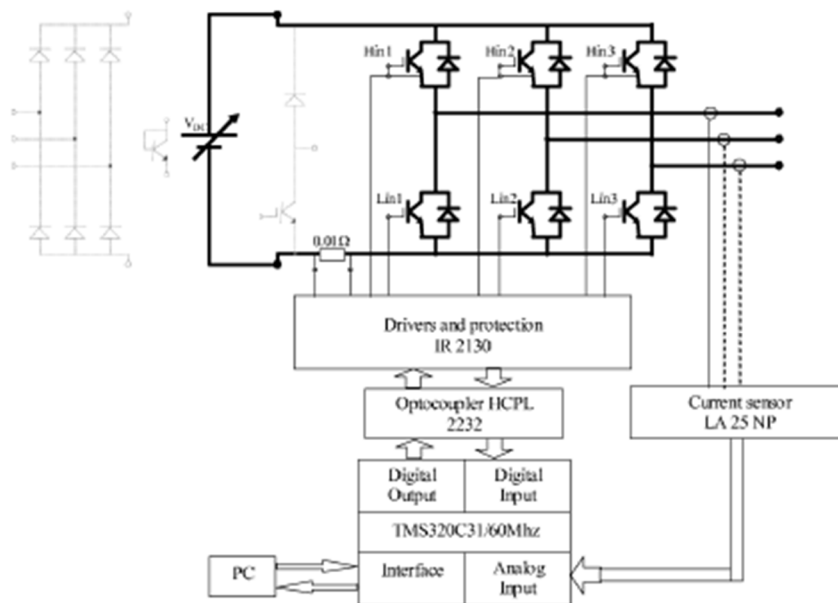


Fig 7 - Conversor chopper controlado por DSP [Gambôa et al, 2005]

Neste documento é mostrado também o controlo de velocidade de um motor de corrente contínua, através do mesmo método, como se pode visualizar na figura 8.

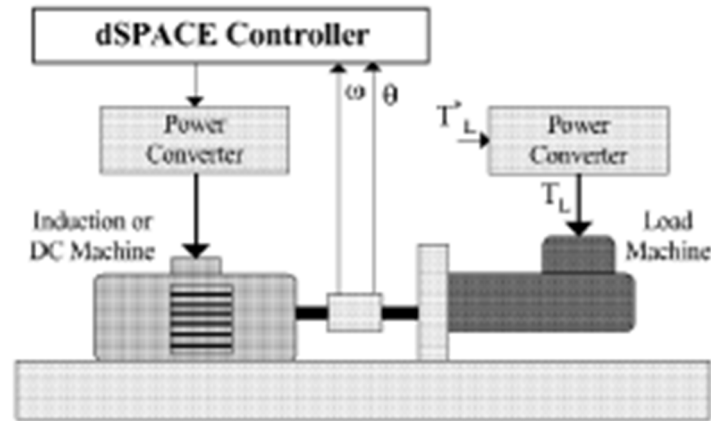


Fig 8 - Motor de corrente contínua controlado por DSP [Gambôa et al, 2005]

Como principais vantagens do DSP tem-se:

- Linguagens de programação *standard* (*Assembly*, *C*, *C++*, *Visual Basic*) ou por blocos (associado ao Matlab / Simulink ou LabView);
- Frequências de trabalho muito elevadas, chegam a ser na ordem dos GHz;
- Modo poupança de energia, embora consuma mais do que um microcontrolador;
- Comunicação com o PC já integrada.

Como principais desvantagens do DSP tem-se:

- Custo muito elevado, em relação às outras tecnologias, na ordem dos milhares de euros;
- *Software* de interface e programação não gratuito;
- Dimensões consideráveis comparando com as outras tecnologias.

II.2.4 – Electrónica analógica e digital discreta

Esta tecnologia é a clássica, basicamente trata-se em utilizar todos os circuitos integrados de uso geral, não programáveis, desde portas lógicas a amplificadores operacionais, transístores, resistências, entre outros; e criar um circuito dedicado à aplicação.

Dependendo da complexidade do projecto, esta tecnologia está cada vez mais em desuso quando se trata de uma aplicação de comando e monitorização que envolva leituras rápidas e comparações constantes, porque envolve muitos componentes distintos e o atraso provocado por cada um deles e o próprio erro associado impossibilita um funcionamento correcto do sistema.

Para desenvolver um *chip* que execute uma tarefa específica como por exemplo um *chip* para implementar num variador de velocidade onde seja necessário gerar PWM, comunicar com um *display*, ler e guardar parâmetros; se se pensar em utilizar electrónica analógica e digital para o desenvolvimento, para além de ter um custo elevado, seria um projecto com um grau de complexidade extrema com dimensões consideráveis.

Para este projecto, o ideal seria usar uma FPGA para simular todo o *hardware* envolvido e de seguida criar-se o *chip* dedicado (ASIC – *Application Specific Integrated Circuit*).

No entanto, querendo apenas um projecto simples como um compensador PI por exemplo, torna-se relativamente fácil implementar e com um custo muito mais reduzido do que as outras tecnologias referidas.

Actualmente esta tecnologia serve para complementar e auxiliar as restantes e normalmente são circuitos pequenos que permitem colmatar a ausência de um conversor A/D numa FPGA ou libertar recursos de um PIC por exemplo, sem comprometer a rapidez do sistema, ou realizar funções de protecção perto dos semicondutores de potência de forma a diminuir o tempo de reacção do sistema.

Um exemplo de aplicação desta tecnologia é apresentada na literatura [Roberto Martinez et al, 1996], onde o autor utiliza electrónica analógica (AMPOP's e um integrado ICL8038 gerador de sinais) para o comando de um rectificador monofásico de alto desempenho e para a correcção do factor de potência (ver figura 9).

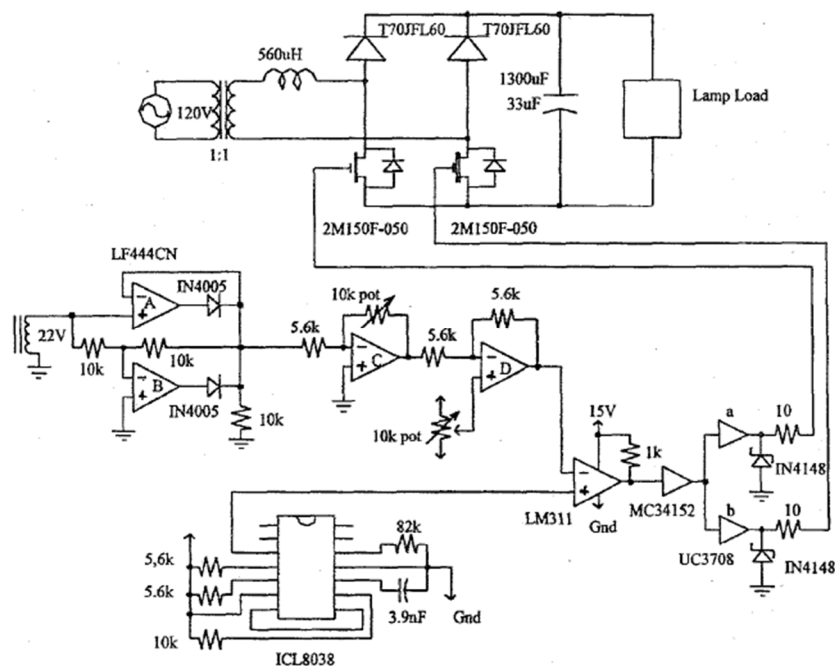


Fig 9 - Rectificação monofásica de alto desempenho com correcção do factor de potência

Como principais vantagens da electrónica analógica e digital tem-se:

- Ausência de programação;
- Construção de um circuito dedicado;
- Em circuitos simples, rapidez de operação e redução da probabilidade de erros.

Como principais desvantagens da electrónica analógica e digital tem-se:

- Maior número de circuitos integrados o que na maior parte dos projectos representa um custo muito elevado;
- Um projecto com dimensões elevadas em relação às FPGA's e aos PIC's; (e.g. um gerador PWM com controlo em cadeia fechada, por um compensador proporcional integral, que se faz facilmente com um único chip microcontrolador PIC12F683 de gama baixa de apenas 8 pinos, com esta tecnologia serão necessários pelo menos dois *chips* (e.g. TL084) e todos os restantes periféricos como condensadores e resistências).
- Frequências de trabalho reduzidas, na ordem das centenas de kHz.
- Maior complexidade;
- Consumo de energia elevado, podendo chegar facilmente à dezena de W dependendo do número de componentes do projecto.

CAPÍTULO III - CONVERSOR MODULADOR BIPOLAR

Resumo:

Neste capítulo apresenta-se a descrição e funcionamento do Modulador Bipolar. Estudam-se também os vários modos de funcionamento do mesmo, bem como os modos auxiliares que foram necessários implementar.

III.1 – Descrição

O Modular Bipolar aqui estudado é um gerador de impulsos negativos e/ou positivos de alta tensão baseado na topologia do gerador de Marx electrónico.

A figura 10 apresenta um Modulador Bipolar com 4 estágios, constituído por semicondutores IGBTs e diódos, utilizado nesta dissertação.

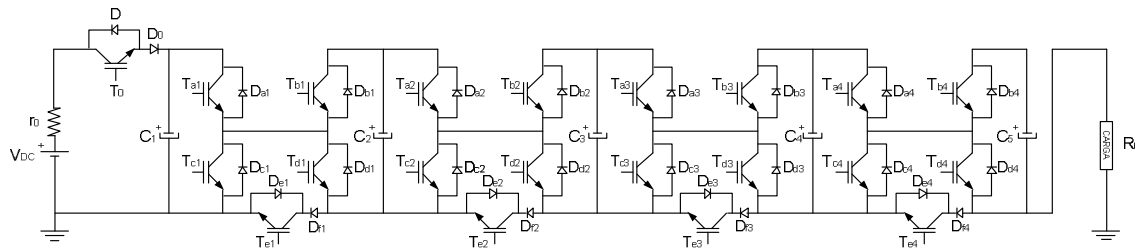


Fig 10 - Conversor modular bipolar de quatro estágios

O princípio de funcionamento deste conversor baseia-se na carga de condensadores em paralelo a partir de uma fonte V_{DC} e posterior descarga dos mesmos em série com a Carga, gerando assim impulsos (positivo e/ou negativo) com amplitudes em módulo de, aproximadamente:

$$V_{carga} = n V_{DC}, \text{ onde } n \text{ é o número de estágios e } V_{DC} \text{ é a tensão da fonte}$$

Neste caso, a amplitude do impulso gerado pelo conversor de 4 estágios, desprezando todas as quedas de tensão nos semicondutores e eventuais perdas por efeito de Joule, é aproximadamente quatro vezes a tensão da fonte V_{DC} .

III.2 – Modos de funcionamento

Um dos objectivos desta dissertação é proporcionar ao utilizador a escolha de vários modos de funcionamento do gerador sem que seja necessária a reprogramação do microcontrolador responsável pelos sinais de comutação dos semicondutores.

III.2.1 – Modos principais

Os vários modos de funcionamento do gerador foram baseados nos três modos principais, modo de carga dos condensadores, modo de geração de impulsos negativos e modo de geração de impulsos positivos.

III.2.1.1 – Modo de carga dos condensadores

A carga dos condensadores é sempre o modo inicial para garantir que tenham energia suficiente para posteriormente ser gerado o impulso de alta tensão na carga R_0 .

Os condensadores C_j são carregados pela fonte V_{DC} , para isso são postos à condução os semicondutores T_0 , T_{ai} e T_{ei} sendo que os díodos D_0 , D_{bi} e D_{fi} ficam directamente polarizados, tal que, $i \in \{1,2,3,4\}$ e $j \in \{1,2,3,4,5\}$; como se mostra na figura 11.

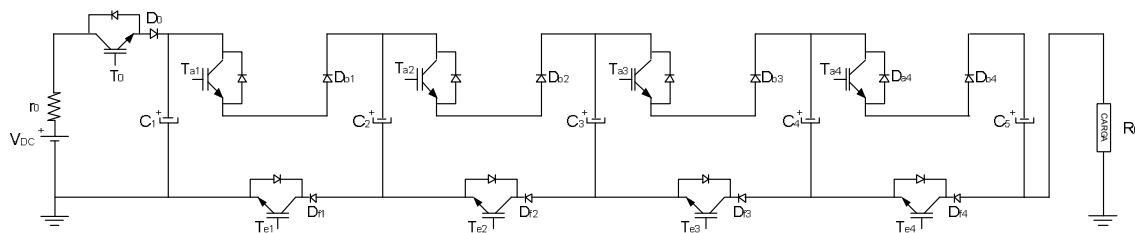


Fig 11 - Carga dos condensadores

III.2.1.2 – Modo de geração de impulsos negativos

Supondo que os condensadores C_j estão carregados está-se em condições para poder gerar impulsos negativos na carga R_0 , através da descarga dos condensadores em série.

Para isso, são postos à condução os semicondutores T_{bi} e T_{ci} , como se mostra na figura 12.

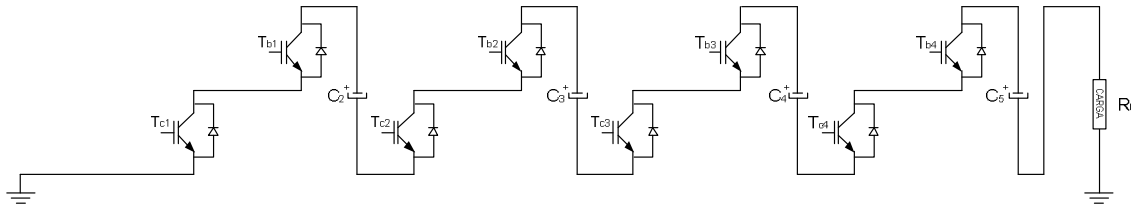


Fig 12 - Impulsos negativos

Neste modo, o primeiro condensador (C_1) não participa no impulso negativo, ou seja, não é descarregado; o que implica que o impulso negativo tenha uma amplitude em módulo, aproximadamente, de quatro vezes a tensão da fonte V_{DC} .

III.2.1.3 – Modo de geração de impulsos positivos

Supondo novamente que os condensadores C_j estão carregados está-se em condições para se poder gerar impulsos positivos na carga R_0 , através da descarga dos condensadores em série.

Para isso, são postos à condução os semicondutores T_{ai} e T_{di} , como se mostra na figura 13.

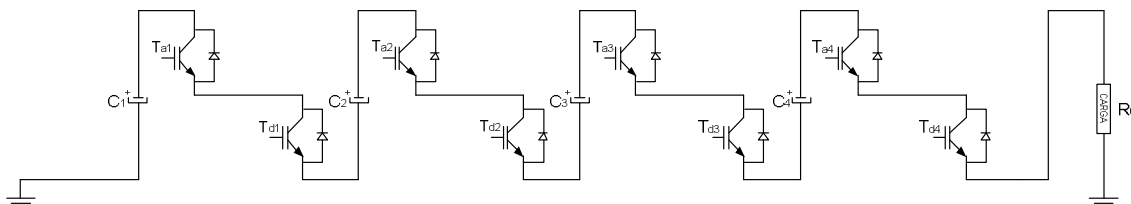


Fig 13 - Impulsos positivos

Neste modo, é o último condensador (C_5) que não participa no impulso positivo, ou seja, não é descarregado; o que implica que o impulso positivo tenha uma amplitude em módulo, aproximadamente, de quatro vezes a tensão da fonte V_{DC} .

III.2.2 – Modos auxiliares

Para garantir que o gerador modular bipolar funcione corretamente e em diversas situações distintas, foi necessário a criação de outros modos de funcionamento que auxiliem os modos principais, tais como o modo *bootstrap*, o *curto-circuito da Carga* e ainda a existência de *tempos mortos*.

III.2.2.1 – Bootstrap

Uma vez que os semicondutores comandados dos níveis superiores (T_{ai} e T_{bi}) estão a um potencial flutuante, a alimentação dos seus circuitos de disparo processa-se de maneira diferente que os dos IGBTs dos níveis inferiores (T_{ci} e T_{di}), que se encontram referenciados à massa da potência.

São necessárias várias tensões isoladas (entre si) para forçar a condução dos semicondutores dos níveis superiores e para isso utilizou-se a técnica de *bootstrap*, que consiste na criação de uma fonte de alimentação flutuante com um díodo e um condensador, como mostra a figura 14.

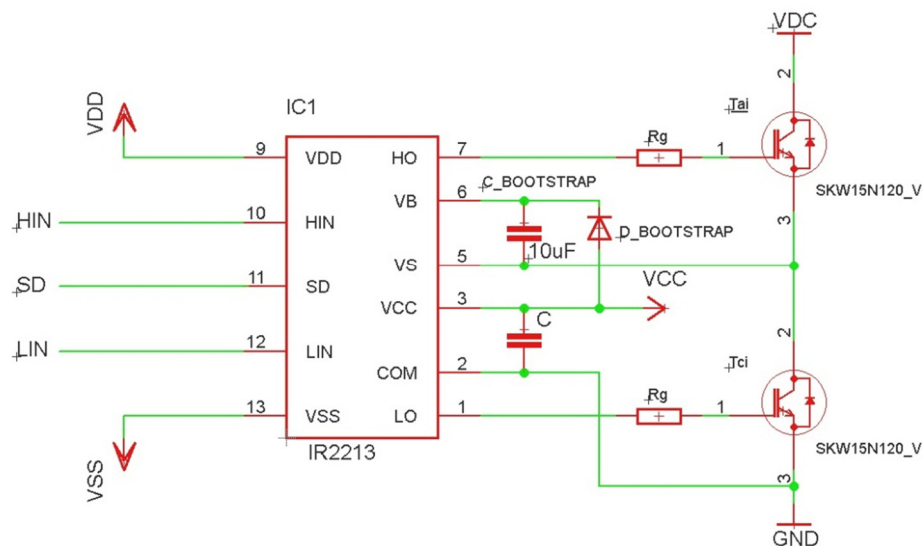


Fig 14 - Esquema de ligação do driver IR2213

Quando o semicondutor T_{ci} (ou T_{di}) é posto à condução, o pino V_s fica ligado à massa, implicando assim que o condensador de *bootstrap* ($C_{BOOTSTRAP}$) seja carregado pela alimentação do *driver* (VCC), através do diodo de *bootstrap* ($D_{BOOTSTRAP}$).

Então, o tempo de carga do condensador $C_BOOTSTRAP$ é igual ao tempo de condução do semicondutor T_{ci} .

Portanto, após os tempos mortos, são postos à condução os semicondutores T_{ci} e T_{di} , com $i \in \{1,2,3,4\}$; como mostra a figura 15, para carregar o condensador de *bootstrap*.

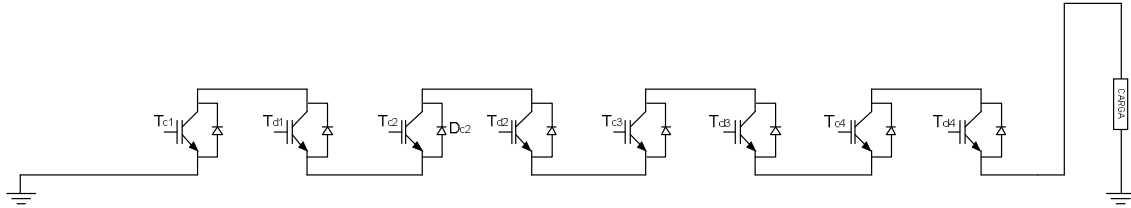


Fig 15 - Carga bootstrap

Validação do valor de capacidade escolhida para o condensador de *bootstrap*:

Circulando pela malha A de carga do condensador $C_BOOTSTRAP$, como se mostra na figura 16, tem-se:

$$-v_c + V_{D_{bootstrap}} + v_{C_{bootstrap}} + v_{CE_{TCi}} = 0$$

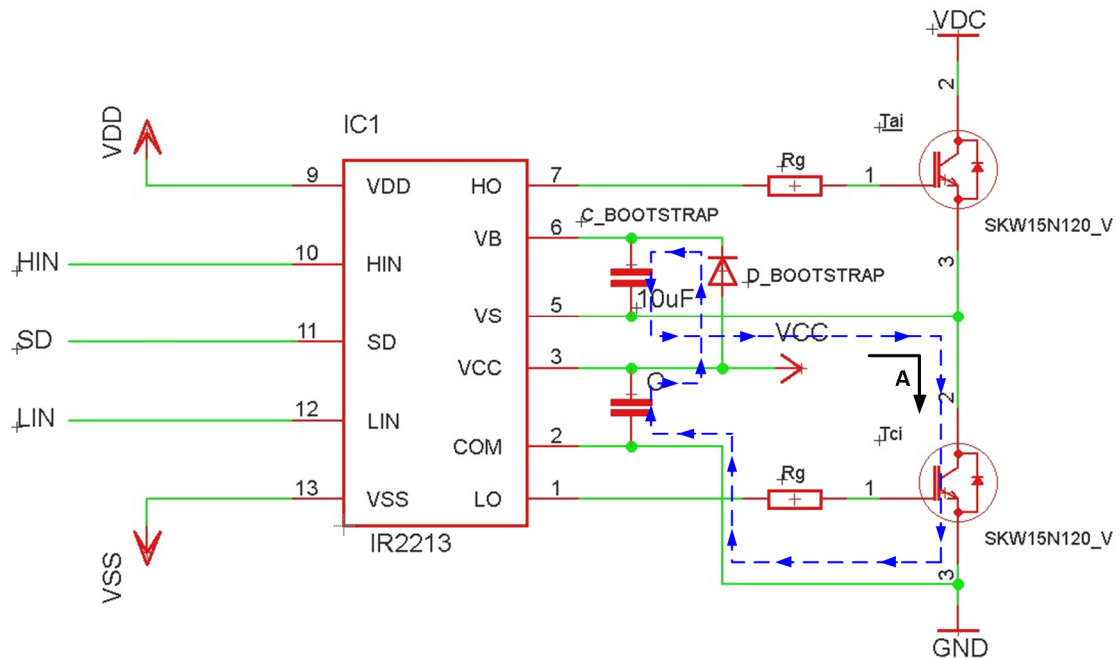


Fig 16 – Malha do circuito de carga do condensador de bootstrap

Supondo que:

- $v_c = V_{cc} = 15V = \text{constante}$, e que a resistência do circuito é muito pequena, então pode-se considerar a constante de tempo de carga $< 1\mu s$.
- $V_{D_{bootstrap}} = 0,7V$, queda de tensão directa do díodo de *bootstrap*;
- $v_{CE_{TCi}} = 0,7V$, tensão colector-emissor de saturação (valor retirado da curva característica $I_C(V_{CE})$ no *datasheet* do componente IGBT SKW15N120)

Então:

$$v_{C_{bootstrap}} = v_c - V_{D_{bootstrap}} - v_{CE_{TCi}} \Leftrightarrow v_{C_{bootstrap}} = 15 - 0,7 - 0,7 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow v_{C_{bootstrap}} = 13,6V$$

A tensão inicial, com o condensador totalmente carregado é: $U_i = 13,6V$

Quando o semiconductor T_{ai} é posto à condução, o condensador de *bootstrap* descarrega-se para forçar a sua condução, sendo esta a pior situação para a descarga do condensador de *bootstrap*. No entanto, quando ambos os semicondutores T_{ai} e T_{ci} estão ao corte, existe uma corrente de fugas consumida pelo *driver* IR2213.

$$\text{Então:} \quad Q_{IR} = Q_{Tai_ON} + Q_{fuga} \Leftrightarrow Q_{IR} = Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_TCi_OFF}$$

Supondo que:

- $Q_{Tai_ON} = 130nC$, carga na *gate* típica para a condução do semiconductor.(valor retirado do *datasheet* do componente IGBT SKW15N120);
- $i_{fuga} = 125\mu A$, corrente de fuga quando não existe disparo (valor retirado do *datasheet* do componente IR 2213).
- $t_{Tai_TCi_OFF} = 14\mu s$, tempo em que nenhum dos semicondutores T_{ai} ou T_{ci} está a conduzir; para a pior situação (modo bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga após impulsos).

No entanto, sabe-se que a carga final do condensador de *bootstrap* (Q_f) é a diferença entre a carga inicial do condensador de *bootstrap* (Q_i) e a carga utilizada para comutar o semicondutor T_{ai} e consumida pelo *driver* quando os semicondutores estão ao corte (Q_{IR}):

$$Q_f = Q_i - Q_{IR} \Leftrightarrow Q_i - Q_f = Q_{IR}$$

E ainda:

$$\begin{cases} Q_i = C_{BOOTSTRAP} \cdot U_i \\ Q_f = C_{BOOTSTRAP} \cdot U_f \\ Q_{IR} = Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_Tci_OFF} \end{cases}$$

Substituindo, tem-se:

$$\begin{aligned} Q_i - Q_f = Q_{IR} &\Leftrightarrow C_{BOOTSTRAP} \cdot U_i - C_{BOOTSTRAP} \cdot U_f = Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_Tci_OFF} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow C_{BOOTSTRAP} \cdot (U_i - U_f) = Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_Tci_OFF} \end{aligned}$$

Escolheu-se um condensador de *bootstrap* de $10\mu F$ e assumiu-se que, para haver comutação do semicondutor T_{ai} , a tensão final U_f não poderá ser menor que 13V:

$$U_f \geq 13V \text{ com } C_{BOOTSTRAP} = 10\mu F$$

Então:

$$C_{BOOTSTRAP} \cdot (U_i - U_f) = Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_Tci_OFF} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow U_f = U_i - \frac{Q_{Tai_ON} + i_{fuga} \cdot t_{Tai_Tci_OFF}}{C_{BOOTSTRAP}} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow U_f = 13,6 - \frac{130 \times 10^{-9} + 125 \times 10^{-6} \times 14 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}} \Leftrightarrow U_f = 13,587V$$

Confirma-se que o valor de capacidade escolhida se enquadra nos parâmetros necessários, uma vez que a tensão final é superior a 13V.

III.2.2.2 – Curto – circuito da Carga

O impulso aplicado na Carga é gerado à custa da descarga de condensadores, ficando estes ligados em série com a Carga.

Para Cargas de valor óhmico elevado (na ordem das dezenas de $k\Omega$), a constante de tempo RC de descarga é elevada o que implica que as capacidades parasitas sejam mais lentamente extintas. Para descarregar rapidamente estas capacidades indesejáveis, foi implementado um modo auxiliar que consiste no curto-circuito da Carga por alguns instantes, após o impulso:

Após os impulsos negativos, são forçados a conduzir os semicondutores T_{di} e os díodos D_{ci} conduzem, com $i \in \{1,2,3,4\}$; como se mostra na figura 17.

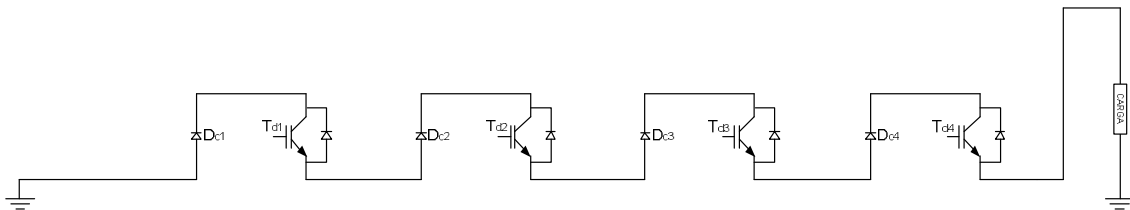


Fig 17 - Curto-circuito da Carga após impulso negativo

Desta forma elimina-se o efeito das capacidades parasitas após os impulsos negativos.

Após os impulsos positivos, são forçados a conduzir os semicondutores T_{ei} e os díodos D_{fi} conduzem, com $i \in \{1,2,3,4\}$; como se mostra na figura 18.

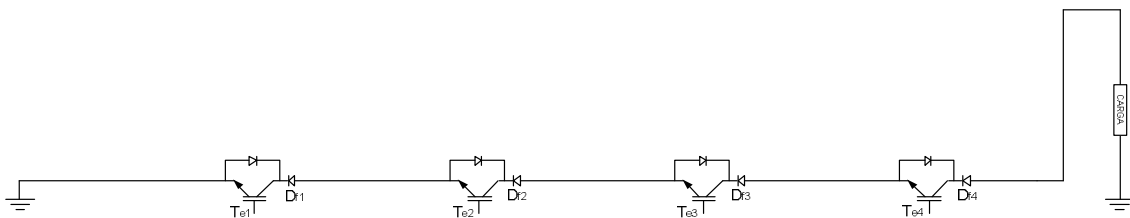


Fig 18 - Curto-circuito da Carga após impulso positivo

Desta forma elimina-se o efeito das capacidades parasitas após os impulsos positivos.

III.2.2.3 – Tempos mortos

Após cada sequência de comutações dos semicondutores comandados (IGBTs) é necessário garantir um instante em que todos eles estão ao corte (OFF) antes duma nova sequência, para não haver condução simultânea dos mesmos que possam provocar curto-circuitos da fonte V_{DC} e consequente destruição dos componentes do conversor e do comando deste.

CAPÍTULO IV - SISTEMA DE COMANDO PROPOSTO

Resumo:

Neste capítulo apresenta-se a descrição e funcionamento dos circuitos de geração de disparos dos *IGBT's*, de controlo da fonte H.V. e de protecção do sistema. Apresentam-se também o *layout* do módulo, os microcontroladores utilizados bem como uma explicação de como foi feita a programação dos vários microcontroladores usados.

IV.1 - Geral

De uma forma geral, o sistema desenvolvido é dividido em 4 blocos distintos, que são o bloco de interface, o bloco de comando, o bloco de isolamento e o bloco de potência; como se mostra na figura 19.

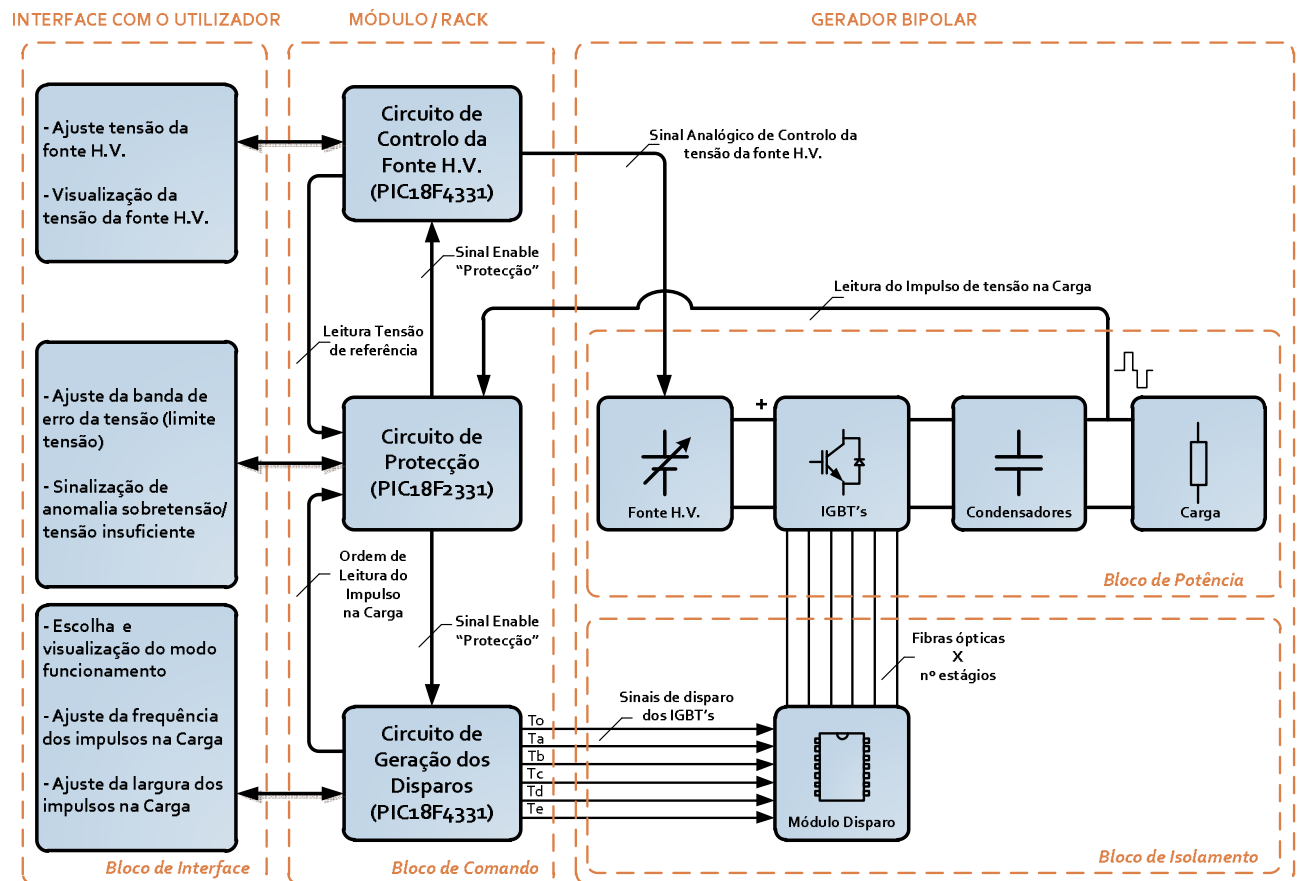


Fig 19 - Diagrama de blocos do sistema

No bloco de interface o utilizador monitoriza e envia ordens de comando que vão ser analisadas e tratadas pelos diferentes circuitos presentes no bloco de comando, que por um lado, irão gerar sinais de disparo para o bloco de isolamento que por sua vez irá distribuir os sinais isolados pelos semicondutores do gerador; e por outro lado, vão também gerar um sinal de controlo da fonte de alimentação do bloco de potência.

No bloco de comando existe ainda um circuito que está permanentemente a ler a amplitude de tensão dos impulsos na Carga com vista a actuar sobre os restantes circuitos em caso de se detectar alguma anomalia.

IV.1.1 - Descrição do Bloco de *Interface*

No bloco de *Interface* encontram-se os periféricos que permitem ao utilizador comandar e monitorizar todas as operações.

Permite ao utilizador controlar o nível de tensão de carga dos condensadores (tensão imposta pela fonte H.V.) através de um potenciómetro. Esta tensão pode variar de 0 a 1000V com incrementos de 50V.

A visualização da tensão é assegurada por 3 *displays* de 7 segmentos, o que permite ler 3 dígitos de 000 a 1.00, sendo que 000 corresponde a 0V na tensão da fonte e 1.00 corresponde ao valor máximo da tensão da mesma que são 1000V.

Existe também um outro potenciómetro que permite ao utilizador ajustar a tolerância do valor de tensão aplicada à Carga. Caso o valor de tensão lida na Carga esteja fora desta tolerância, significa que existe uma sobretensão ou tensão insuficiente na Carga, e acenderá o led amarelo respectivo a indicar a anomalia e uma mensagem de erro em todos os *displays* de 7 segmentos.

Para a selecção do modo de funcionamento do gerador bipolar, o utilizador dispõe de um *dip switch* onde é seleccionada uma combinação lógica desde $000_{(2)}$ (0) a $111_{(2)}$ (7) correspondente ao modo desejado. Após inserida a combinação é dada ordem de início do modo através de um botão de pressão designado de “*Select*”. O modo de funcionamento em que o gerador se encontra é visualizado também através de um *display* de 7 segmentos.

O ajuste da frequência dos impulsos do gerador é feito através de um potenciómetro multivoltas com escala, para o utilizador saber a que frequência o gerador está a operar. A frequência é ajustável entre 40Hz e 2000Hz.

O ajuste da largura dos impulsos do gerador também é feito através de um potenciómetro multivoltas com escala. A largura dos impulsos é ajustável entre 2 μ s e 20 μ s.

Caso o utilizador necessite, poderá ligar ou desligar apenas a fonte e/ou o gerador através de dois interruptores, um para o circuito de controlo da fonte e outro para o circuito de geração dos disparos. Também pode, embora não seja aconselhável, desligar o circuito de Protecção.

Existe também sinalização luminosa, três leds verdes, que permitem identificar se os circuitos estão ligados ou desligados.

É de salientar que, por razões de segurança, o circuito de geração dos disparos dos semicondutores deve ser sempre o último a ser desligado para que os condensadores não fiquem com energia armazenada o que implica alguns riscos para a integridade física do utilizador em caso de manutenção do gerador por exemplo.

IV.1.1.1 - Layout do módulo de Interface

Todos os periféricos de comando do gerador estão inseridos num módulo duplo, como se mostra na figura 20, que encaixa num *rack* de acordo com a norma NIM (*Nuclear Instrumentation Modules*).

Módulo Duplo

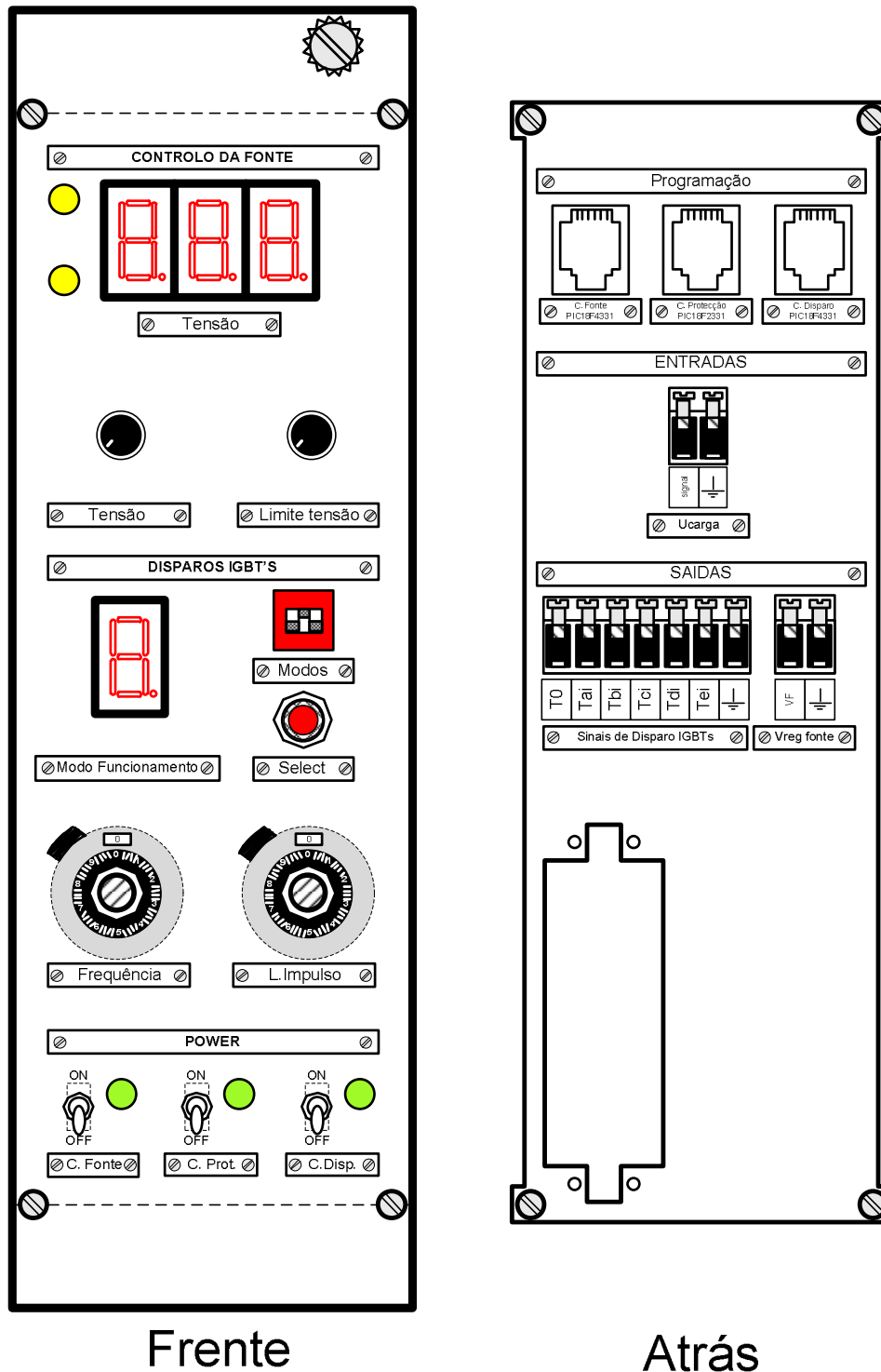


Fig 20 - Layout do módulo de interface

Para além dos periféricos de comando situados no painel frontal do módulo existem também entradas e saídas na parte de trás do módulo.

Como entradas tem-se a alimentação do módulo, um conector de 2 entradas que dizem respeito à leitura do impulso de tensão na carga e respectiva massa.

Como saídas temos os 6 sinais de disparo dos IGBT's mais a massa e a tensão de controlo da fonte de tensão H.V.

Para a programação existem 3 fichas RJ11, uma para cada microcontrolador presente no módulo.

IV.1.2 - Descrição do Bloco de Comando

O bloco de comando processa os dados enviados pelo bloco de interface (ordens do utilizador) e actua no gerador bipolar.

Por outro lado, este bloco não se limita só a processar esses dados, também monitoriza o gerador bipolar e transmite ao utilizador (através dos periféricos existentes no circuito de *interface*) indicações como níveis de tensão, modos de funcionamento e anomalias.

Para todas estas tarefas, optou-se pela divisão das mesmas em 3 circuitos distintos, cada um com um objectivo específico e são eles:

- Circuito de Controlo da Fonte H.V;
- Circuito de Geração dos Disparos dos Semicondutores.
- Circuito de Protecção;

IV.1.3 - Descrição do bloco de isolamento

O bloco de isolamento é responsável pela transmissão dos sinais gerados no circuito de geração dos disparos até às *gates* dos semicondutores presentes no circuito de potência.

Este bloco é estritamente necessário para o correcto funcionamento do gerador modular, uma vez que é responsável pelo isolamento óptico dos diversos sinais de disparo dos semicondutores, porque, como os semicondutores comandados dos níveis superiores dos braços de potência estão referenciados a massas diferentes, todos os sinais de disparo dos semicondutores devem estar isolados entre si, com massas flutuantes.

Este bloco é essencialmente constituído por fibra óptica (emissores e receptores) e os *driver's* necessários para as comutações nas *gates* dos semicondutores.

IV.1.4 - Descrição do bloco de Potência

O bloco de Potência é essencialmente o conversor modulador bipolar, constituído por uma fonte de alta tensão, os semicondutores responsáveis pelos caminhos de carga e descarga dos condensadores, cinco condensadores para quatro estágios e a respectiva Carga, como se mostra na figura 10.

IV.2 – Descrição detalhada

Uma vez descrito o sistema global, pode-se agora incidir sobre os circuitos presentes no bloco de comando e no qual residem as estratégias elaboradas para o comando do conversor modular bipolar.

IV.2.1 - Circuito de Controlo da Fonte de Alta Tensão (H.V.)

Este circuito é constituído por um microcontrolador PIC18F4331 e respectivo *hardware* e tem como principal objectivo controlar a tensão à saída da Fonte H.V. em função das ordens dadas pelo utilizador.

O microcontrolador processa os dados (ordens dadas pelo utilizador) envia o valor binário da tensão para o conversor digital/analógico, que por sua vez vai ser convertido num valor analógico, como se representa na figura 21.

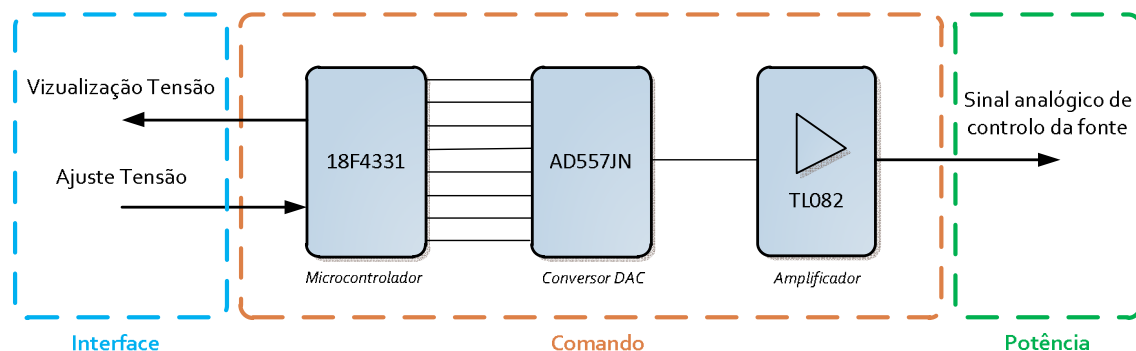


Fig 21 - Diagrama do circuito de controlo da fonte

Para o controlo analógico da fonte é necessário amplificar o valor de saída do conversor para uma escala de 0 a 10 V (requisito da fonte), para isso utilizou-se um amplificador TL082.

IV.2.1.1 - Microcontrolador PIC18F4331

O microcontrolador PIC (*Programmable Interface Controller*) utilizado neste bloco foi o PIC18F4331 da família dos PIC18 (8 bit's), representado na figura 22.

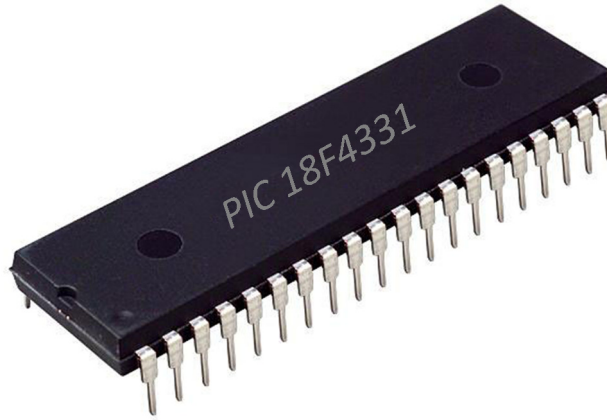


Fig 22 - Microcontrolador PIC18F4331

Este microcontrolador de 40 pinos possibilita a montagem de um *hardware* complexo, sendo capaz de interagir com diversos recursos e funções em simultâneo, como se apresenta no diagrama da figura 23.

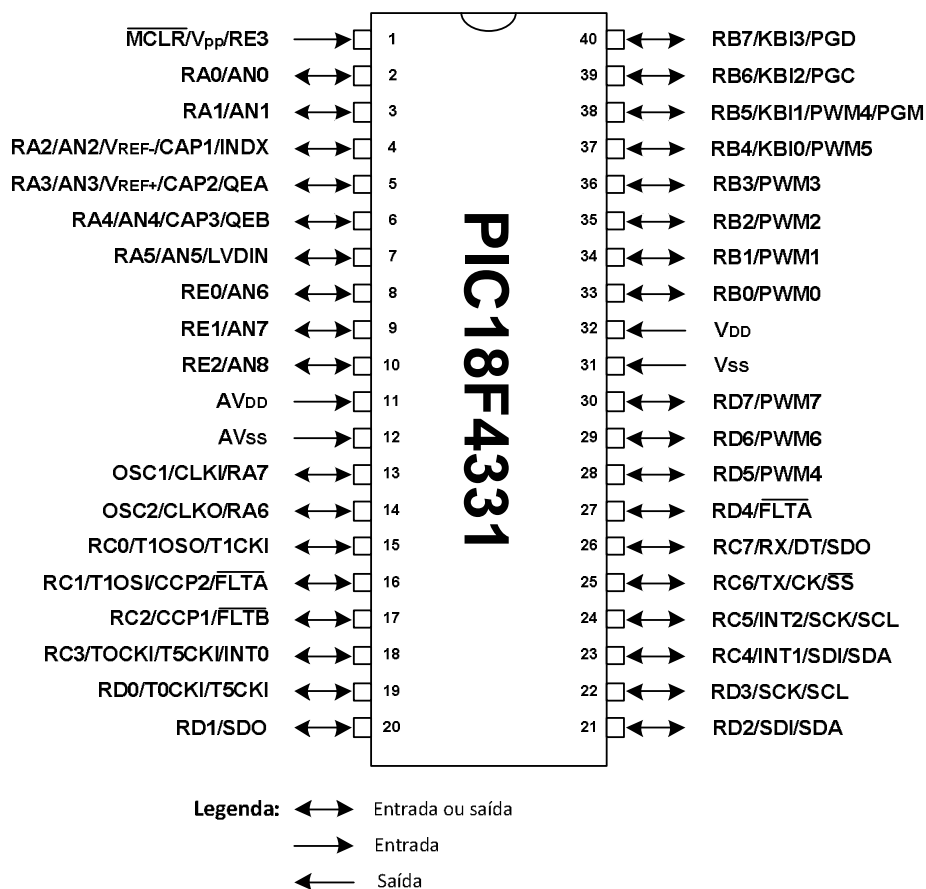


Fig 23 - Diagrama de pinos do PIC18F4331

Os seus principais recursos são os seguintes:

Processador RISC (*Reduce Instruction Set Computer*)

- 75 instruções de 16 *bit's*;
- Oscilador interno de 8 MHz
- Frequência máxima de funcionamento – 40 MHz (frequência do cristal);
- Cada ciclo de relógio corresponde à frequência do cristal /4 = 10 MHz, o que corresponde a 10 milhões de instruções por segundo;
- Tempo de execução das instruções normais: 1 ciclo de relógio;
- Tempo de execução das instruções de salto condicional (*decfsz* , *btfss*, ...): 2 ciclos de relógio;
- Tempo de execução de instruções de salto incondicional (*goto*): 2 ciclos de relógio;

Características da memória

- Memória de programação E²PROM FLASH com 16 Kbytes, com capacidade de escrita e leitura pelo próprio código interno;
- Cada instrução é codificada numa *word* de 16 *bit's*;
- Memória de dados RAM com 768 bytes;
- Memória de dados E²PROM (não volátil) interna com 256 bytes;

Características de periféricos

- 36 portas configuráveis como entrada ou saída (I/O), agrupadas em 5 portas:
- PORTA - 8 pinos I/O;
- PORTB - 8 pinos I/O;
- PORTC - 8 pinos I/O;
- PORTD - 8 pinos I/O;
- PORTE - 4 pinos I/O;
- 34 Interrupções disponíveis;
- 4 Temporizadores (TIMER's) (1x8 *bit's* e 3x16 *bit's*)
- 9 Conversores analógicos de 10 *bit's* e 2 comparadores analógicos;
- 2 Módulos CCP: Capture, Compare e PWM;
- 8 Saídas de controlo PWM (14 *bit's*);
- Comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*): Porta de dados série;
- Comunicação I²C (*Inter-Integrated Circuit*): Porta de dados série;

- Comunicação USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*): Porta série que permite os modos síncronos e assíncronos;
- ICSP (*In Circuit Serial Programming*): Programação série directamente no circuito;
- POR (*Power-on Reset*) interno: Detector de estabilização da tensão de alimentação durante a inicialização do sistema;
- BOR (*Brown-out Reset*) interno: Detector de limites inferiores de tensão de alimentação;
- Diversos recursos adicionais;

IV.2.1.2 - Estratégia de controlo da fonte

A figura 24 ilustra como foi elaborada a estratégia de controlo da fonte.

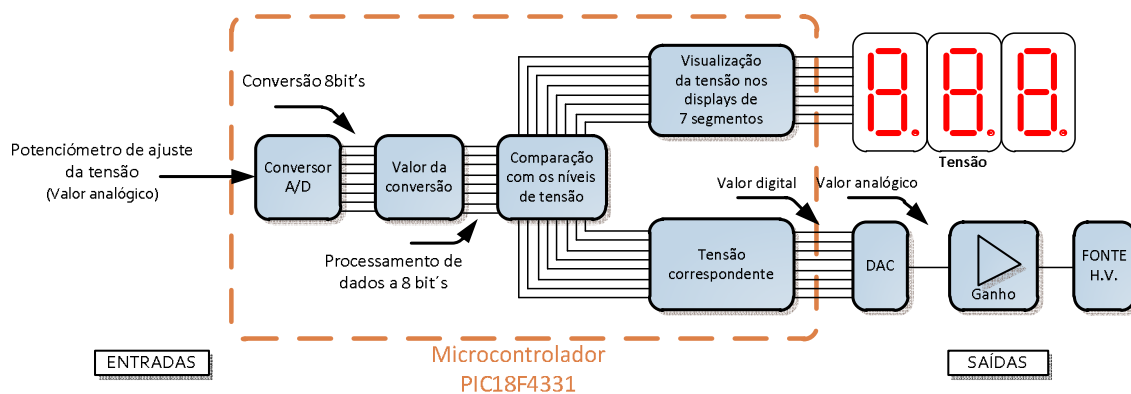


Fig 24 - Estratégia de controlo da fonte

Quando o utilizador ajusta a tensão da fonte através do potenciômetro está a variar uma tensão analógica que vai ser aplicada no pino da entrada analógica do microcontrolador.

O microcontrolador vai ler esta tensão analógica e convertê-la num valor binário de 8 *bit's*, através do conversor A/D interno.

Com o resultado da conversão, é feita a comparação com os vários patamares de tensão pretendidos (com escalões de 50V), dando origem a um nível de tensão escolhido que será enviado para o conversor digital analógico externo e também visualizado nos *displays* de 7 segmentos.

Uma vez convertida num sinal analógico, esta tensão vai ser amplificada e corrigida (processo de eliminação do erro através de uma montagem substractora feita com AMPOPs) para depois ser inserida no circuito de controlo analógico da fonte com a finalidade de controlar a tensão aos seus terminais.

IV.2.1.3 - Estratégia de selecção da tensão

Como já foi dito anteriormente, a selecção da tensão é realizada à custa da variação duma tensão analógica que será aplicada numa entrada do microcontrolador. Após a conversão analógica-digital concluída no microcontrolador, é gerado um *byte* de controlo que será novamente convertido num sinal analógico pelo conversor DAC. Este sinal será amplificado e corrigido por amplificadores operacionais para valores admissíveis de tensão de comando da fonte de alta tensão (ver figura 25).

Com este método conseguimos não só inibir a tensão da fonte em caso de emergência, como também elaborar uma escala, neste caso de 50V.

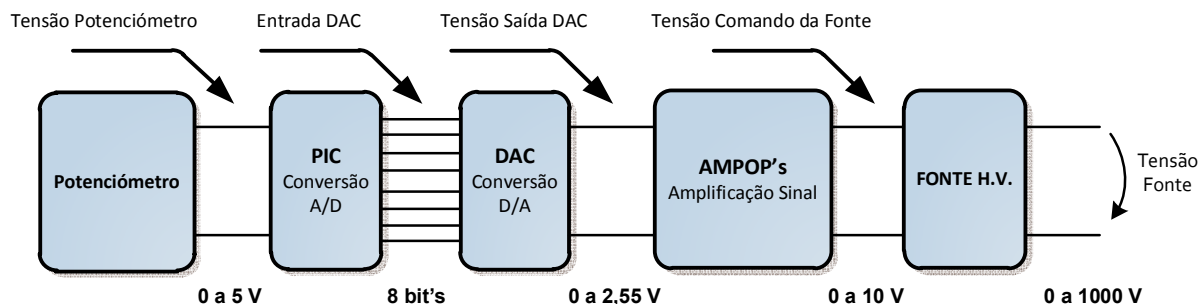


Fig 25 - Comando de tensão da fonte

A tensão da fonte de alta tensão varia entre 0 e 1000V com incrementos de 50V. Para isso, foi necessário estabelecer uma relação entre a tensão no potenciômetro e a tensão à saída da fonte:

- Variação tensão fonte: 0 a 1000 V, com incrementos de 50 V

Portanto tem-se $1000 / 50 = 20$ níveis de tensão.

Para garantir os 0 V à saída somou-se mais um nível, ou seja, tem-se 21 níveis de tensão

- Variação tensão potenciômetro: 0 a 5 V, para 21 níveis de tensão

Tem-se incrementos de $5 \text{ V} / 21 \approx 0,24 \text{ V}$.

Conclusão: Por cada incremento de 0,24 V de tensão no potenciômetro corresponde a um incremento de 50 V à saída da fonte de alta tensão.

Potenciômetro de ajuste de tensão

A tensão do potenciômetro antes de ser inserida no microcontrolador, é necessário usar-se uma montagem seguidora de tensão para garantir que não haja efeito de carga pelo microcontrolador, como se mostra na figura 26.

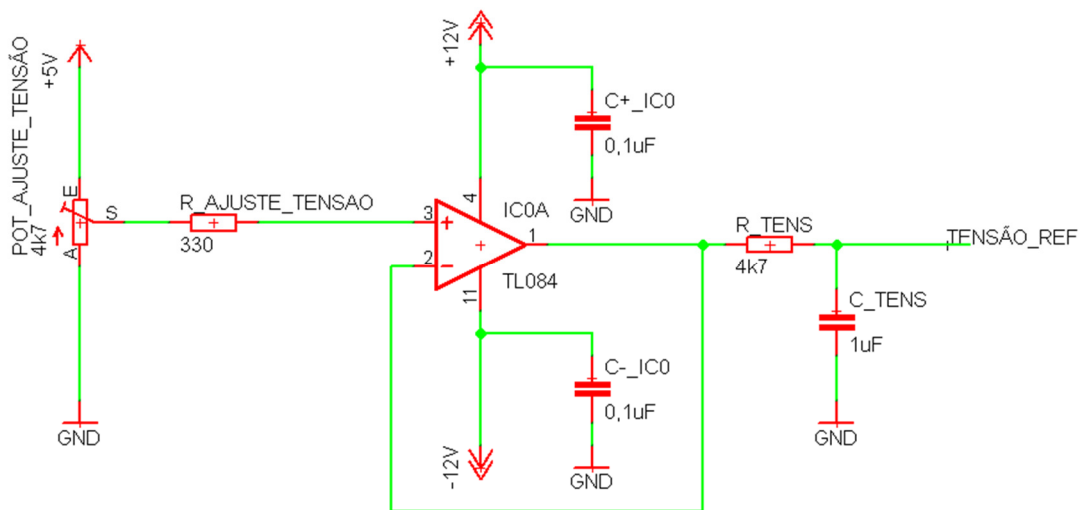


Fig 26 - Esquema elétrico do ajuste de tensão

De modo a filtrar o sinal adquirido, implementou-se uma malha RC à saída do seguidor de tensão, antes de entrar no microcontrolador.

Contudo este sinal é convertido para um valor digital, pelo microcontrolador, para isso, foi necessário configurar o módulo analógico do microcontrolador.

Módulo analógico

Além de uma variedade de linhas digitais de I/O, o *PIC* tem ainda várias entradas analógicas. Estas possibilitam ao microcontrolador reconhecer, não só os estados lógicos 0 e 1, bem como fazer a medição precisa da sua tensão e converte-la para um valor digital.

Todo o procedimento acontece no módulo conversor A/D, que tem as seguintes características:

- O conversor gera um resultado binário de 10 *bit's*, usando o método de aproximação sucessiva (SAR), e armazena o resultado nos registos ADRESL e ADRESH;
- Disponibiliza 9 entradas analógicas no caso do *PIC* 18F4331 e 5 entradas analógicas no caso do *PIC* 18F2331;
- O conversor possibilita a conversão de um sinal analógico, para um número binário de 10 *bit's*;
- Escolhendo tensões diferentes para o V_{ref-} e V_{ref+} , a resolução mínima, ou qualidade de conversão, pode ser ajustada à necessidade do projecto.

Quando se converte um sinal analógico, o resultado dos 10 *bit's* vai ser guardado em dois registos. Este resultado pode aparecer em dois formatos: justificado à esquerda, ou justificado à direita (ver figura 27). O *bit* ADFM do registo ADCON1 determina o formato de conversão.

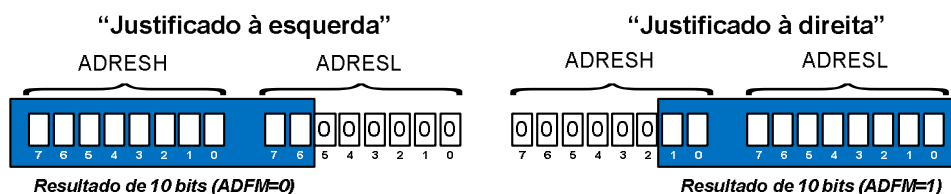


Fig 27 - Formato do resultado da conversão

Nesta dissertação a fim de facilitar a programação, utilizou-se apenas 8 *bit's* do resultado da conversão.

Para isso configurou-se o resultado no formato *justificado à esquerda* e utilizou-se apenas o registo ADRESH, desprezando-se os 2 *bit's* menos significativos, como se mostra na figura 28.

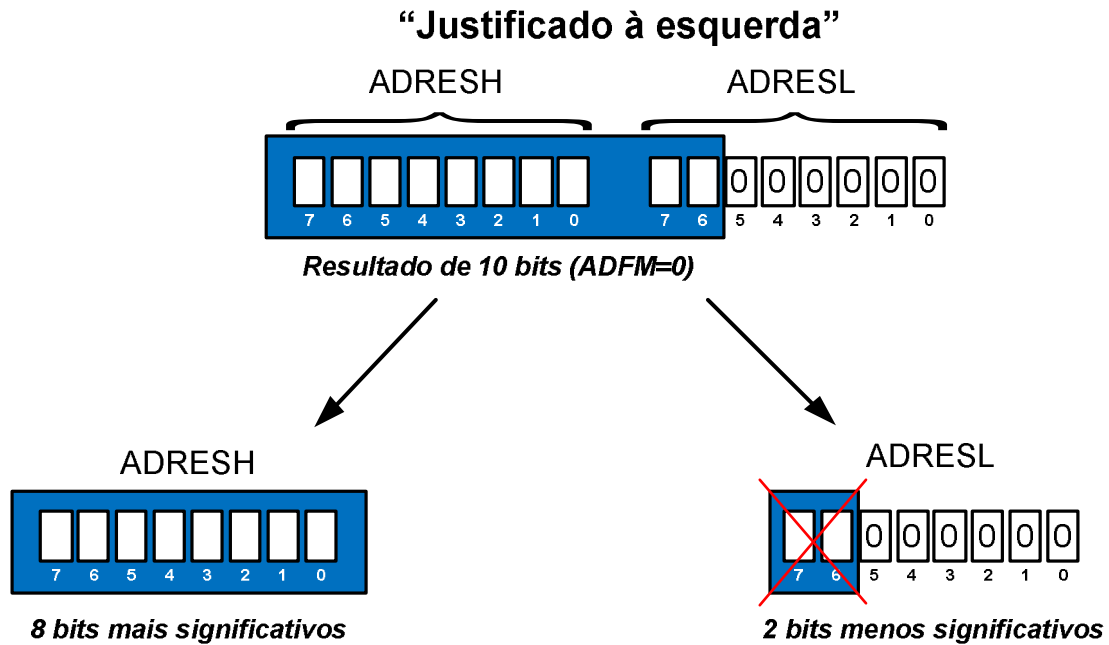


Fig 28 - Registo da conversão utilizado

Então, como o registo ADRESH tem 8 *bit's* : $2^{8 \text{ bits}} = 256$ combinações (0 a 255).

0 V (Potenciômetro) = 0000 0000₍₂₎ (Conversão) = 0 V (Fonte)

...

5 V (Potenciômetro) = 1111 1111₍₂₎ (Conversão) = 1000 V (Fonte)

Conversor digital analógico

Uma vez os patamares definidos no microcontrolador, foi necessário converter novamente para uma tensão analógica para o comando da fonte (ver figura 29).

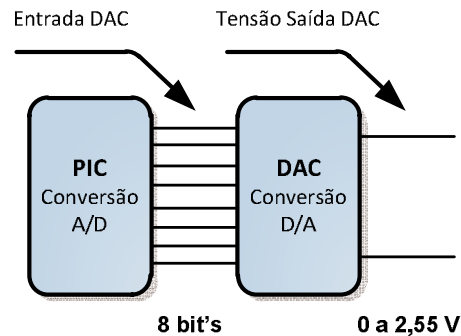


Fig 29 - Conversão digital – analógica

As combinações geradas pelo microcontrolador (níveis de tensão) foram inseridas directamente no conversor D/A paralelo de 8 *bit's*, tendo o cuidado de implementar resistências *pull-down* (resistências de 4,7k ligadas entre o pino de entrada de dados do conversor e a massa para forçar o estado lógico “0”).

A tabela de conversão binária/analógica, segundo o *datasheet* do fabricante do conversor D/A (AD557JN), é apresentada na figura 30.

Digital Input Code			Output Voltage
Binary	Hexadecimal	Decimal	
0000 0000	00	0	0
0000 0001	01	1	0.010 V
0000 0010	02	2	0.020 V
0000 1111	0F	15	0.150 V
0001 0000	10	16	0.160 V
0111 1111	7F	127	1.270 V
1000 0000	80	128	1.280 V
1100 0000	C0	192	1.920 V
1111 1111	FF	255	2.55 V

Fig 30 - Tabela de conversão AD557JN

Portanto a resolução do conversor D/A é de 0,010 V e é proporcional à entrada digital (em decimal) numa razão de 100 vezes.

Amplificação

Como a tensão de comando da fonte varia de 0 a 10 V, sendo que:

Tensão comando fonte = 0 V $\Leftrightarrow$ Tensão terminais fonte = 0 V

...

Tensão comando fonte = 10 V $\Leftrightarrow$ Tensão terminais fonte = 1000 V

Foi necessário amplificar o sinal à saída do conversor D/A (ver figura 31).

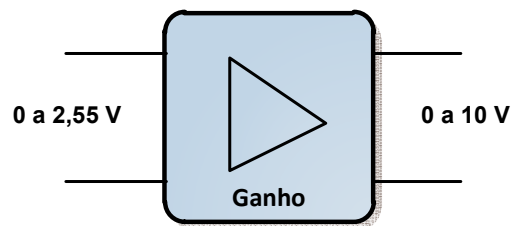


Fig 31 - Ganho de amplificação

Este bloco de amplificação é constituído por dois andares de amplificação, um primeiro andar com uma montagem subtratora e o segundo com uma montagem amplificadora não inversora, como se mostra na figura 32.

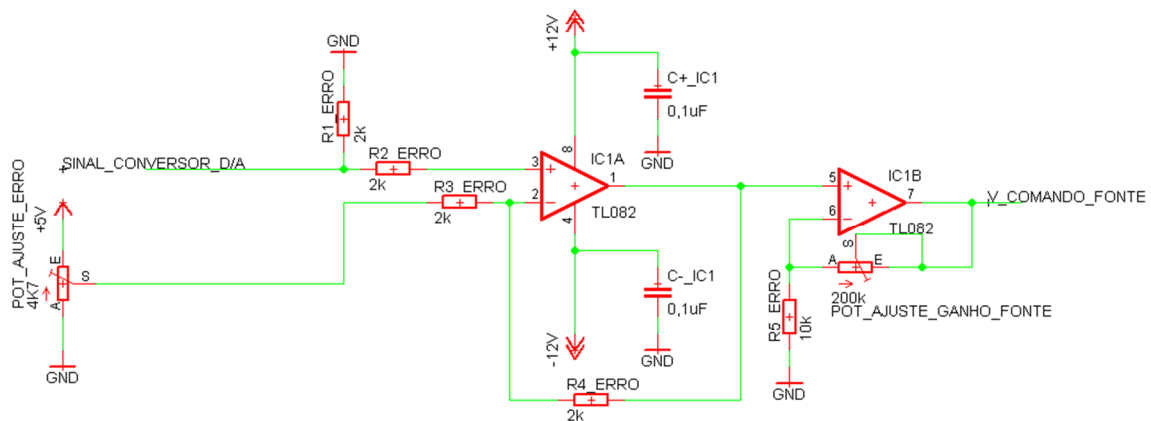


Fig 32 - Esquema eléctrico da amplificação do sinal do conversor D/A

Na montagem subtratora, o sinal gerado pelo conversor D/A é subtraído de um valor analógico ajustável por um potenciômetro. Este potenciômetro permite regular e eliminar o erro associado à combinação dos vários componentes antes de ser amplificado (calibração). Nesta montagem optou-se por utilizar resistências de igual valor para existir ganho unitário.

Na montagem não inversora foi necessário efectuar os seguintes cálculos:

Para o cálculo do ganho, tem-se:

$$Ganho = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Tensão\ Comando\ Fonte}{Tensão\ Saída\ Conversor\ D/A} = \frac{10}{2,55} \approx 3,92$$

Sabendo que a expressão que indica o valor do ganho numa montagem não inversora é:

$$Ganho = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Então, sendo o Ganho = 3,92, tem-se:

$$3,92 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow 2,92 = \frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow R_2 = 2,92 R_1$$

Atribuindo o valor a R_1 :

$$\begin{cases} R_1 = 10k\Omega \\ R_2 = 2,92 R_1 \end{cases} \Rightarrow R_2 = 2,92 \times 10k \Leftrightarrow R_2 \approx 29 k\Omega$$

A resistência R_2 calculada foi substituída por um potenciómetro de $200k\Omega$ regulado para aproximadamente $29k\Omega$.

Com estes valores garantiu-se uma variação da tensão de comando da fonte entre 0 e 10V.

Foi efectuada uma correspondência entre o valor de tensão no potenciômetro, o valor binário resultante da conversão A/D e o valor de tensão à saída da fonte, demonstrada na tabela seguinte:

SELECÇÃO DA TENSÃO								
Nível	Tensão Referência (5V/21níveis)	Conversão A/D PIC (Dec)	Conversão A/D PIC (Bin)	Code Input DAC (Dec)	Code Input DAC (Bin)	Tensão DAC (Code/100)	Tensão Saída AMPOPs (Ganho*VDAC)	Tensão Saída Fonte (Vamp*100)
1	0V até 0,23V	0 até 11	0000 0000 até 0000 1011	0	0000 0000	0V	0V	0
2	0,24V até 0,47V	12 até 23	0000 1100 até 0001 0111	13	0000 1101	0,1275V	0,5V	50
3	0,48V até 0,71V	24 até 36	0001 1000 até 0010 0100	26	0001 1010	0,2550V	1,0V	100
4	0,72V até 0,95V	37 até 48	0010 0101 até 0011 0000	38	0010 0110	0,3825V	1,5V	150
5	0,96V até 1,19V	49 até 60	0011 0001 até 0011 1100	51	0011 0011	0,5100V	2,0V	200
6	1,20V até 1,43V	61 até 72	0011 1101 até 0100 1000	64	0100 0000	0,6375V	2,5V	250
7	1,44V até 1,67V	73 até 84	0100 1001 até 0101 0100	77	0100 1101	0,7650V	3,0V	300
8	1,68V até 1,91V	85 até 97	0101 0101 até 0110 0001	89	0101 1001	0,8925V	3,5V	350
9	1,92V até 2,15V	98 até 109	0110 0010 até 0110 1101	102	0110 0110	1,020V	4,0V	400
10	2,16V até 2,39V	110 até 121	0110 1110 até 0111 1001	115	0111 0011	1,1475V	4,5V	450
11	2,40V até 2,63V	122 até 133	0111 1010 até 1000 0101	128	1000 0000	1,2750V	5,0V	500
12	2,64V até 2,87V	134 até 145	1000 0110 até 1001 0001	140	1000 1100	1,4025V	5,5V	550
13	2,88V até 3,11V	146 até 157	1001 0010 até 1001 1101	153	1001 1001	1,5300V	6,0V	600
14	3,12V até 3,35V	158 até 170	1001 1110 até 1010 1010	166	1010 0110	1,6575V	6,5V	650
15	3,36V até 3,59V	171 até 182	1010 1011 até 1011 0110	179	1011 0011	1,7850V	7,0V	700
16	3,60V até 3,83V	183 até 194	1011 0111 até 1100 0010	191	1011 1111	1,9125V	7,5V	750
17	3,84V até 4,07V	195 até 206	1100 0011 até 1100 1110	204	1100 1100	2,0400V	8,0V	800
18	4,08V até 4,31V	207 até 218	1100 1111 até 1101 1010	217	1101 1001	2,1675V	8,5V	850
19	4,32V até 4,55V	219 até 231	1101 1011 até 1110 0111	230	1110 0110	2,2950V	9,0V	900
20	4,56V até 4,79V	232 até 243	1110 1000 até 1111 0011	242	1111 0010	2,4225V	9,5V	950
21	4,80V até 5,00V	244 até 255	1111 0100 até 1111 1111	255	1111 1111	2,5500V	10V	1000

Fig 33 - Tabela de selecção da tensão com escalões de 50V

IV.2.1.4 - Inibição do circuito de controlo da fonte

Em caso de anomalia existe um circuito de protecção do sistema que envia um “sinal de alarme” para o circuito de controlo da fonte.

Nesta condição, é prudente existir um corte na alimentação do circuito de potência e sinalizar a mesma de alguma forma.

Ao ser detectada a anomalia através do circuito de protecção, o “sinal de alarme” activa o pino de interrupção INT1 (configurada como interrupção prioritária no flanco ascendente) do microcontrolador do circuito de controlo da fonte e este “salta” imediatamente para a rotina denominada de “Rotina de protecção”, como se representa na figura 34.

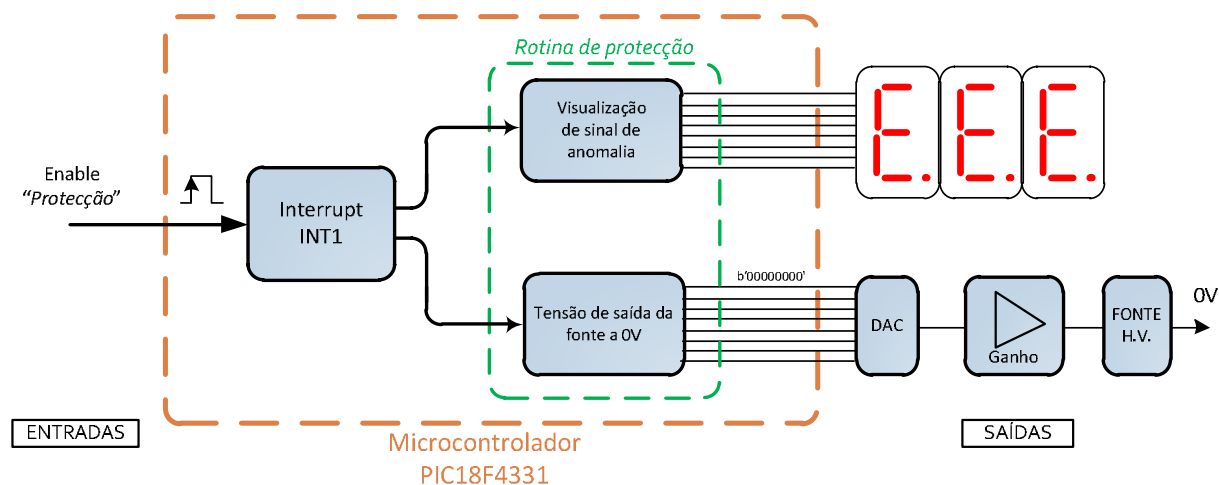


Fig 34 - Inibição do circuito de controlo da fonte

Esta rotina envia um *byte* de zeros lógicos para o conversor D/A externo para impor uma tensão nula aos terminais da fonte e assim cortar a alimentação do circuito de potência

Para a indicação de anomalia, é enviado um sinal de erro para os *displays* de 7 segmentos.

Uma vez detectada a anomalia, esta rotina de protecção permanece em *loop* até que todo o sistema seja desligado e reinicializado.

IV.2.1.5 - Programação

Para indicar as diversas acções e decisões que foram executadas na programação do microcontrolador responsável pelo controlo da fonte de alta tensão, foi feita uma representação gráfica através de um fluxograma.

Para facilitar a compreensão da programação elaborada, o fluxograma da rotina principal do circuito de controlo da fonte apresentado na figura 35, representa de uma forma geral o que foi feito.

Contudo, os fluxogramas completos e o respectivo código fonte em linguagem *assembly* encontram-se em anexo, em suporte informático.

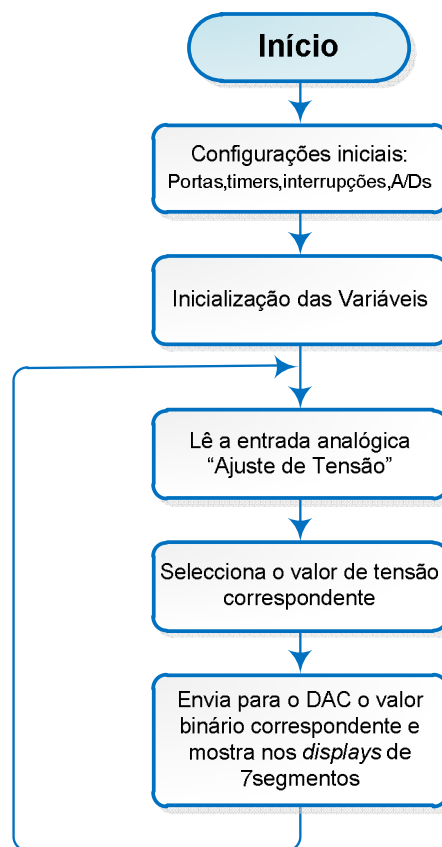


Fig 35 - Fluxograma da rotina principal do circuito de controlo da fonte

Na rotina principal começou-se por realizar as configurações iniciais. Definiu-se a utilização do oscilador externo, com um cristal de 10MHz com o modo PLL activo, ou seja, conseguimos uma frequência de trabalho de 40MHz (máxima disponível para o microcontrolador 18F4331). Desligou-se o *Watchdog timer* e activou-se o *Master Clear* para ser possível um *reset* ao microcontrolador. Configurou-se também o módulo conversor analógico-digital e as interrupções externas.

Depois efectuou-se a inicialização das variáveis, foram limpas todas as variáveis utilizadas no programa.

Com as configurações efectuadas e as variáveis limpas, foi chamada a rotina de selecção da tensão. Primeiro foi realizada a leitura da entrada analógica referente ao potenciómetro “Ajuste de Tensão” e posteriormente realizou-se a conversão para digital. Com este valor foi feita uma comparação binária com vários níveis de tensão de 0 a 1000V (em escalões de 50V) a fim de ser seleccionado o valor binário da tensão correspondente.

Uma vez seleccionado o valor binário da tensão que queremos obter aos terminais da fonte, este foi enviado para um conversor digital-analógico periférico que por sua vez aplica uma tensão de controlo na fonte, proporcional à tensão dos terminais da mesma.

O valor binário da tensão é também enviado para um conjunto de *display's* de 7segmentos para visualização da tensão nos terminais da fonte.

Este processo é repetido indefinidamente até que haja uma interrupção externa.

Nesta situação, significa que houve alguma anomalia na tensão na Carga e o programa salta imediatamente para a rotina de interrupção onde se processam medidas específicas de protecção, como se demonstra na figura 36.

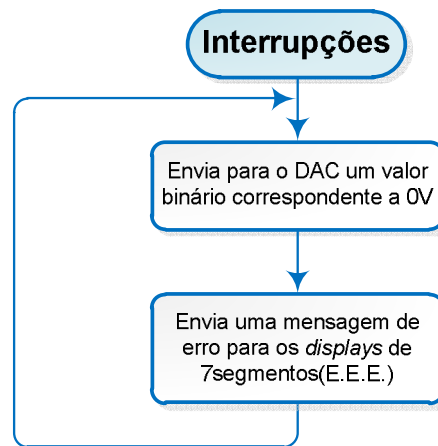


Fig 36 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de controlo da fonte

Uma vez nesta rotina, é enviado para o conversor digital-analógico um valor binário (b'0000 0000) correspondente a 0V nos terminais da fonte para que não exista um funcionamento incorrecto do sistema.

É também enviado um conjunto de *bit's* para os *display's* de 7segmentos que perfazem uma letra "E" (de erro) em cada *display* que indicam que houve anomalia no circuito.

Esta rotina é repetida indefinidamente e, por razões de segurança, só volta à rotina principal quando o circuito de controlo da fonte for desligado e ligado novamente (reinicialização do microcontrolador).

IV.2.1.6 - Atribuição de entradas e saídas

Nesta parte especifica-se como foi feita a distribuição de funções para cada pino, de cada *PORT*, do microcontrolador do circuito de controlo da fonte.

PORT A:

O *PORT A* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou analógicas, ou como saídas digitais apenas, como se demonstra na figura 37.

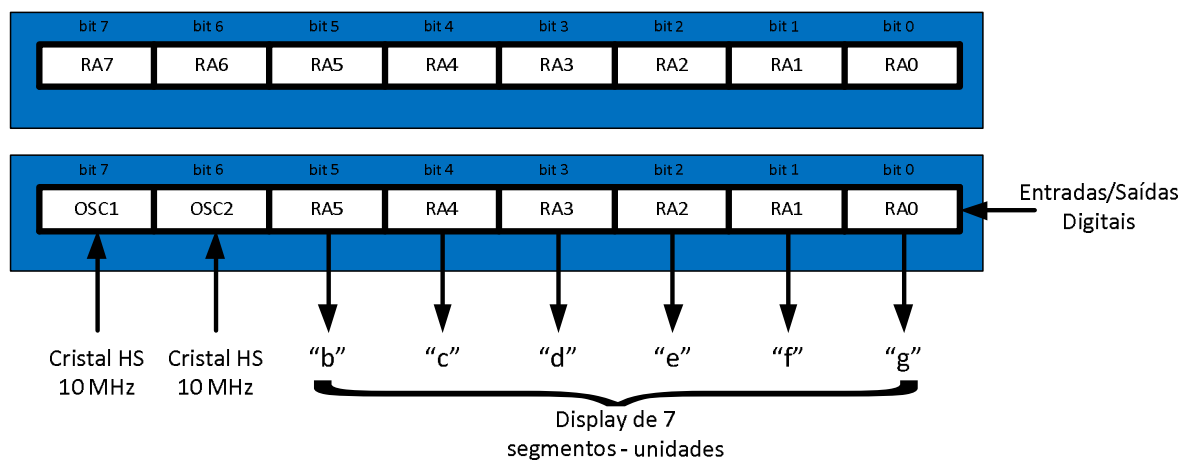


Fig 37 - Entradas/Saídas PORT A

Os *bit's* de RA0 a RA5 foram configurados como saídas digitais e têm a função de enviar para um *display* de 7 segmentos o algarismo das unidades do valor da tensão da fonte de alta tensão.

Os *bit's* RA7 e RA6 são pinos dedicados ao oscilador externo, neste caso de 10MHz. Uma vez o microcontrolador configurado para a utilização de um cristal, estes pinos ficam automaticamente seleccionados como OSC1 e OSC2, respectivamente.

PORT B:

O *PORT B* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 38.

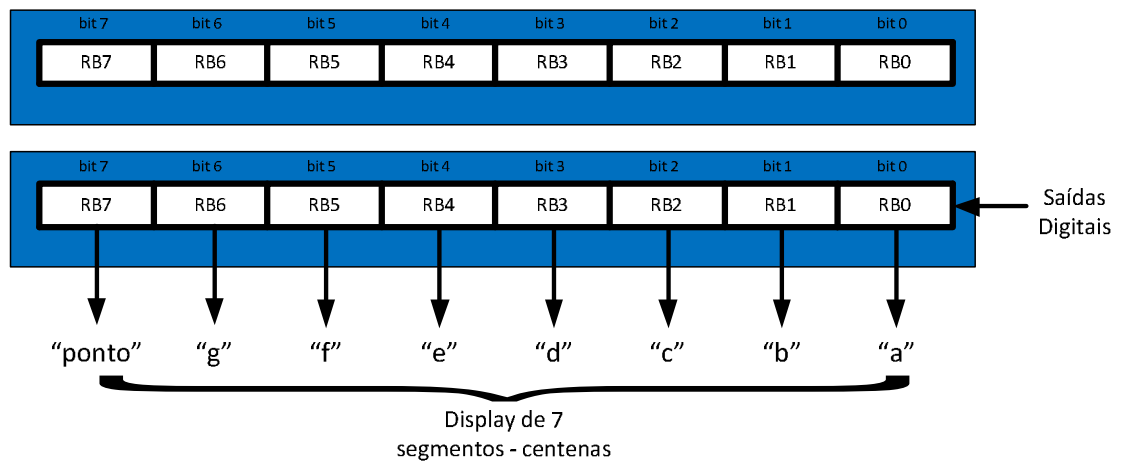


Fig 38 - Entradas/Saídas PORT B

Configurou-se a totalidade do *PORT B* como saídas digitais para enviar para um *display* de 7 segmentos, o algarismo das centenas do valor da tensão da fonte de alta tensão.

Uma vez que nesta dissertação é usada a programação série no circuito de aplicação, denominada de Programação ICSP (*In circuit Serial Programming*), em modo de programação, os pinos RB6 e RB7 assumem funções específicas. O pino RB6 passa a ser o responsável pelo sincronismo entre microcontrolador e o programador (por sua vez ligado ao computador), sendo chamado de PGC (*Program Clock*). O pino RB7 passa a ser o pino de transmissão de dados entre microcontrolador e o programador, sendo chamado de PGD (*Program Data*).

PORT C:

O *PORT C* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 39.

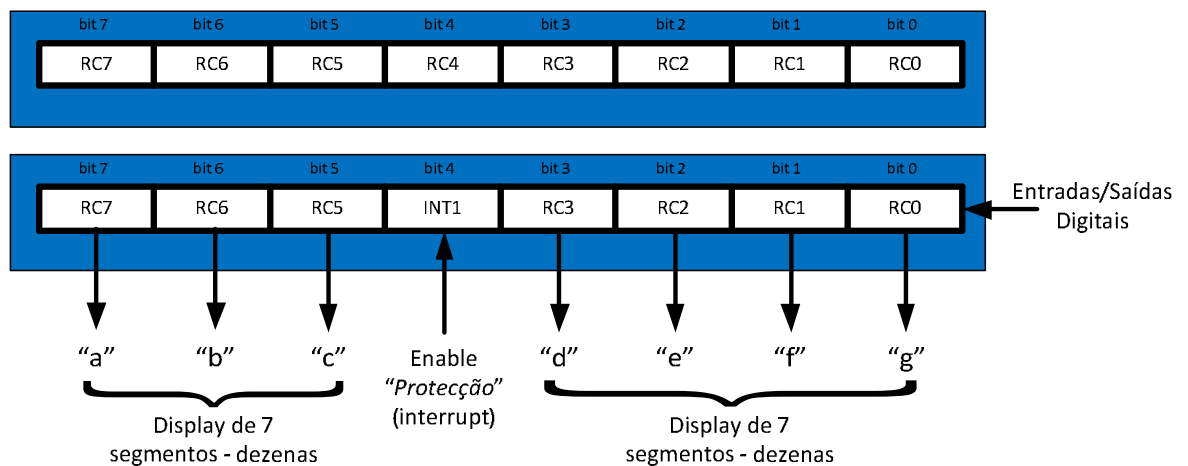


Fig 39 - Entradas/Saídas PORT C

Configurou-se o *bit* RC4 como uma entrada de interrupção externa INT1 prioritária. Este *bit* é o responsável por activar o modo de protecção no microcontrolador do circuito de controlo da fonte, quando é detectada a ordem de emergência enviada pelo circuito de protecção do sistema.

Os restantes *bit*'s, do RC0 a RC3 e RC5 a RC7, foram configurados como saídas digitais e são responsáveis pelo envio do algarismo das dezenas do valor da tensão da fonte, para um *display* de 7 segmentos

PORT D:

O *PORT D* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 40.

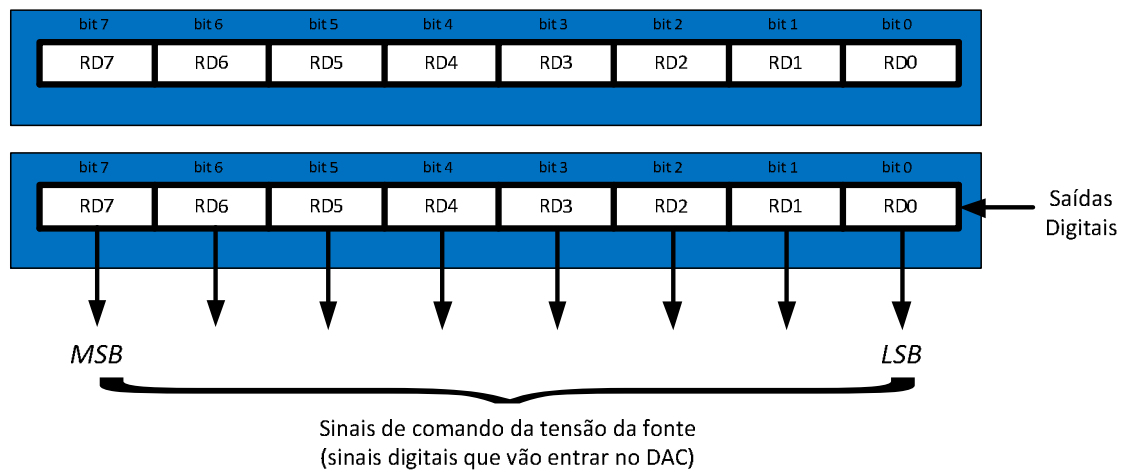


Fig 40 - Entradas/Saídas PORT D

Configuraram-se todos os *bit's* do *PORT D* como saídas digitais, tendo estes a função de enviar os sinais digitais de comando da fonte para o conversor D/A externo.

PORT E:

O *PORT E* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 4 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou analógicas, ou como saídas digitais apenas, como se demonstra na figura 41.

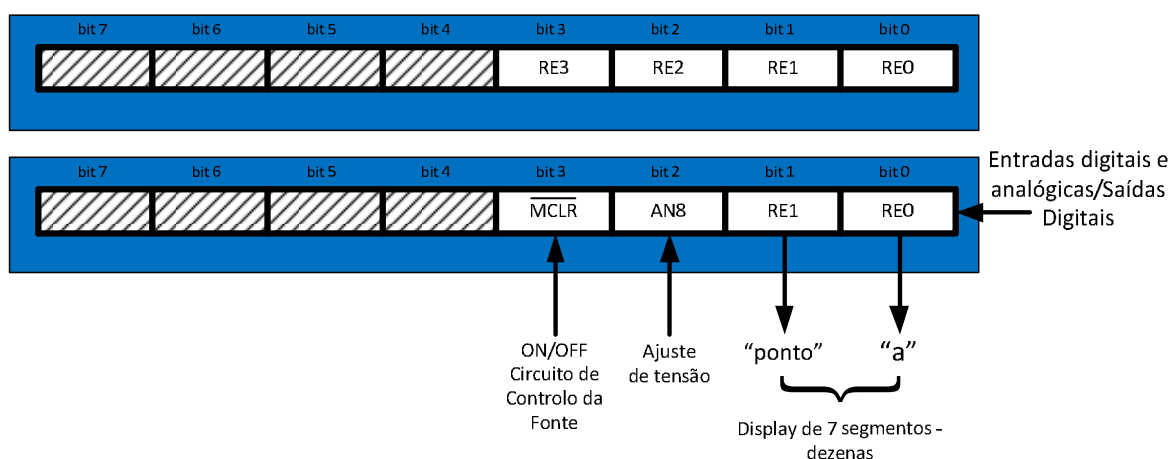


Fig 41 - Entradas/Saídas PORT E

Configurou-se o *bit* RE3 como MCLR podendo assim ser feito o *reset* externo ao microcontrolador do circuito de controlo da fonte. Este pino ficou exclusivamente dedicado ao comando ON/OFF do circuito de controlo da fonte.

Em modo de programação, este pino têm a função de habilitar o microcontrolador para entrar em modo de programação, quando o programador (*PICKIT3*, por exemplo) aplica uma tensão na ordem dos +13V neste pino. Nesta situação, o pino assume o papel de VPP (*Programming Voltage*).

O *bit* RE2 foi configurado como uma entrada analógica e tem a função de receber o sinal analógico do potenciômetro de ajuste de tensão, que será a tensão de referência.

Os *bit*'s RE0 e RE1 foram configurados como saídas digitais a fim de enviarem a restante informação para o *display* de 7 segmentos das dezenas.

IV.2.2 - Circuito de Geração dos Disparos dos Semicondutores

Este circuito é também constituído por um microcontrolador PIC18F4331 e respectivo *hardware* e tem como principal objectivo gerar os sinais de disparo dos IGBT's de forma a gerar impulsos de alta tensão na Carga, positivos e/ou negativos, conforme a selecção efectuada pelo utilizador.

Também é este o circuito responsável pela alteração da frequência dos impulsos assim como a alteração da largura do impulso, a pedido do utilizador.

O microcontrolador processa os dados (ordens dadas pelo utilizador) do modo de funcionamento seleccionado, do valor da frequência desejada e também da largura do impulso e gera um conjunto de impulsos que correspondem aos sinais de comutação dos *IGBT's*, como se representa na figura 42.

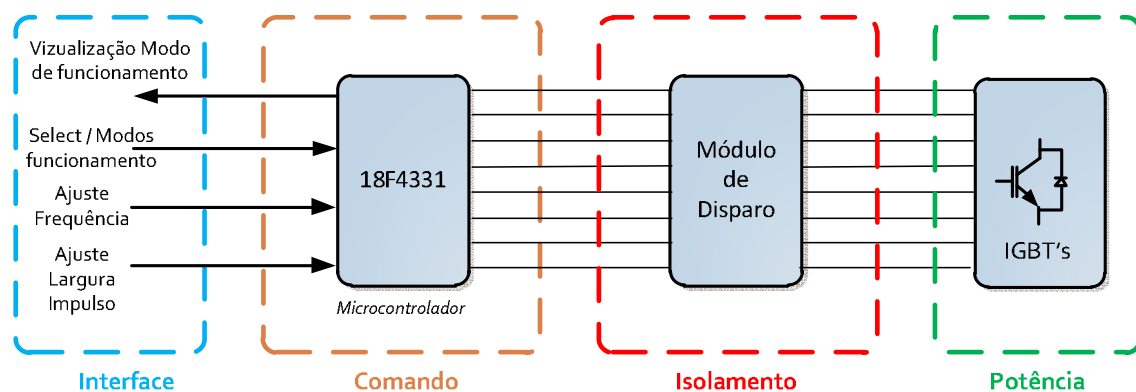


Fig 42 - Diagrama do circuito de geração dos disparos dos IGBTs

No entanto, este conjunto de impulsos é previamente enviado para o módulo de isolamento que faz o isolamento óptico entre as massas de comando e de potência. Só depois, já com sinais isolados, é que são inseridos nas gates (ou drivers) dos *IGBT's*.

IV.2.2.1 - Estratégia de selecção dos modos de funcionamento

O principal objectivo deste circuito é gerar sinais que vão ser distribuídos pelo módulo de isolamento através de fibra óptica a todos os semicondutores comandados presentes no gerador bipolar. Estes sinais são gerados de acordo com o modo de funcionamento seleccionado pelo utilizador.

O processo de escolha do modo de funcionamento é representado na figura 43.

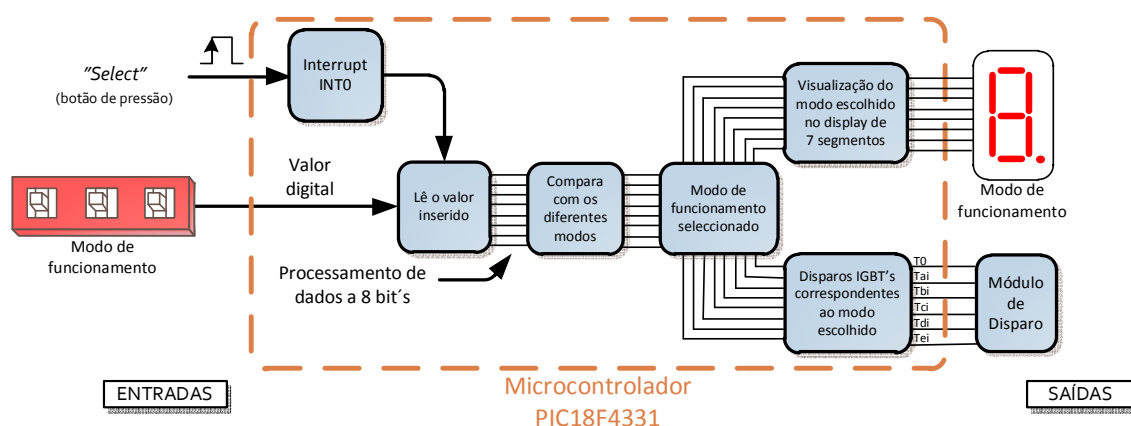


Fig 43 - Escolha do modo de funcionamento

O utilizador selecciona o modo de funcionamento pretendido no *dip switch* e de seguida para “activar” o modo pretendido pressiona o botão de pressão “Select”.

O impulso originado pelo “Select” provoca uma interrupção INT0 (no flanco ascendente) no microcontrolador e este vai ler o valor inserido no *dip switch*.

De seguida o microcontrolador compara o valor lido com os diferentes modos de funcionamento presentes na programação e selecciona a rotina do modo pretendido.

Esta rotina irá gerar os sinais de disparo dos IGBTs e os sinais para a visualização do modo de funcionamento seleccionado num *display* de 7 segmentos.

IV.2.2.2 - Modos de funcionamento

A selecção dos modos de funcionamento faz-se através de uma combinação lógica num *dip switch* ligado no PORT C, como se demonstra na figura 44.

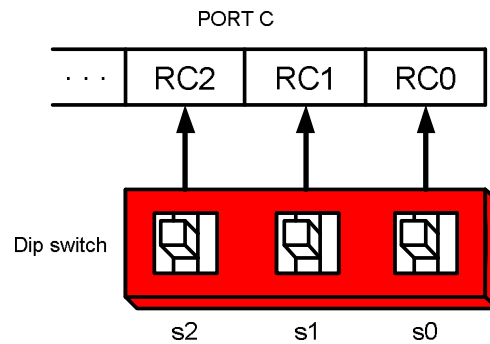


Fig 44 - Selecção dos modos de funcionamento

Cada combinação lógica corresponde a um modo de funcionamento como se pode observar na tabela da figura 45.

MODOS	Descrição	s2	s1	s0	Dip switch	Visualização
Modo 0	Standby	0	0	0		
Modo 1	Imp.Negativos	0	0	1		
Modo 2	Imp.Negativos,cc	0	1	0		
Modo 3	Imp.Positivos	0	1	1		
Modo 4	Imp.Positivos,cc	1	0	0		
Modo 5	Bipolar simples	1	0	1		
Modo 6	Bipolar,cc	1	1	0		
Modo 7	Bipolar,cc,carga	1	1	1		

Fig 45 - Tabela das combinações lógicas dos modos de funcionamento

Modo 0 – Standby

Neste modo de funcionamento, os sinais de comando dos IGBTs são inibidos.

Por razões de segurança, o circuito inicia sempre neste modo até que seja dada ordem de comando, por parte do utilizador, através do botão *select* para iniciar um novo modo de funcionamento.

Modo 1 – Impulsos Negativos

Neste modo de funcionamento o Modulador Bipolar só gera impulsos negativos na Carga.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulsos negativos é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Negativo);
- 6º. Tempo Morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 46 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

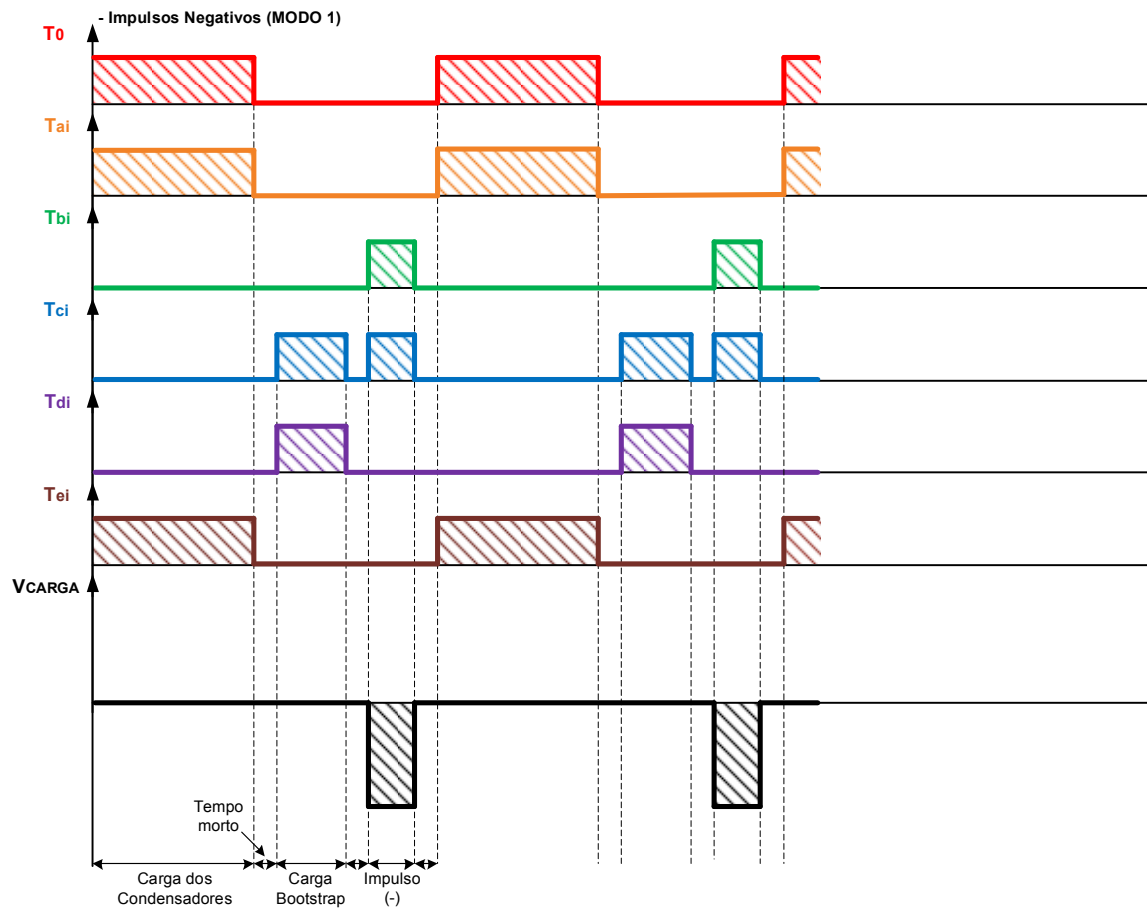


Fig 46 - Diagrama temporal - Impulsos negativos

Modo 2 – Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar gera impulsos negativos na Carga e no fim de cada impulso, esta é curto-circuitada para descarregar as capacidades parasitas. Este curto-circuito é especialmente útil para cargas de maior valor óhmico, uma vez que a constante de tempo RC de descarga será maior, portanto mais lentamente serão descarregadas as capacidades parasitas.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulsos negativos com curto-circuito da Carga é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Negativo);
- 6º. Tempo Morto;
- 7º. Curto-circuito da Carga, após impulso negativo;
- 8º. Tempo Morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 47 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

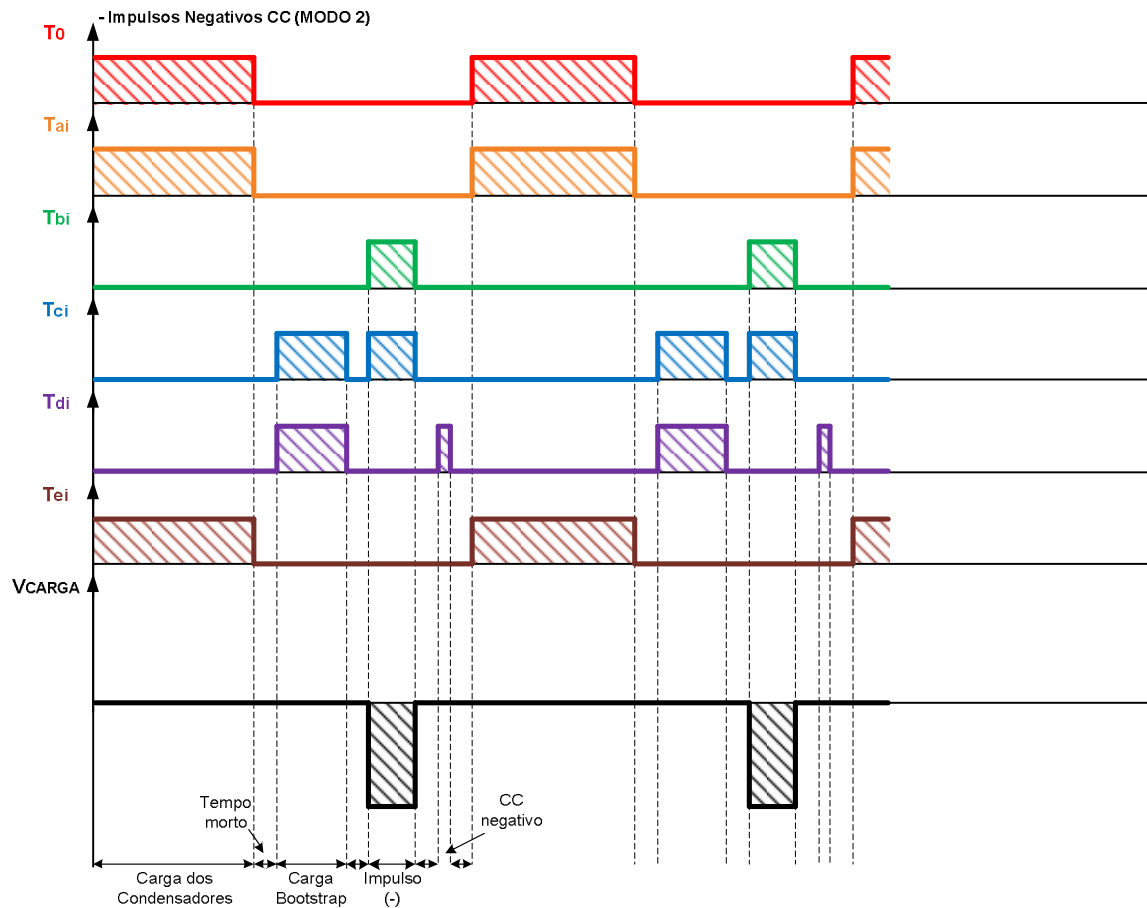


Fig 47 - Diagrama temporal - Impulsos negativos com curto-circuito da Carga

Modo 3 – Impulsos Positivos

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar só gera impulsos positivos na Carga.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulsos positivos na Carga é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Positivo);
- 6º. Tempo Morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 48 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

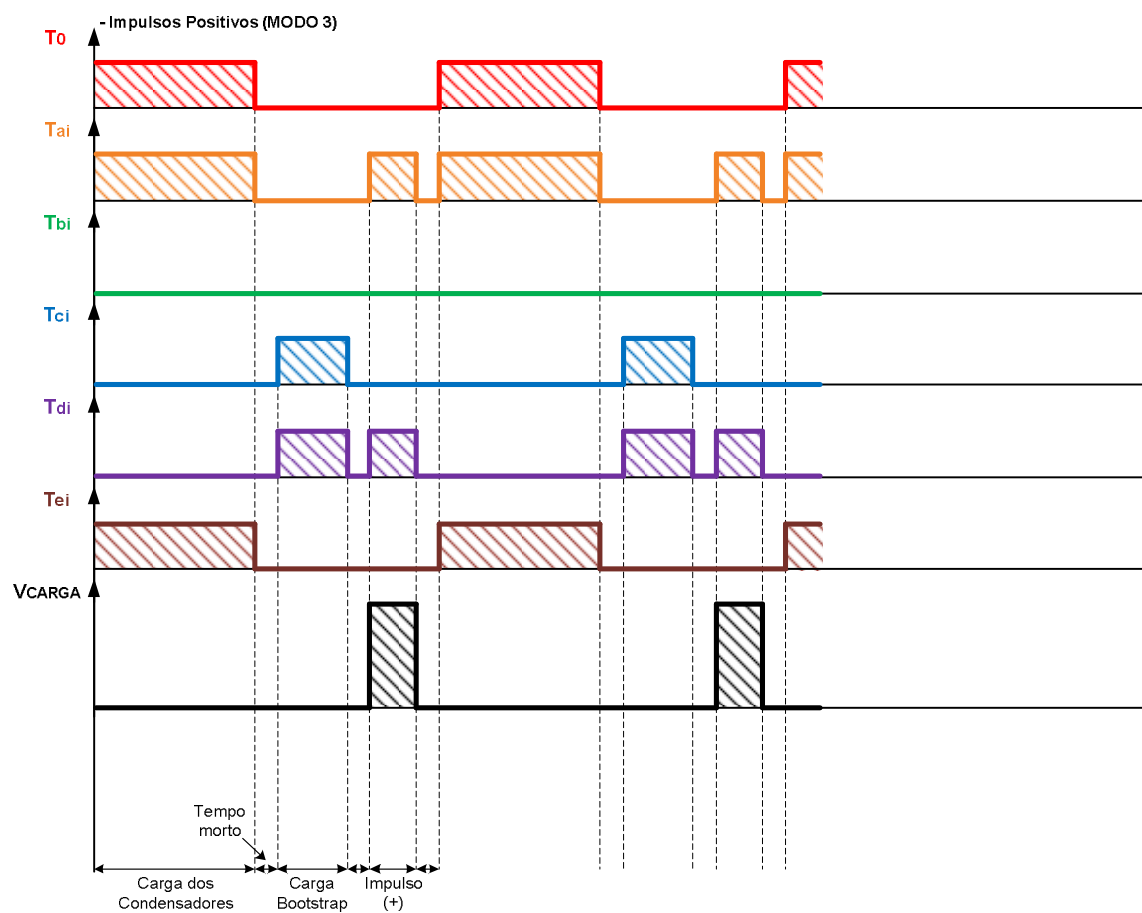


Fig 48 - Diagrama temporal - Impulsos positivos

Modo 4 – Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar gera impulsos positivos na Carga e no fim de cada impulso, esta é curto-circuitada para descarregar as capacidades parasitas.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulsos positivos com curto-circuito da Carga é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Positivo);
- 6º. Tempo Morto;
- 7º. Curto-circuito da Carga, após impulso positivo;
- 8º. Tempo Morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 49 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

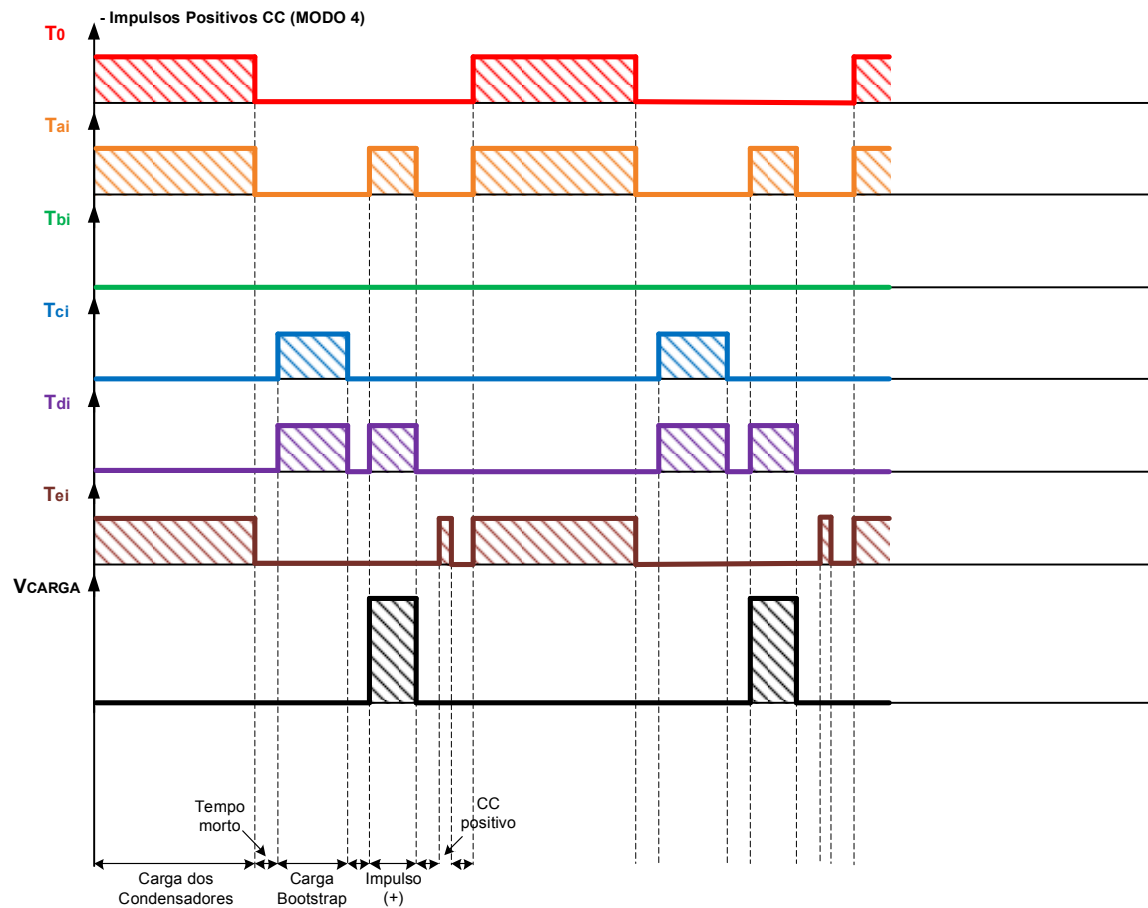


Fig 49 - Diagrama temporal - Impulsos positivos com curto-circuito da Carga

Modo 5 – Bipolar Simples

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar gera primeiramente um impulso negativo seguido de um impulso positivo na Carga.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulso negativo seguido de impulso negativo é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Negativo);
- 6º. Tempo de relaxação;
- 7º. Descarga dos condensadores (Impulso Positivo);
- 8º. Tempo morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 50 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

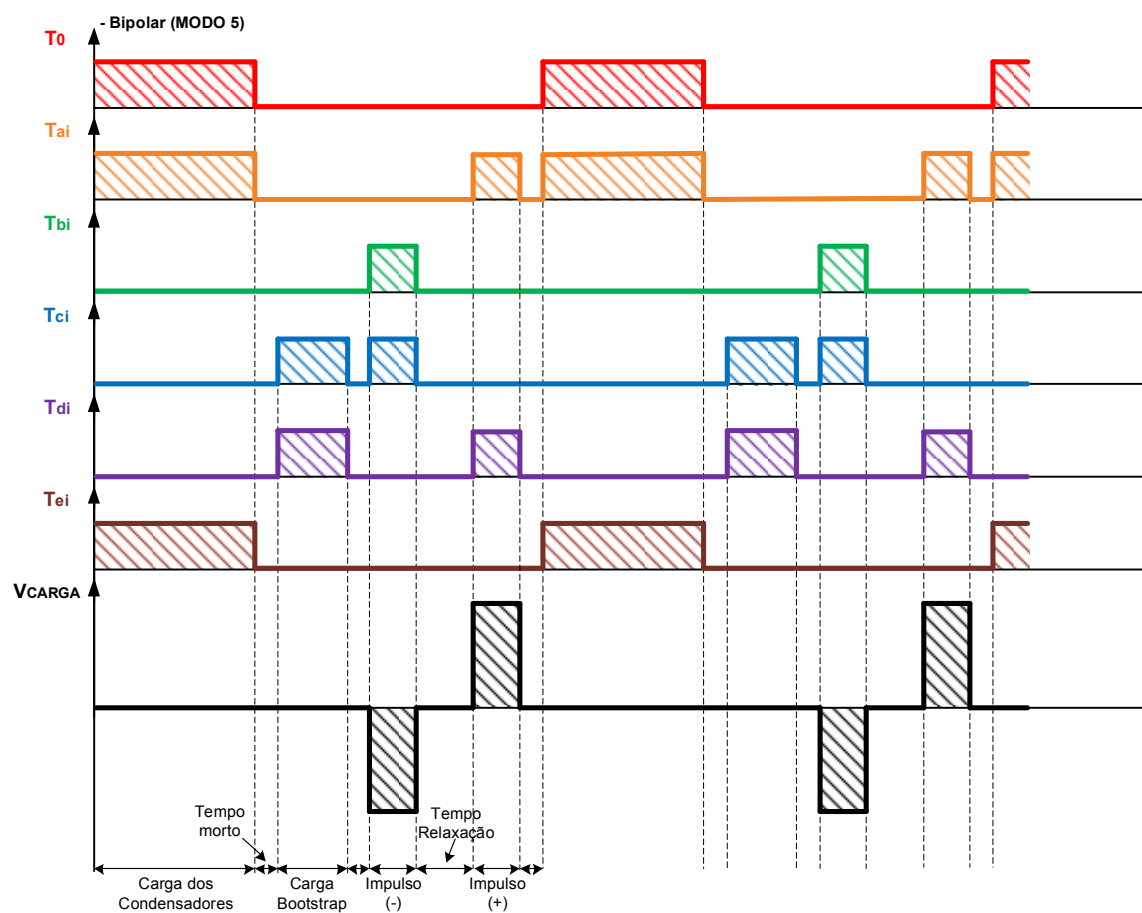


Fig 50 - Diagrama temporal - Bipolar simples

Modo 6 – Bipolar com curto-circuito da Carga após cada impulso

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar gera impulso negativo seguido de impulso positivo na Carga e no fim de cada impulso, esta é curto-circuitada para descarregar as capacidades parasitas.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulso negativo seguido de impulso positivo, com curto-circuito da Carga é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Negativo);
- 6º. Tempo morto;
- 7º. Curto-circuito da Carga, após impulso negativo;
- 8º. Tempo morto;
- 9º. Descarga dos condensadores (Impulso Positivo);
- 10º. Tempo morto.
- 11º. Curto-circuito da Carga, após impulso positivo;
- 12º. Tempo morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 51 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

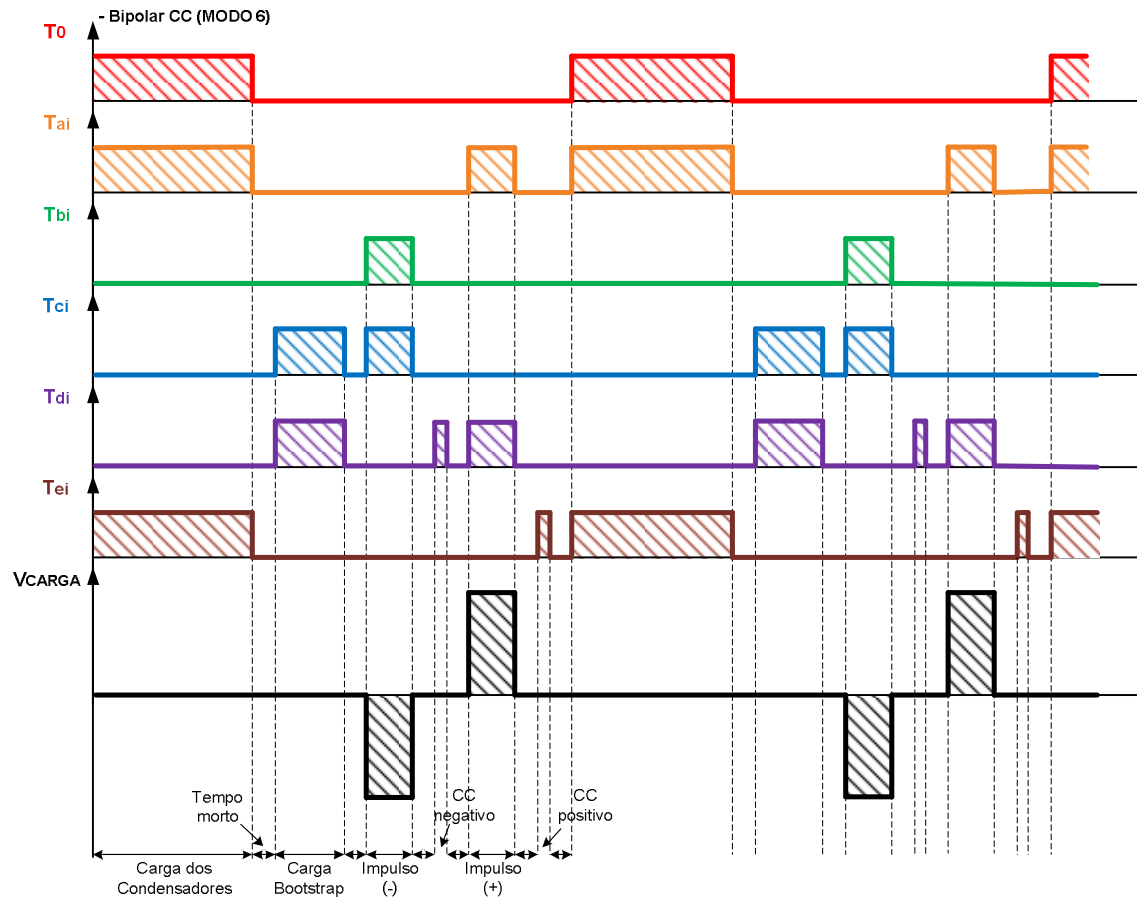


Fig 51 - Diagrama temporal - Bipolar com curto-circuito da Carga

Modo 7 – Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga

Neste modo de funcionamento o conversor modular bipolar gera um impulso negativo seguido de impulso positivo na Carga e entre os impulsos é efectuada uma carga rápida dos condensadores, para além do curto-circuito da Carga após cada impulso para descarregar as capacidades parasitas.

A sequência de funcionamento do gerador modular bipolar para gerar impulso negativo e positivo, com curto-circuito da Carga após cada impulso e carga dos condensadores entre impulsos é:

- 1º. Carga dos condensadores;
- 2º. Tempo morto;
- 3º. Carga *bootstrap*;
- 4º. Tempo morto;
- 5º. Descarga dos condensadores (Impulso Negativo);
- 6º. Tempo morto;
- 7º. Curto-circuito da Carga, após impulso negativo;
- 8º. Tempo morto;
- 9º. Carga dos condensadores entre impulsos;
- 10º. Tempo morto;
- 11º. Descarga dos condensadores (Impulso Positivo);
- 12º. Tempo morto.
- 13º. Curto-circuito da Carga, após impulso positivo;
- 14º. Tempo morto.

Esta sequência repete-se indefinidamente até nova ordem de comando, dada pelo utilizador; ou em caso de anomalia, em que o circuito de protecção actua inibindo as comutações dos semicondutores.

O diagrama temporal da figura 52 ilustra os sinais de disparo gerados no microcontrolador para este modo de funcionamento.

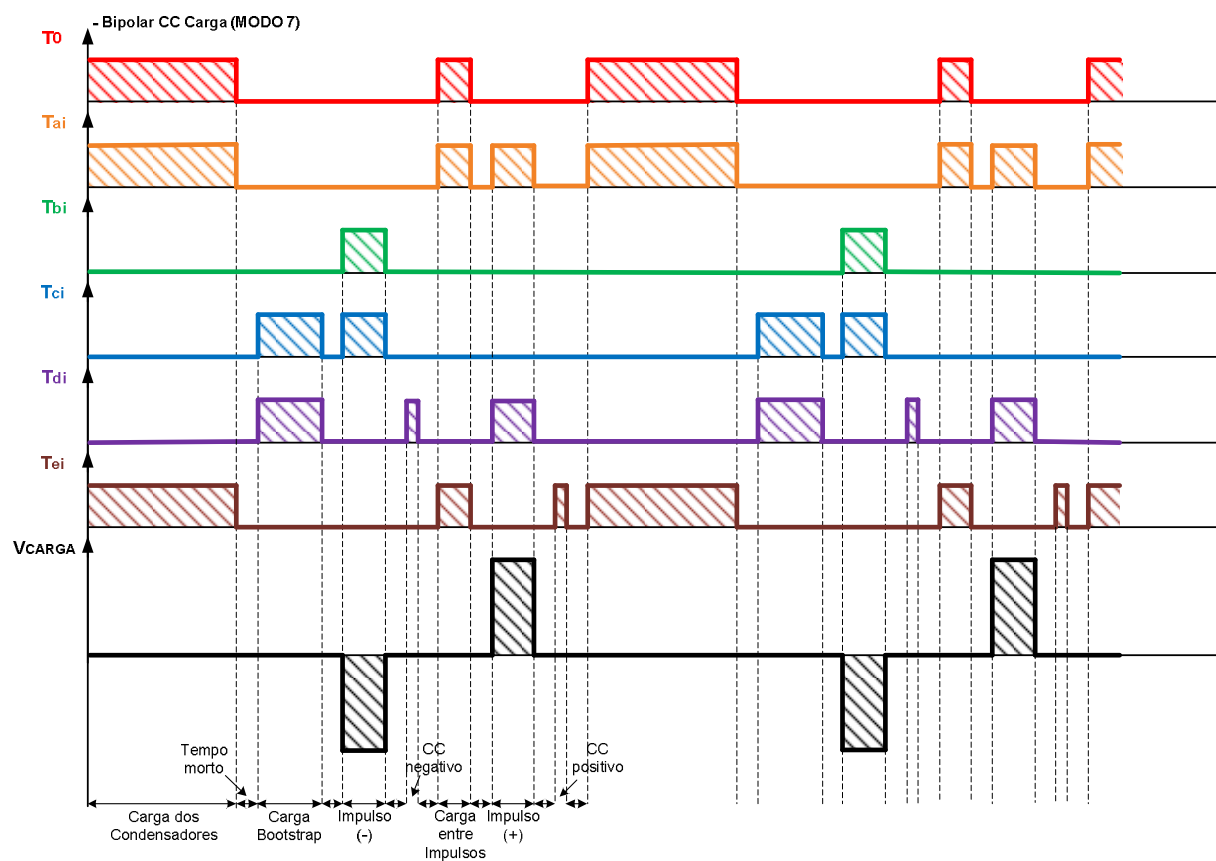


Fig 52 - Diagrama temporal - Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga

IV.2.2.3 - Estratégia de Selecção da Frequência

O circuito de disparo dos IGBTs também é o responsável pelo controlo da frequência dos impulsos na Carga.

A figura 53 ilustra como foi elaborada a estratégia de selecção da frequência.

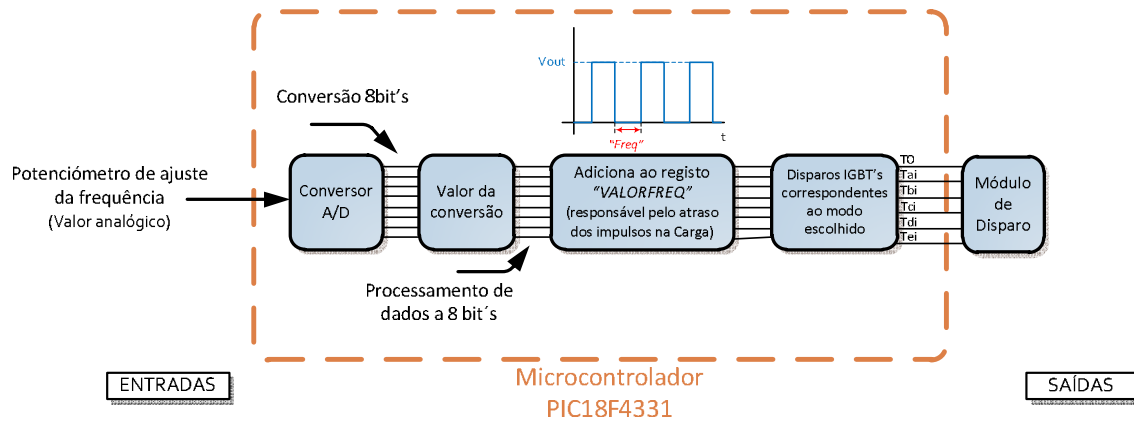


Fig 53 - Escolha da frequência de funcionamento

O potenciômetro de ajuste da frequência aplica um sinal analógico numa montagem seguidora de tensão e de seguida, este sinal é estabilizado por uma malha RC, como se mostra na figura 54.

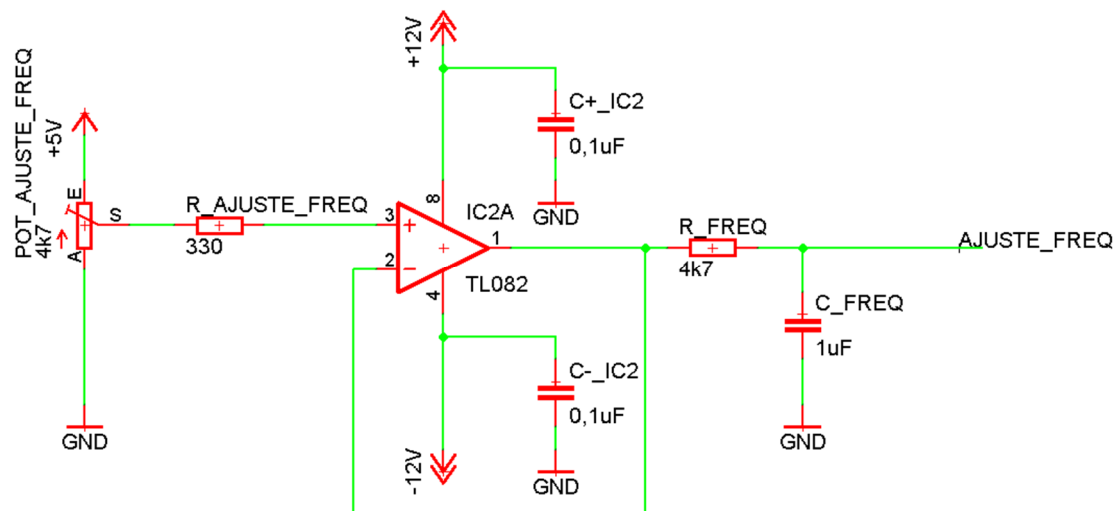


Fig 54 - Esquema eléctrico do ajuste de frequência

Uma vez estabilizado o sinal de ajuste de frequência é aplicado na entrada analógica do microcontrolador que vai ser lido e convertido pelo conversor A/D interno.

O resultado desta conversão (8 *bit's*) vai ser guardado no registo “*VALORFREQ*” que está associado a uma rotina de atraso.

Este registo afecta a duração de todos os sinais de comutação excepto os sinais responsáveis pelo caminho de descarga dos condensadores do circuito de potência, ou seja, os sinais responsáveis pelos impulsos na Carga.

Uma vez que se pode alterar a duração destes sinais, consegue-se aumentar ou diminuir a frequência dos impulsos na Carga, mantendo a largura dos impulsos.

A leitura do potenciómetro é feita periodicamente e o microcontrolador refaz todo este processo para ajustar a frequência ao novo valor pretendido.

IV.2.2.4 - Estratégia de Selecção da Largura do Impulso

O circuito de geração dos disparos dos *IGBT's* também é o responsável pelo controlo da largura dos impulsos na Carga.

A figura 55 ilustra como foi elaborada a estratégia de selecção da largura do impulso.

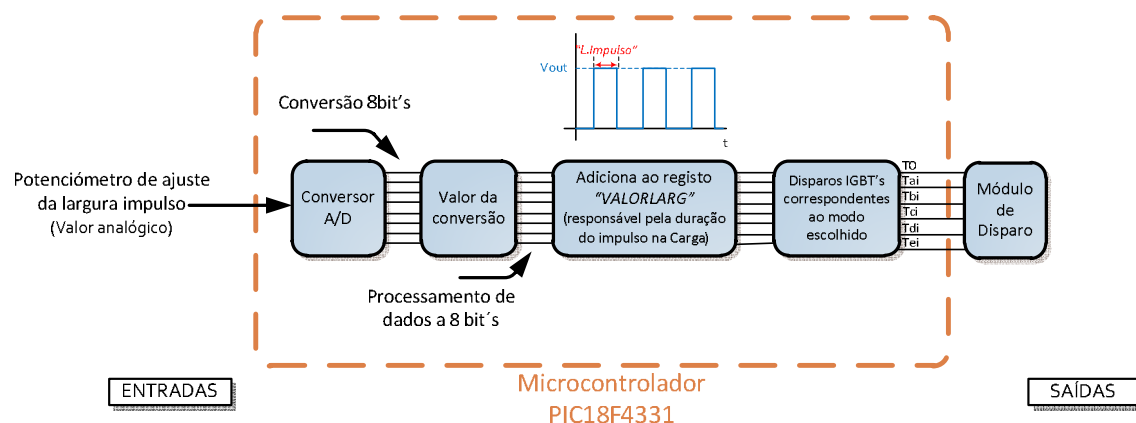


Fig 55 - Selecção da largura do impulso

O potenciômetro de ajuste da largura do impulso aplica um sinal analógico numa montagem seguidora de tensão e de seguida, este sinal é estabilizado por uma malha RC, como se mostra na figura 56.

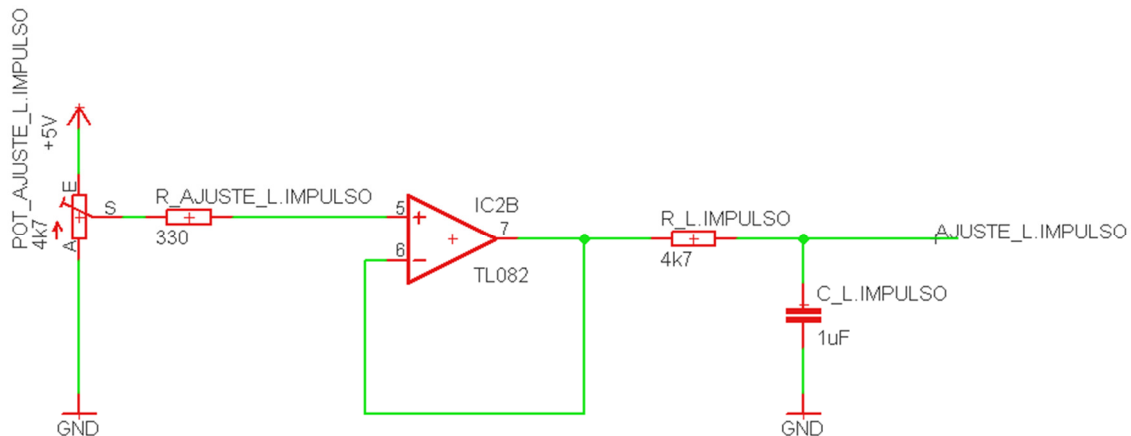


Fig 56 - Esquema eléctrico do ajuste da largura do impulso

Uma vez estabilizado o sinal de ajuste da largura do impulso é aplicado na entrada analógica do microcontrolador que vai ser lido e convertido pelo conversor A/D interno.

O resultado desta conversão (8 *bit's*) vai ser guardado no registo “VALORLARG” que está associado a uma rotina de atraso.

Este registo afecta exclusivamente a duração dos sinais responsáveis pelo caminho de descarga dos condensadores do circuito de potência, ou seja, os sinais responsáveis pelos impulsos na Carga.

Uma vez que se pode alterar a duração destes sinais, consegue-se aumentar ou diminuir a largura dos impulsos na Carga.

A leitura do potenciômetro é feita periodicamente e o microcontrolador refaz todo este processo para ajustar a largura do impulso ao novo valor pretendido.

IV.2.2.5 - Inibição do circuito de geração de disparos

Em caso de anomalia existe um circuito de protecção do sistema que envia um “sinal de alarme” para o circuito de geração de disparos.

Nesta condição, é prudente existir uma inibição dos disparos dos IGBTs e sinalizar a anomalia de alguma forma.

Ao ser detectada anomalia através do circuito de protecção, o “sinal de alarme” activa o pino de interrupção INT1 (configurada como interrupção prioritária) do microcontrolador do circuito de geração de disparos e este “salta” imediatamente para a rotina denominada de “Rotina de protecção”, como se representa na figura 57.

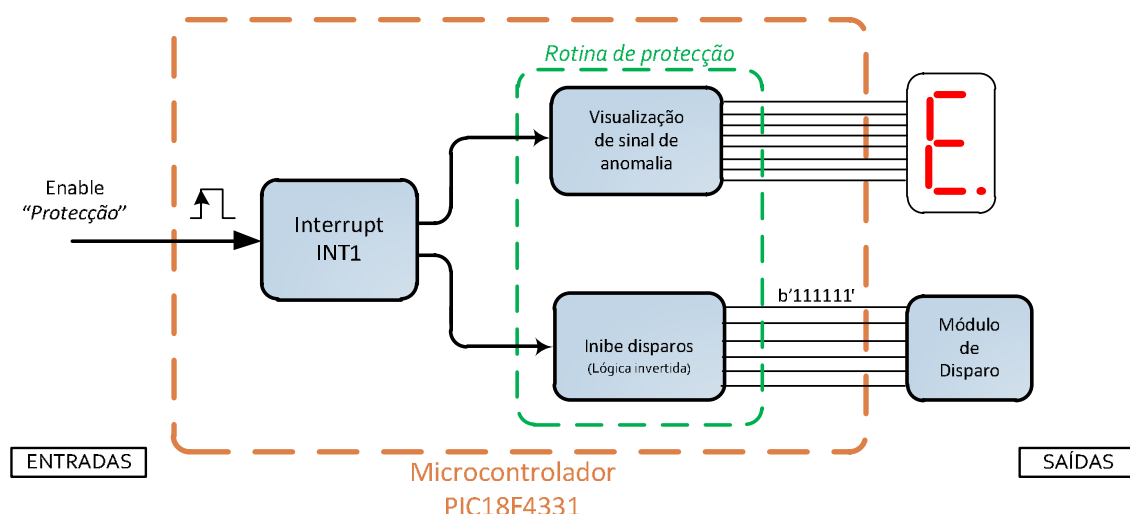


Fig 57 - Inibição do circuito de geração de disparos

Esta rotina envia os sinais de disparos todos a “1” lógico (lógica invertida) para o módulo de disparo, para colocar todos os IGBTs ao corte e desta feita evitar a descarga dos condensadores e consequentes impulsos negativos e/ou positivos na Carga.

Para a indicação de anomalia, é enviado um sinal de erro para o *display* de 7 segmentos.

Uma vez detectada a anomalia, esta rotina de protecção permanece em *loop* até que todo o sistema seja desligado e reinicializado.

IV.2.2.6 - Programação

Para indicar as diversas acções e decisões que foram executadas na programação do microcontrolador responsável pela geração dos disparos dos *IGBT's*, foi feita uma representação gráfica através de um fluxograma apresentado na figura 58

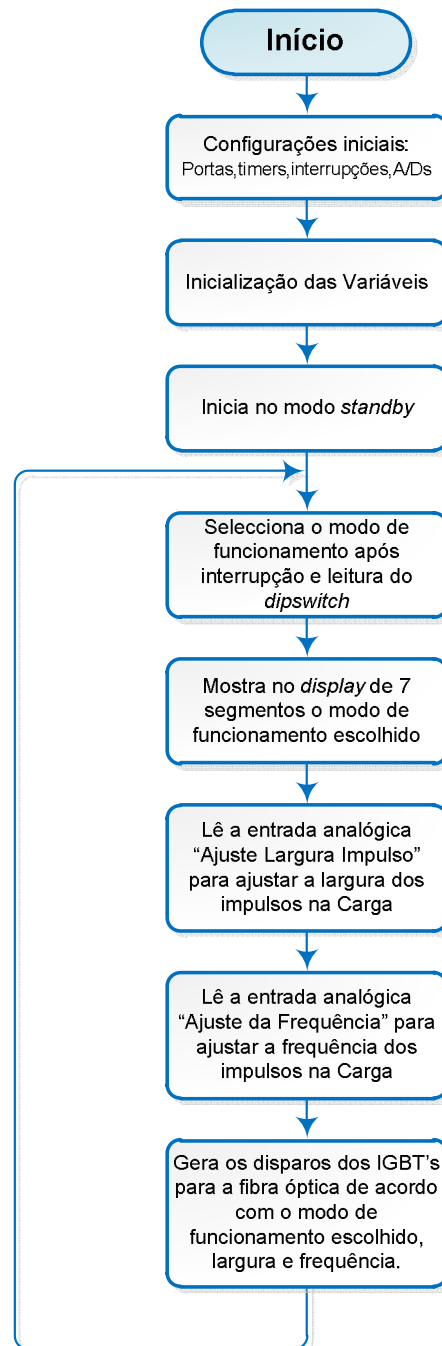


Fig 58 - Fluxograma da rotina principal do circuito de geração dos disparos

Para facilitar a compreensão da programação elaborada, o fluxograma apresentado representa de uma forma geral o que foi feito.

Contudo, os fluxogramas completos e o respectivo código fonte em linguagem *assembly* encontram-se em anexo, em suporte informático.

Na rotina principal começou-se por realizar as configurações iniciais. Definiu-se a utilização do oscilador externo, com um cristal de 20MHz. Desligou-se o *Watchdog timer* e activou-se o *Master Clear* para ser possível um *reset* ao microcontrolador. Configurou-se também o módulo conversor analógico-digital e as interrupções externas.

Depois efectuou-se a inicialização das variáveis, foram limpas todas as variáveis utilizadas no programa.

Assegurou-se que o modo de funcionamento inicial é o modo *standby*, por razões de segurança. Quando o utilizador selecciona um modo de funcionamento e carrega no botão “*Select*” dá-se uma interrupção (mais à frente explicada) onde o modo de funcionamento é adquirido. Posteriormente, na rotina principal, é seleccionado o modo de funcionamento correspondente através de sucessivas comparações com todos os modos existentes.

O valor binário correspondente ao modo de funcionamento é enviado para um *display* de 7segmentos para visualização do modo escolhido.

De seguida é realizada a leitura da entrada analógica referente ao potenciómetro “Ajuste Largura Impulso” e posterior conversão para digital, variando um registo associado à largura dos impulsos na Carga.

A seguir, também é lida a entrada analógica referente ao potenciómetro “Ajuste da Frequência” e posterior conversão para digital, variando um registo associado à frequência dos impulsos na Carga.

Por fim, com o modo de funcionamento seleccionado e os parâmetros largura do impulso e frequência definidos, são gerados os impulsos para as fibras ópticas, que por sua vez vão injectar os sinais de disparo isolados nas *gates* dos *IGBT's*.

O microcontrolador repete indefinidamente o modo de funcionamento seleccionado até que haja uma interrupção externa, seja através do botão “*Select*” para escolher um novo modo, seja por protecção de alguma anomalia no sistema.

Sempre que seja activa uma interrupção externa, o programa salta imediatamente para a rotina das interrupções, onde se vai analisar qual foi a origem da interrupção; como mostra a figura 59.

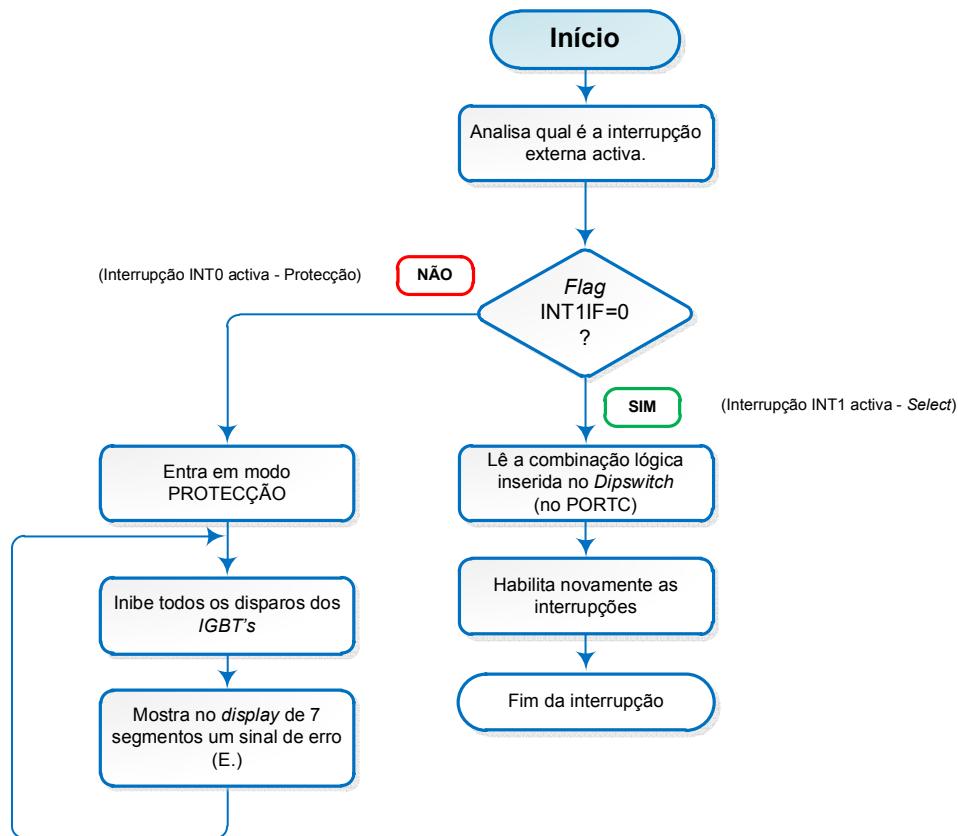


Fig 59 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de geração dos disparos

Para isso é analisada a *flag* de interrupção do INT1 (*flag* INT1IF), se esta estiver no nível lógico “1” significa que a interrupção externa activa foi a INT1, que corresponde ao botão “*Select*”. Se a *flag* de interrupção do INT1 estiver no nível lógico “0” significa que a interrupção externa activa foi a INT0, que corresponde ao modo de “*Protecção*”. A interrupção prioritária será a INT0 uma vez que alerta para uma anomalia no circuito.

Caso a interrupção externa activa seja a INT0 – Modo Protecção (*flag* INT1IF=0), o microcontrolador inibe todos os sinais de disparo para garantir que todos os semicondutores comandados fiquem ao corte e assim parar o sistema imediatamente, uma vez que foi detectada uma anomalia.

De seguida é enviado um conjunto de *bit's* para o *display* de 7segmentos que perfazem uma letra “E” (de erro) que indica que houve anomalia no circuito.

Esta rotina é repetida indefinidamente e, por razões de segurança, só volta à rotina principal quando o circuito de controlo da fonte for desligado e ligado novamente.

Caso a interrupção externa activa seja a INT1 – Botão “Select” (*flag* INT1IF=1), o microcontrolador lê a combinação lógica inserida no *dip switch* (PORTC) para posteriormente ser analisado e comparado na rotina principal.

Por fim, é limpa a *flag* de interrupção e são habilitadas novamente as interrupções gerais e salta novamente para a rotina principal.

IV.2.2.7 - Atribuição de entradas e saídas

Nesta parte especifica-se como foi feita a distribuição de funções para cada pino, de cada *PORT*, do microcontrolador do circuito de geração dos disparos dos IGBTs.

PORT A:

O *PORT A* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou analógicas, ou como saídas digitais apenas, como se demonstra na figura 60.

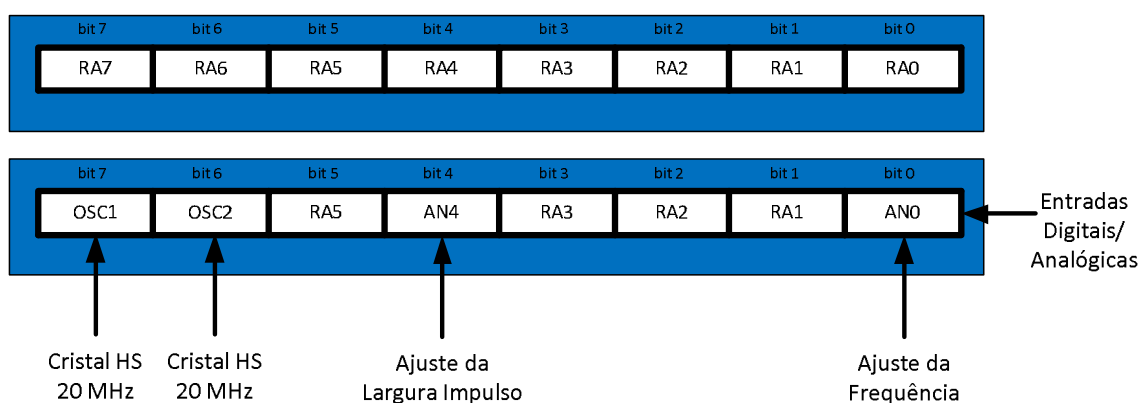


Fig 60 - Entradas/Saídas PORT A

O *bit* RA0 foi configurado como uma entrada analógica e tem a função de receber o sinal analógico do potenciômetro de ajuste de frequência.

O *bit* RA4 foi configurado como uma entrada analógica e tem a função de receber o sinal analógico do potenciômetro de ajuste da largura do impulso.

Os *bit*'s RA7 e RA6 são pinos dedicados ao oscilador externo, neste caso de 20MHz. Uma vez o microcontrolador configurado para a utilização de um cristal, estes pinos ficam automaticamente seleccionados como OSC1 e OSC2, respectivamente.

PORT B:

O *PORT B* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 61.

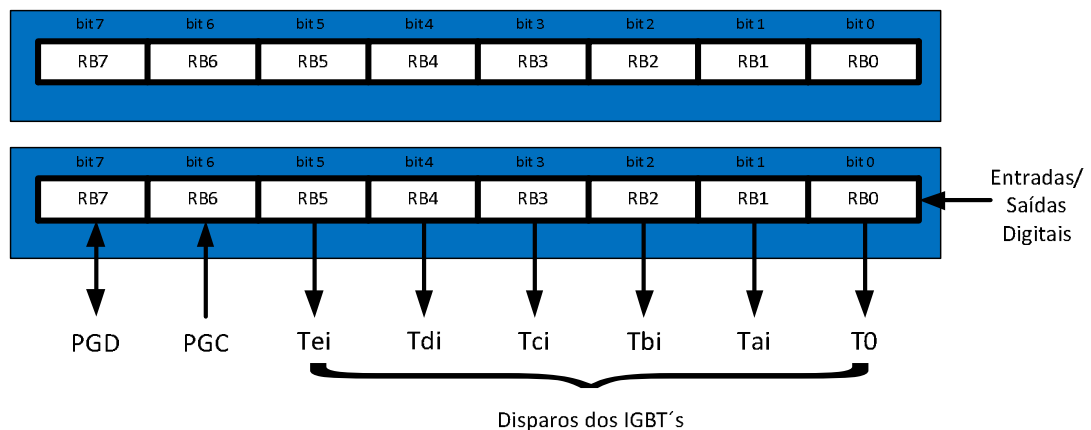


Fig 61 - Entradas/Saídas PORT B

Configuraram-se os *bit's* RB0 a RB5 como saídas digitais com a finalidade de enviar os sinais de disparo dos IGBTs para o módulo de disparo.

Em modo de programação, os pinos RB6 e RB7 assumem funções específicas. O pino RB6 passa a ser o responsável pelo sincronismo entre microcontrolador e o programador (por sua vez ligado ao computador), sendo chamado de PGC (*Program Clock*). O pino RB7 passa a ser o pino de transmissão de dados entre microcontrolador e o programador, sendo chamado de PGD (*Program Data*).

PORT C:

O *PORT C* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 62.

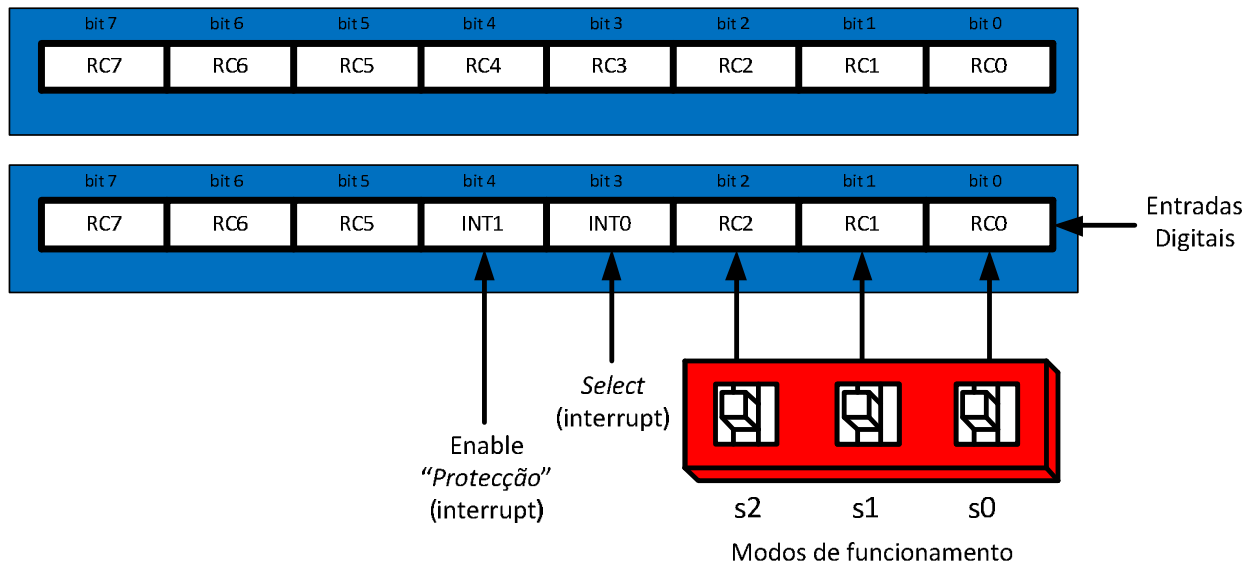


Fig 62 - Entradas/Saídas PORT C

Os *bit's* RC0, RC1 e RC2 foram configurados como entradas digitais e recebem a combinação lógica seleccionada no *dip switch* referente ao modo de funcionamento.

Configurou-se o *bit* RC3 como uma entrada de interrupção externa INT0. Este *bit* é o responsável por seleccionar o modo de funcionamento inserido no *dip switch*.

Configurou-se também o *bit* RC4 como uma entrada de interrupção externa INT1 prioritária. Este *bit* é o responsável por activar o modo de protecção no microcontrolador do circuito de geração dos disparos, quando recebe a ordem de emergência enviada pelo circuito de protecção do sistema.

PORT D:

O *PORT D* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 8 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 63.

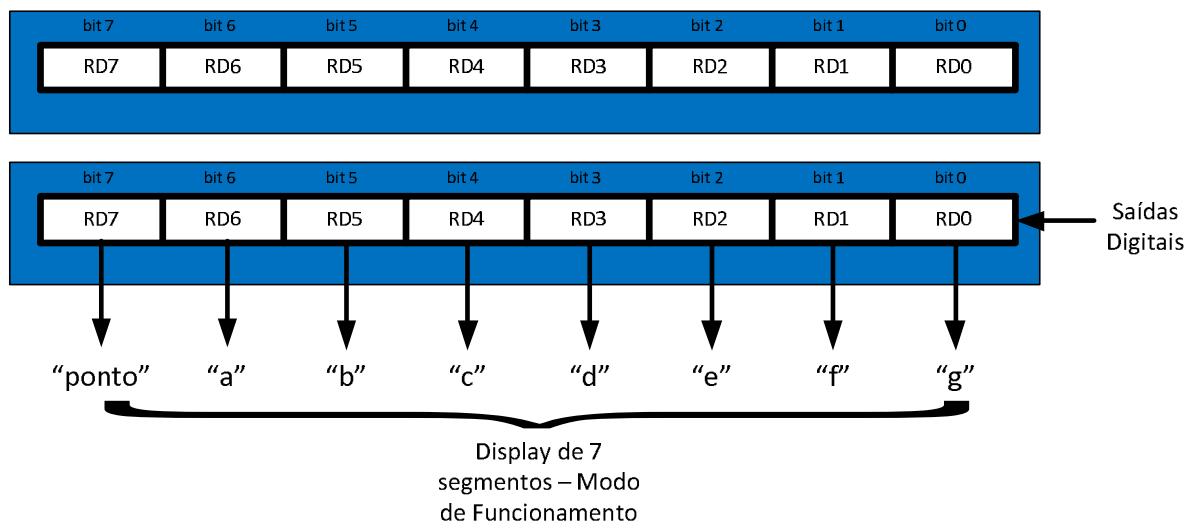


Fig 63 - Entradas/Saídas PORT D

Configurou-se a totalidade do *PORT D* como saídas digitais para enviar para um *display* de 7 segmentos, o modo de funcionamento escolhido pelo utilizador.

PORT E:

O *PORT E* do microcontrolador 18F4331 é constituído por 4 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou analógicas, ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 64.

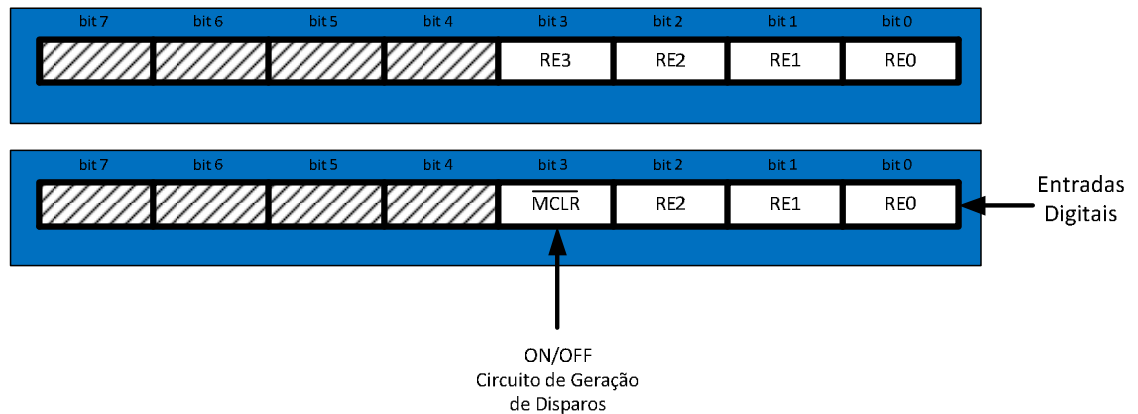


Fig 64 - Entradas/Saídas PORT E

Configurou-se o *bit* RE3 como MCLR podendo assim ser feito o *reset* externo ao microcontrolador do circuito de geração dos disparos dos IGBTs.

Este pino ficou exclusivamente dedicado ao comando ON/OFF do circuito de geração dos disparos.

Mais uma vez este pino, em modo de programação assume o papel de VPP (*Programming Voltage*).

IV.2.3 - Circuito de Protecção

Este circuito é constituído por um microcontrolador PIC18F2331 e respectivo *hardware* e tem como principal objectivo proteger a Carga contra sobretensões e também desligar o sistema caso a amplitude de tensão dos impulsos seja insuficiente. Caso uma destas anomalias aconteça, este circuito também é responsável pela indicação do defeito para que o utilizador saiba qual foi a anomalia detectada.

Uma amostra dos impulsos na Carga é adquirida e separada pelo bloco de aquisição de sinal para que as amplitudes dos impulsos positivos e negativos sejam analisados individualmente, como se representa na figura 65.

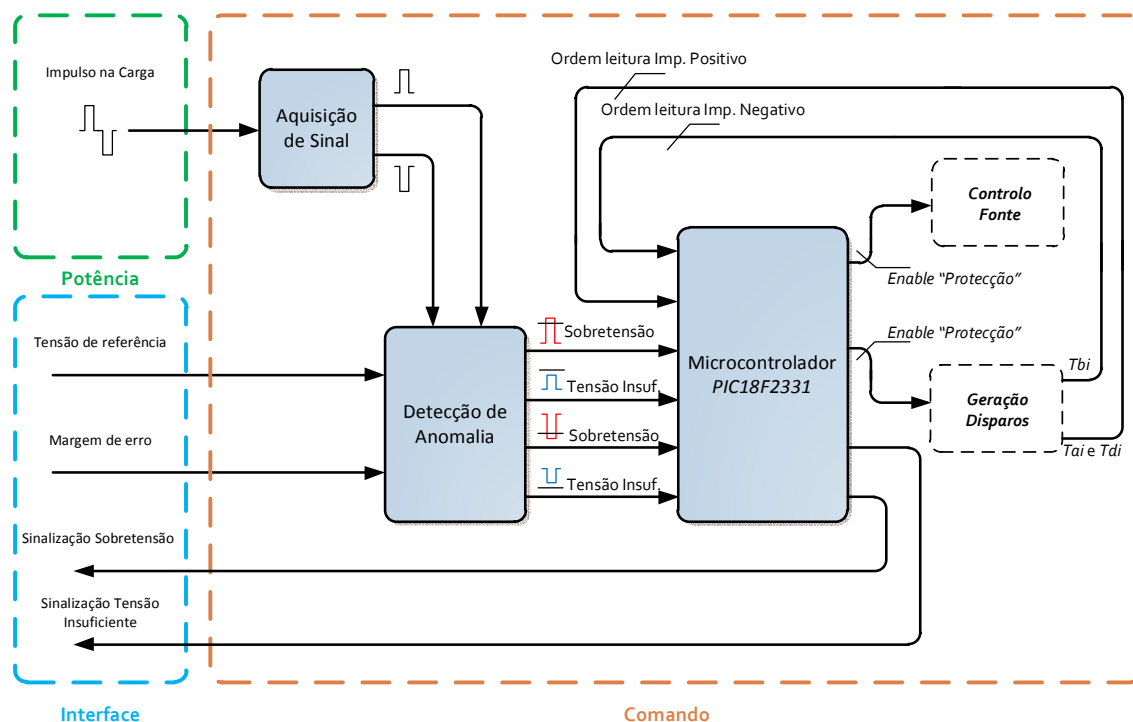


Fig 65 - Diagrama do circuito de protecção

No bloco de detecção de anomalia, é executada uma comparação da amplitude da tensão de referência dada pelo utilizador, com as amplitudes adquiridas dos impulsos, tendo em conta a tolerância exigida pelo utilizador (margem de erro). Como o microcontrolador está síncrono com os impulsos na Carga, ou seja, quando há um impulso positivo na Carga o microcontrolador recebe ordem de leitura do impulso positivo; caso seja detectada alguma anomalia, é imediatamente activada a entrada digital respectiva do microcontrolador e este inibe os restantes circuitos e indica qual foi a anomalia.

IV.2.3.1 - Microcontrolador PIC18F2331

O microcontrolador PIC (*Programmable Interface Controller*) utilizado neste bloco foi o PIC18F2331 da família dos PIC18 (8 *bit's*) , fabricado pela *Microchip Technology*, representado na figura 66.

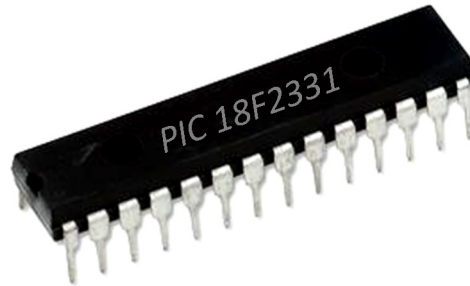


Fig 66 - Microcontrolador PIC18F2331

Este microcontrolador de 28 pinos possibilita a montagem de um *hardware* complexo, sendo capaz de interagir com diversos recursos e funções em simultâneo, como se apresenta no diagrama da figura 67.

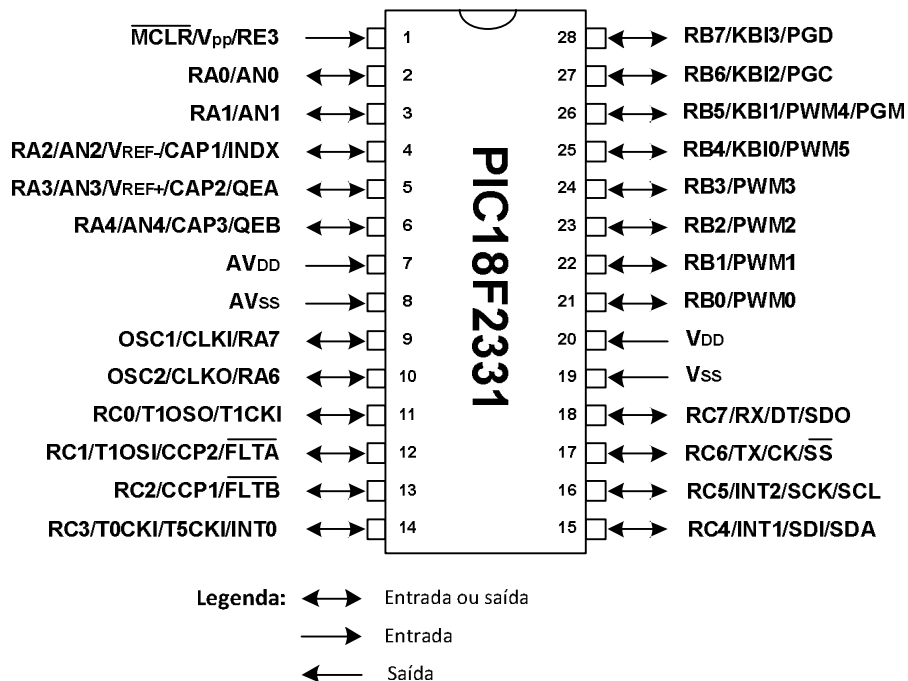


Fig 67 - Diagrama de pinos do PIC18F2331

Os seus principais recursos são os seguintes:

Processador RISC (*Reduce Instruction Set Computer*)

- 75 instruções de 16 *bit's*;
- Oscilador interno de 8 MHz
- Frequência máxima de funcionamento – 40 MHz (frequência do cristal);
- Cada ciclo de relógio corresponde à frequência do cristal /4 = 10 MHz, o que corresponde a 10 milhões de instruções por segundo;
- Tempo de execução das instruções normais: 1 ciclo de relógio;
- Tempo de execução das instruções de salto condicional (*decfsz* , *btfss*, ...): 2 ciclos de relógio;
- Tempo de execução de instruções de salto incondicional (*goto*): 2 ciclos de relógio;

Características da memória

- Memória de programação E²PROM FLASH com 8 Kbytes, com capacidade de escrita e leitura pelo próprio código interno;
- Cada instrução é codificada numa *word* de 16 *bit's*;
- Memória de dados RAM com 768 bytes;
- Memória de dados E²PROM (não volátil) interna com 256 bytes;

Características de periféricos

- 24 portas configuráveis como entrada ou saída (I/O), agrupadas em 3 portas:
- PORTA - 7 pinos I/O
- PORTB - 8 pinos I/O;
- PORTC - 8 pinos I/O;
- 22 Interrupções disponíveis;
- 4 Temporizadores (TIMER's) (1x8 *bit's* e 3x16 *bit's*)
- 5 Conversores analógicos de 10 *bit's* e 2 comparadores analógicos;
- 2 Módulos CCP: Capture, Compare e PWM;
- 6 Saídas de controlo PWM (14 *bit's*);
- Comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*): Porta de dados série;
- Comunicação I²C (*Inter-Integrated Circuit*): Porta de dados série;

- Comunicação USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*): Porta série que permite os modos síncronos e assíncronos;
- ICSP (*In Circuit Serial Programming*): Programação série directamente no circuito;
- POR (*Power-on Reset*) interno: Detector de estabilização da tensão de alimentação durante a inicialização do sistema;
- BOR (*Brown-out Reset*) interno: Detector de limites inferiores de tensão de alimentação;
- Diversos recursos adicionais;

IV.2.3.2 - Estratégia de Protecção do Sistema

Para efectuar a protecção do sistema é necessário adquirir uma amostra da tensão aplicada à Carga.

Tratando-se da leitura de impulsos de alta tensão é necessário reduzir a tensão através de um divisor resistivo para posteriormente adquirir o sinal e tratá-lo.

Portanto, o bloco de aquisição de sinal é constituído por divisor resistivo de valor óhmico elevado para não interferir na tensão da Carga, que permite reduzir a tensão cerca de 1000 vezes, como se representa na figura 68.

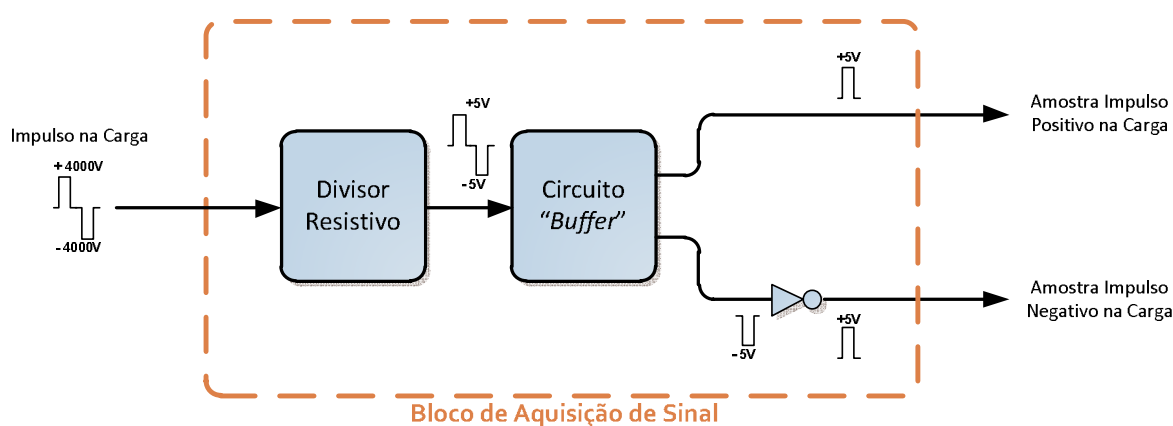


Fig 68 - Diagrama do bloco de aquisição de sinal

Foi implementado também um circuito seguidor de tensão para minimizar um possível efeito de carga na saída do gerador bipolar.

Ao ser analisado um sinal bipolar, foi necessário “separar” o impulso positivo do negativo e também trabalhar unicamente com tensões positivas; para isso inverteu-se o impulso negativo através de uma montagem inversora com um amplificador operacional, como se mostra na figura 69.

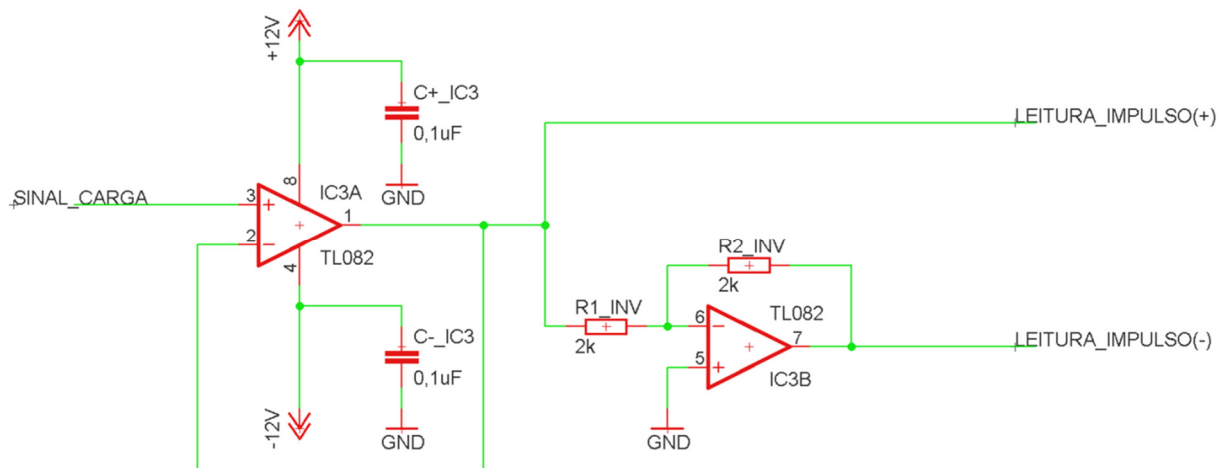


Fig 69 - Tratamento do sinal

Sabendo que com a variação do valor e/ou tipo de Carga, a tensão aplicada à mesma varia substancialmente, foi implementado um sistema que permite ao utilizador definir uma margem de erro tolerada entre a tensão que se quer impor (tensão de referência) e a tensão obtida na Carga (tensão medida aos terminais da Carga).

O utilizador ajusta a tensão de referência e de seguida, consoante a sua preferência; ajusta a margem de erro que necessita, através do potenciômetro limite de tensão.

No gráfico da figura 70 pode-se visualizar a tensão na Carga e as respectivas margens de erro com base na tensão de referência.

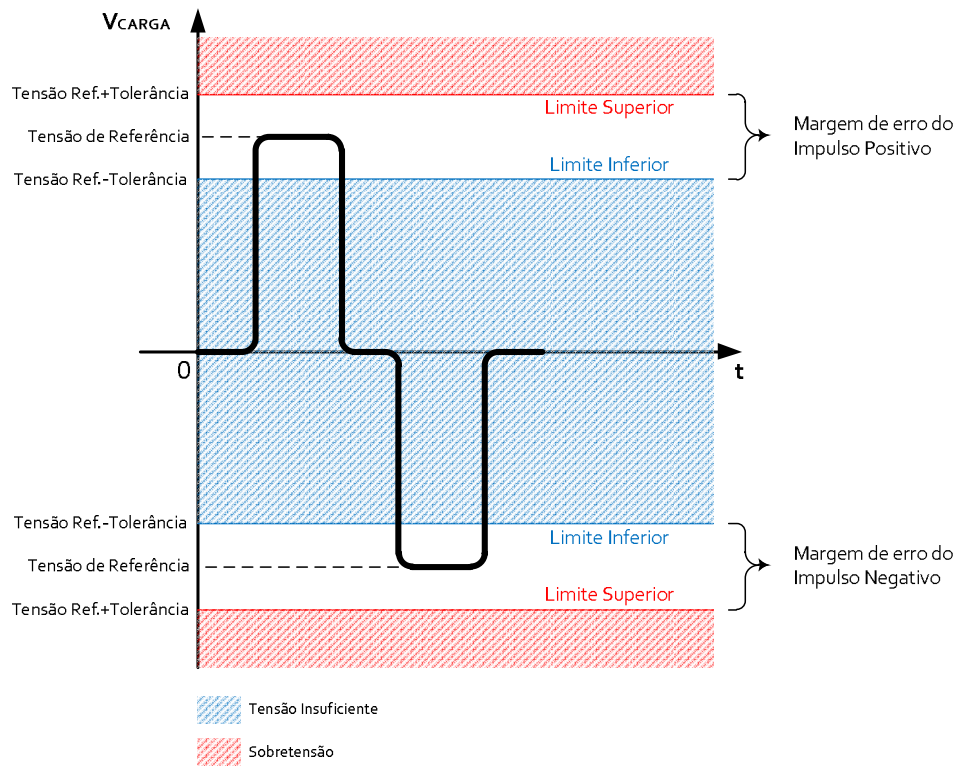


Fig 70 - Gráfico das margens de erro

Se a amplitude do valor lido da tensão na Carga estiver entre os limites de tolerância ajustados, o circuito de Protecção não inibe os restantes circuitos. Caso a amplitude lida esteja acima do limite de tensão superior o microcontrolador do circuito de Protecção activa o modo “Protecção” nos restantes microcontroladores, e indica através de sinalização luminosa que existe uma sobretensão na Carga.

Se a amplitude lida estiver abaixo do limite de tensão inferior o microcontrolador também activa o modo “Protecção” nos restantes microcontroladores e indica através de sinalização luminosa que a tensão aplicada à Carga é insuficiente.

Este processo é válido para a amplitude dos impulsos positivos e dos impulsos negativos.

O diagrama da figura 71 mostra como foram estabelecidos os limites de tensão.

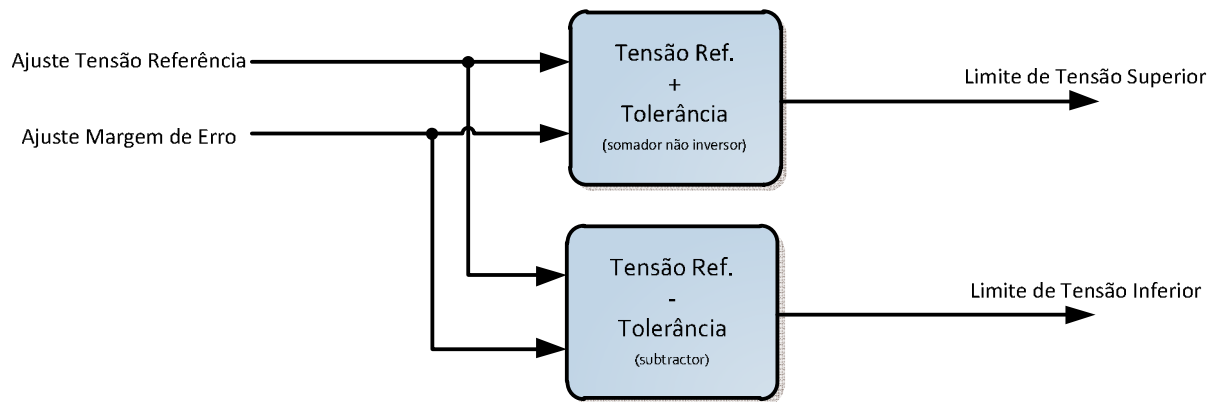


Fig 71 - Limites de tensão

O utilizador ajusta a tensão de referência e a margem de erro através de dois potenciômetros distintos que permitem gerar dois sinais analógicos. Estes dois sinais são inseridos em simultâneo no cálculo dos limites de tensão superior e inferior.

Para estabelecer o limite de tensão superior, somou-se o sinal de margem de erro ao sinal de tensão de referência.

Para estabelecer o limite de tensão inferior, subtraiu-se o sinal de margem de erro ao sinal de tensão de referência.

Dadas as necessidades e a configuração deste sistema, estes limites variam proporcionalmente entre eles; uma vez que queremos uma determinada banda de funcionamento.

O processo de cálculo destes limites foi feito analogicamente com recurso a amplificadores operacionais, como se mostra na figura 72.

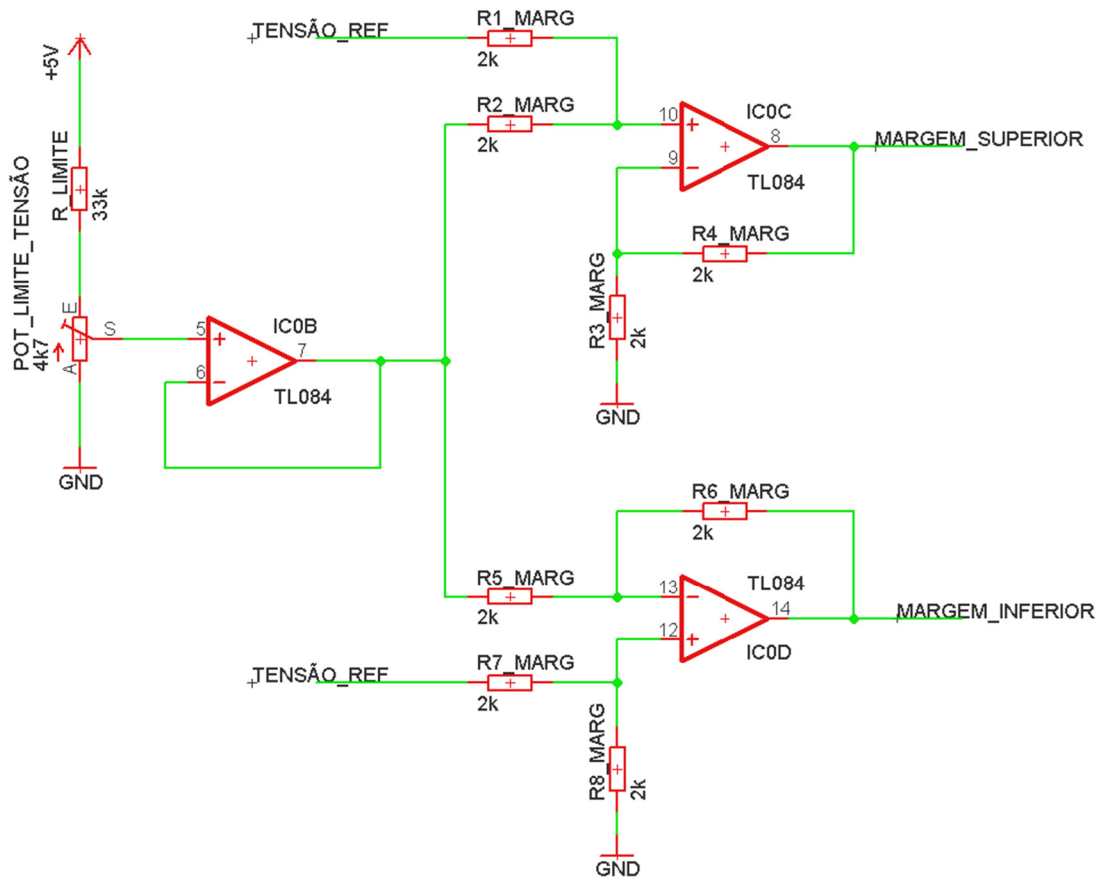


Fig 72 - Esquema eléctrico do ajuste dos limites de tensão

No entanto, as tolerâncias impostas pelo potenciômetro Limite de Tensão foram limitadas por uma resistência em série (R_LIMITE) com o mesmo, para que o erro varie apenas entre 0V e 500V (em módulo) em relação ao impulso lido na Carga.

Então para o cálculo da resistência R_LIMITE, foi estabelecido um $erro_{m\acute{a}x}=500V$

$$\begin{aligned} \text{Logo:} \quad V_{impulso_m\acute{a}x} &= 4000V & \rightarrow & \quad V_{leitura} = 5V \\ erro_{m\acute{a}x} &= 500V & \rightarrow & \quad V_{potenciometro_m\acute{a}x} \end{aligned}$$

$$V_{potenciometro_m\acute{a}x} = \frac{5 \times 500}{4000} = 0,625V$$

Então, como se pode visualizar na figura 73, através de um divisor de tensão, calcula-se o valor da resistência R_LIMITE para um erro máximo de 500V.

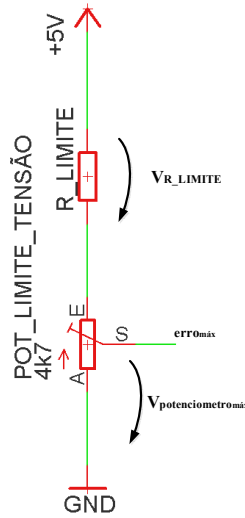


Fig 73 - Cálculo da resistência R_LIMITE

$$V_{potenciometro_máx} = \frac{POT_{LIMITE}}{R_{LIMITE} + POT_{LIMITE}} \times V_{TOTAL} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow 0,625 = \frac{4700}{R_{LIMITE} + 4700} \times 5 \Leftrightarrow R_{LIMITE} \approx 33k\Omega$$

Assim os limites de tensão variam no máximo entre $[V_{ref}+500V, V_{ref}-500V]$.

Os limites depois de definidos são inseridos no bloco de detecção de anomalias onde são feitas as diversas comparações para detectar possíveis anomalias.

Para melhor compreensão do sistema de detecção de anomalias, a explicação do mesmo foi dividida em duas partes, uma parte para impulso positivo na Carga e a outra parte para o impulso negativo na Carga.

Impulsos Positivos:

A amostra do impulso positivo recolhida pelo sistema de aquisição de sinal vai ser comparada em simultâneo com os limites de tensão ajustados pelo utilizador, como se representa na figura 74.

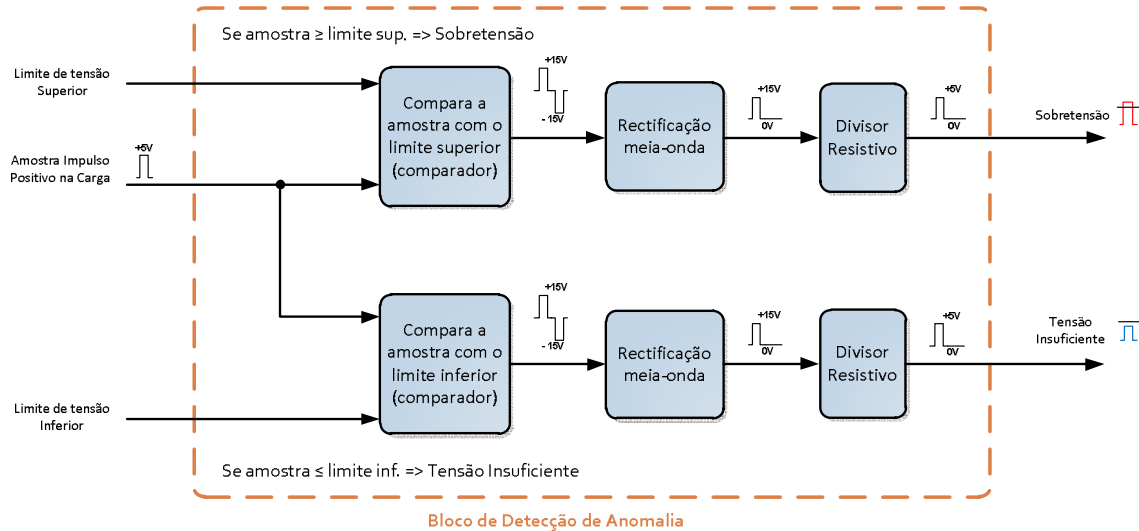


Fig 74 - Detecção de anomalia no impulso positivo

O sinal de amostra é comparado com o limite superior de tensão através de uma montagem comparadora (feita com amplificadores operacionais).

Caso a amplitude de sinal de amostra seja igual ou maior ao limite superior ajustado (margem superior), o comparador “bascula” para os +12V. Como o microcontrolador não permite tensões superiores a +6V nas suas entradas, foi necessário reduzir a tensão para + 5V, aproximadamente, através de um divisor resistivo, como se mostra na figura 75. Este sinal injectado no pino RB7 do microcontrolador (estado lógico ‘1’) será depois processado por este a fim de proteger os restantes circuitos contra sobretensão.

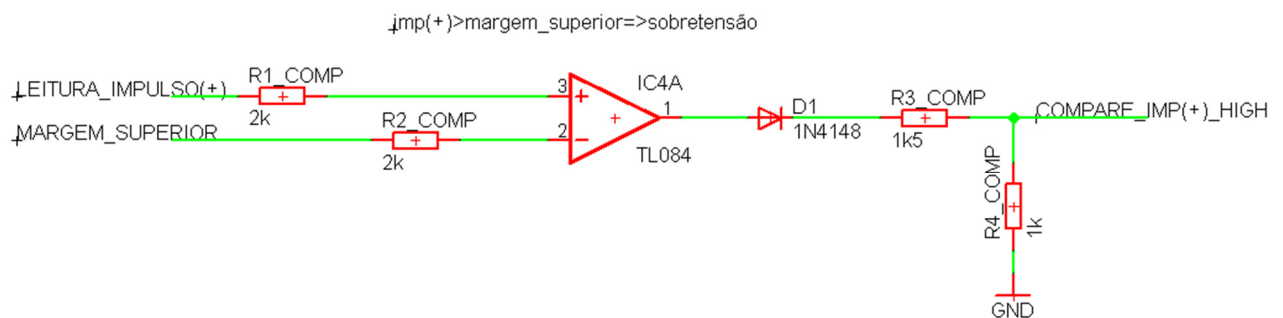


Fig 75 - Esquema eléctrico da detecção de sobretensão no impulso positivo

Se a amplitude do sinal de amostra for inferior ao limite superior não existe sobretensão e o comparador “bascula” para os -12V. Para além de não permitir tensões superiores a +6V, o microcontrolador não permite tensões negativas nos seus terminais, para isso através de um díodo rectificador, rectificou-se todos os sinais negativos, não deixando fluir a corrente para o divisor resistivo, forçando assim o estado lógico ‘0’ na entrada digital RB7 do microcontrolador, indicando que não houve anomalia.

Caso a amplitude de sinal de amostra seja igual ou menor ao limite inferior ajustado (margem inferior), o comparador “bascula” para os +12V. Através do divisor resistivo, esta tensão passa a ser aproximadamente, +5V o que implica estado lógico ‘1’ na entrada digital RB6 do microcontrolador, indicando tensão insuficiente, como se mostra na figura 76.

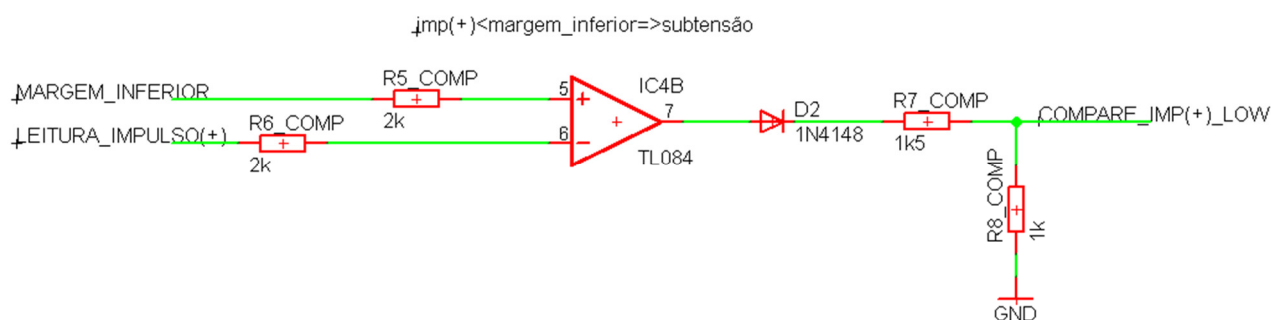


Fig 76 - Esquema eléctrico da detecção de subtensão no impulso positivo

Se a amplitude do sinal de amostra for superior ao limite inferior a tensão é suficiente e o comparador “bascula” para os -12V. Mais uma vez, devido à presença de um díodo rectificador à saída do comparador, a tensão aplicada no divisor resistivo é nula, o que implica o estado lógico ‘0’ na entrada digital RB6 do microcontrolador, indicando que não houve anomalia.

Após as comparações é necessário garantir um sincronismo entre a leitura do impulso na Carga e a ordem de leitura das comparações, como se representa na figura 77.

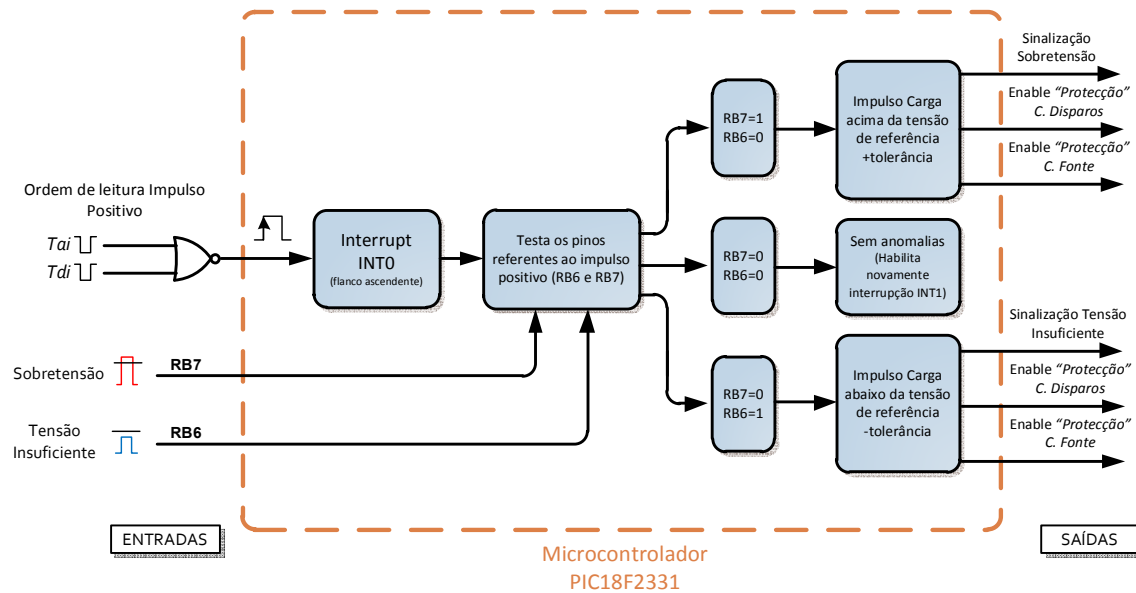


Fig 77 - Estratégia de protecção no impulso positivo

Os sinais de disparo dos IGBTs responsáveis pelo impulso positivo na Carga são os sinais T_{ai} e T_{di} , gerados no circuito de geração dos disparos. Só quando estes dois sinais passam para o valor lógico '0' (lógica invertida) em simultâneo é que se dá o caminho de descarga dos condensadores para gerar o impulso positivo na Carga.

Para detectar esta simultaneidade, utilizou-se uma porta lógica NOR que tem a sua saída no valor lógico '1' quando ambos os sinais de entrada estão no valor lógico '0'. Então, quando o sinal de saída da NOR passa para valor lógico '1', activa a interrupção INTO (no flanco ascendente) do microcontrolador do circuito de Protecção.

Este vai ler as entradas RB7 e RB6 para saber se houve anomalia de sobretensão ou tensão insuficiente no impulso positivo na Carga, respectivamente.

Se uma dessas entradas estiver activa, os circuitos de geração de disparos e o circuito de controlo da fonte serão desligados e a sinalização correspondente será ligada.

Impulsos Negativos:

A amostra do impulso negativo (invertida) recolhida pelo sistema de aquisição de sinal é comparada em simultâneo com os limites de tensão ajustados pelo utilizador, como se representa na figura 78.

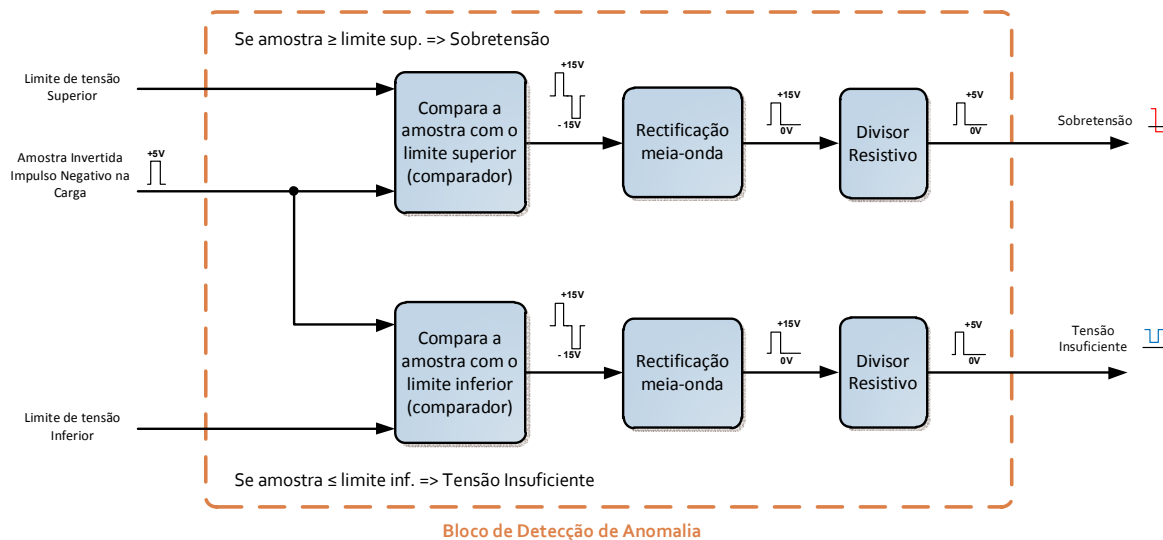


Fig 78 - Detecção de anomalia no impulso negativo

O sinal de amostra, depois de invertido no bloco de aquisição, é comparado com o limite superior de tensão através de uma montagem comparadora (feita com amplificadores operacionais).

Caso a amplitude de sinal de amostra seja igual ou maior ao limite superior ajustado (margem superior), o comparador “bascula” para os +12V. Como o microcontrolador não permite tensões superiores a +6V nas suas entradas, foi necessário reduzir a tensão para + 5V, aproximadamente, através de um divisor resistivo, como se mostra na figura 79. Este sinal injectado no pino RB5 do microcontrolador (estado lógico ‘1’) será depois processado por este a fim de proteger os restantes circuitos contra sobretensão.

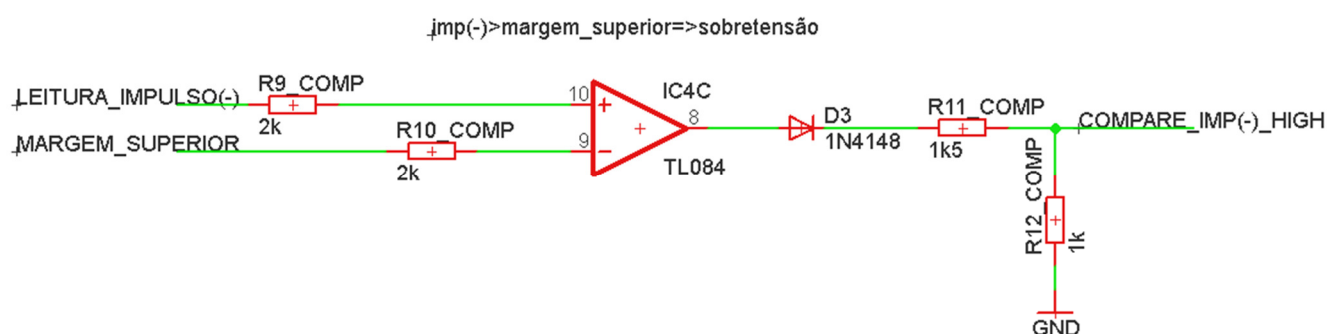


Fig 79 - Esquema eléctrico da detecção de sobretensão no impulso negativo

Se a amplitude do sinal de amostra for inferior ao limite superior não existe sobretensão e o comparador “bascula” para os -12V. Para além de não permitir tensões superiores a +6V, o microcontrolador não permite tensões negativas nos seus terminais, para isso através de um díodo rectificador, rectificou-se todos os sinais negativos, não deixando fluir a corrente para o divisor resistivo, forçando assim o estado lógico ‘0’ na entrada digital RB5 do microcontrolador, indicando que não houve anomalia

Caso a amplitude de sinal de amostra seja igual ou menor ao limite inferior ajustado (margem inferior), o comparador “bascula” para os +12V. Através do divisor resistivo, esta tensão passa a ser aproximadamente, +5V o que implica estado lógico ‘1’ na entrada digital RB4 do microcontrolador, indicando tensão insuficiente, como se mostra na figura 80.

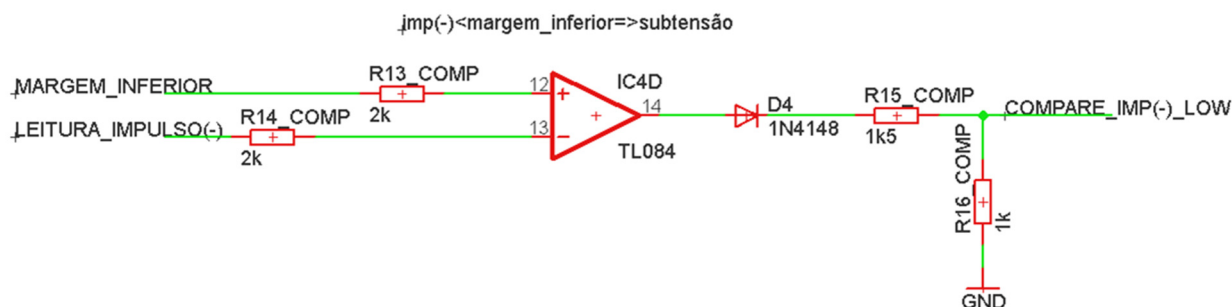


Fig 80 - Esquema eléctrico da detecção de subtensão no impulso negativo

Se a amplitude do sinal de amostra for superior ao limite inferior a tensão é suficiente e o comparador “bascula” para os -12V. Devido à presença de um díodo rectificador à saída do comparador, a tensão aplicada no divisor resistivo é nula, o que implica o estado lógico ‘0’ na entrada digital RB4 do microcontrolador, indicando que não houve anomalia.

Após as comparações é necessário garantir um sincronismo entre a leitura do impulso na Carga e a ordem de leitura das comparações, como se representa na figura 81.

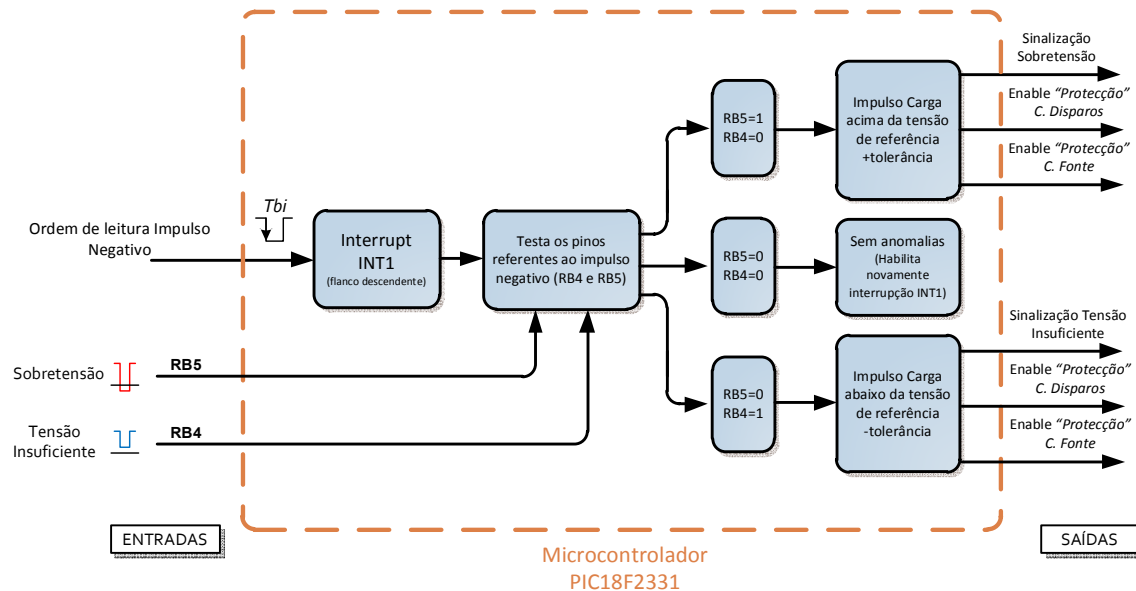


Fig 81 - Estratégia de protecção no impulso negativo

O sinal de disparo dos IGBTs responsável pelo impulso negativo na Carga é o sinal T_{bi} gerado no circuito de geração dos disparos. Quando este sinal passa para valor lógico "0" (lógica invertida), activa a interrupção INT1 (no flanco descendente) do microcontrolador do circuito de Protecção.

Este vai ler as entradas RB5 e RB4 para saber se houve anomalia de sobretensão ou tensão insuficiente no impulso negativo na Carga, respectivamente.

Se uma dessas entradas estiver activa, os circuitos de geração de disparos e o circuito de controlo da fonte serão desligados e a sinalização correspondente será ligada.

IV.2.3.3 - Programação

Para indicar as diversas acções e decisões que foram executadas na programação do microcontrolador responsável pelo circuito de protecção, foi feita uma representação gráfica através de um fluxograma apresentado na figura 82.

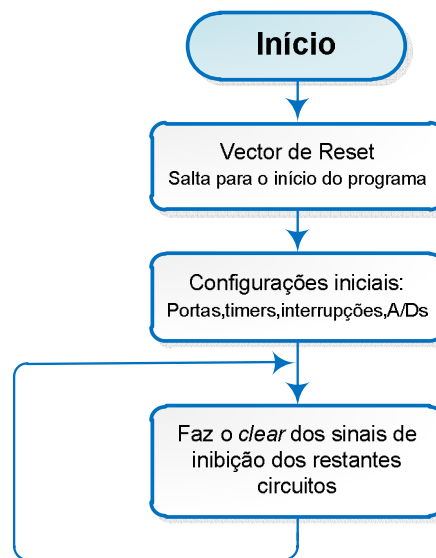


Fig 82 - Fluxograma da rotina principal do circuito de protecção

Para facilitar a compreensão da programação elaborada, o fluxograma apresentado representa de uma forma geral o que foi feito.

Contudo, os fluxogramas completos e o respectivo código fonte em *assembly* encontram-se em anexo, em suporte informático.

Na rotina principal começou-se por realizar as configurações iniciais. Definiu-se a utilização do oscilador externo, com um cristal de 10MHz. Desligou-se o *Watchdog timer* e activou-se o *Master Clear* para ser possível um *reset* ao microcontrolador. Configurou-se também as interrupções externas.

Depois efectuou-se a inicialização das variáveis, foram limpas todas as variáveis utilizadas no programa

De seguida, o microcontrolador mantém os sinais de inibição dos restantes circuitos no nível lógico “0”.

Este processo é repetido indefinidamente até que haja uma interrupção externa, que representa uma ordem de leitura dos pinos que indicam se houve ou não anomalia e qual foi.

Sempre que seja activa uma interrupção externa, o programa salta imediatamente para a rotina das interrupções, onde se analisa qual foi a origem da interrupção.

Caso a interrupção externa activa seja o INT0, é dada ordem de leitura do impulso positivo onde o microcontrolador se limita a ler os sinais digitais de anomalia sobretensão / tensão insuficiente do impulso positivo, impostos pelo circuito de detecção de anomalia.

Caso a interrupção externa activa seja o INT1, é dada ordem de leitura do impulso negativo onde o microcontrolador se limita a ler os sinais digitais de anomalia sobretensão / tensão insuficiente do impulso negativo, impostos pelo circuito de detecção de anomalia.

Todo este processo é representado no fluxograma da figura 83.

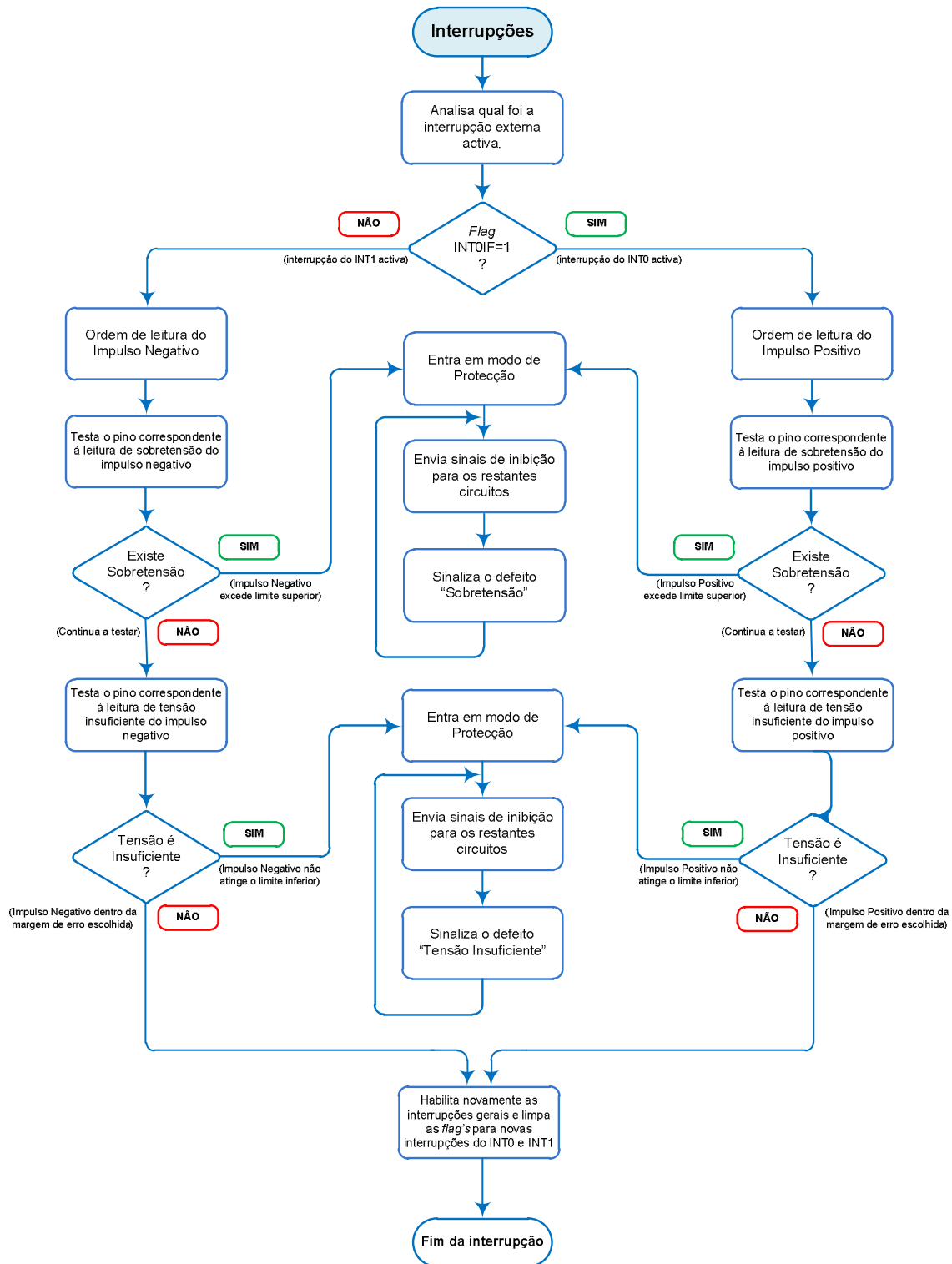


Fig 83 - Fluxograma da rotina das interrupções do circuito de protecção

Para se saber qual foi a interrupção externa activa, foi testada a *flag* de interrupção do INT0 (*flag* INTOIF), e se esta estiver no nível lógico “1” significa que a interrupção externa activa foi a INT0 – Ordem de leitura do impulso positivo.

Se a *flag* de interrupção do INT0 estiver no nível lógico “0” significa que a interrupção externa activa foi a INT1 – Ordem de leitura do impulso negativo.

Supondo que houve interrupção externa do INT1, o microcontrolador vai testar o pino correspondente à leitura de sobretensão do impulso negativo.

Se este pino estiver no nível lógico “1” significa que o impulso negativo excede o limite máximo de tensão definido pelo utilizador e saí fora da margem de erro permitida. Estando perante a anomalia de sobretensão do impulso negativo, o microcontrolador envia sinais de inibição para os restantes circuitos para parar todo o sistema e sinaliza o defeito correspondente, neste caso “Sobretensão”.

Se este pino estiver no nível lógico “0” significa que o impulso negativo não está sobrelevado e testa-se o pino correspondente à leitura de tensão insuficiente do impulso negativo.

Se este pino estiver no nível lógico “1” significa que o impulso negativo não excede o limite mínimo de tensão definido pelo utilizador e saí fora da margem de erro permitida. Estando perante a anomalia de tensão insuficiente do impulso negativo, o microcontrolador envia sinais de inibição para os restantes circuitos para parar todo o sistema e sinaliza o defeito correspondente, neste caso “Tensão Insuficiente”.

Se este pino estiver no nível lógico “0” significa que o impulso negativo tem tensão suficiente e não está sobrelevado, portanto dentro da margem de erro permitida. Nesta situação o circuito de protecção não actua e habilita novamente as interrupções gerais e limpa as *flags* das interrupções externas INT0 e INT1.

De seguida salta novamente para a rotina principal ficando à espera de nova interrupção.

Supondo que houve interrupção externa do INT0, o microcontrolador vai testar o pino correspondente à leitura de sobretensão do impulso positivo.

Se este pino estiver no nível lógico “1” significa que o impulso positivo excede o limite máximo de tensão definido pelo utilizador e saí fora da margem de erro permitida. Estando perante a anomalia de sobretensão do impulso positivo, o microcontrolador envia sinais de inibição para os restantes circuitos para parar todo o sistema e sinaliza o defeito correspondente, neste caso “Sobretensão”.

Se este pino estiver no nível lógico “0” significa que o impulso positivo não está sobrelevado e testa-se o pino correspondente à leitura de tensão insuficiente do impulso positivo.

Se este pino estiver no nível lógico “1” significa que o impulso positivo não excede o limite mínimo de tensão definido pelo utilizador e saí fora da margem de erro permitida. Estando perante a anomalia de tensão insuficiente do impulso positivo, o microcontrolador envia sinais de inibição para os restantes circuitos para parar todo o sistema e sinaliza o defeito correspondente, neste caso “Tensão Insuficiente”.

Se este pino estiver no nível lógico “0” significa que o impulso positivo tem tensão suficiente e não está sobrelevado, portanto dentro da margem de erro permitida. Nesta situação o circuito de protecção não actua e habilita novamente as interrupções gerais e limpa as *flags* das interrupções externas INT0 e INT1.

De seguida salta novamente para a rotina principal ficando à espera de nova interrupção.

IV.2.3.4 - Atribuição de entradas e saídas

Nesta parte especifica-se como foi feita a distribuição de funções para cada pino, de cada *PORT*, do microcontrolador do circuito de protecção do sistema.

PORT A:

O *PORT A* do microcontrolador 18F2331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou analógicas, ou como saídas digitais apenas, como se demonstra na figura 84.

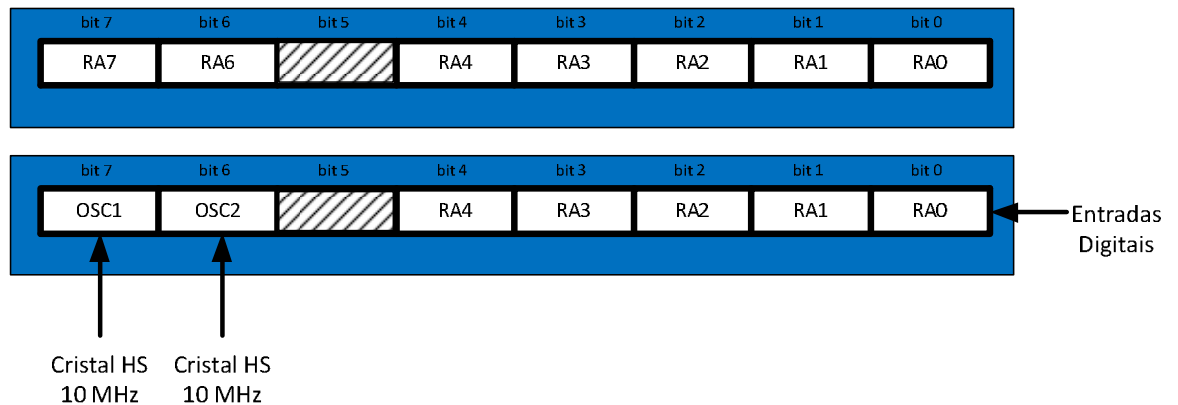


Fig 84 - Entradas/Saídas PORT A

Os *bit's* RA7 e RA6 são pinos dedicados ao oscilador externo, neste caso um cristal de 10MHz. Uma vez o microcontrolador configurado para a utilização de um cristal, estes pinos ficam automaticamente seleccionados como OSC1 e OSC2, respectivamente.

PORT B:

O *PORT B* do microcontrolador 18F2331 é constituído por 8 *bit's* podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 85.

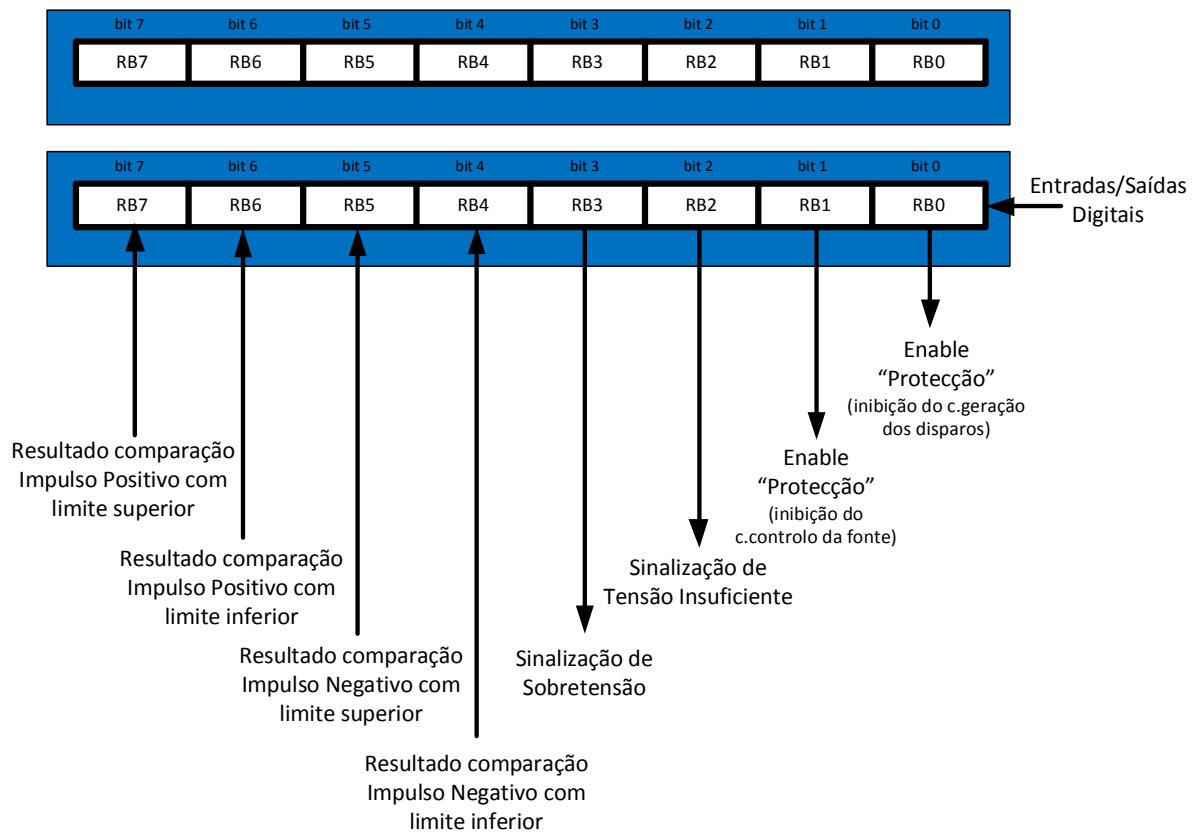


Fig 85 - Entradas/Saídas PORT B

Os *bit's* RB0 e RB1 foram configurados como saídas digitais.

O *bit* RB0 tem a responsabilidade de enviar um sinal de emergência para activar o modo de protecção no circuito de geração dos disparos dos *IGBT's*, caso seja detectada anomalia.

O *bit* RB1 tem a responsabilidade de enviar um sinal de emergência para activar o modo de protecção no circuito de controlo da fonte, caso seja detectada anomalia.

O *bit* RB2 foi configurado como uma saída digital e envia um sinal lógico “1” para o LED de sinalização de “Tensão Insuficiente”, caso seja esta a anomalia detectada.

O *bit* RB3 foi configurado como uma saída digital e envia um sinal lógico “1” para o LED de sinalização de “Sobretensão”, caso seja esta a anomalia detectada.

O *bit* RB4 foi configurado como uma entrada digital e recebe um sinal lógico resultante da comparação do impulso negativo na Carga com o limite inferior escolhido, para detectar se a tensão aplicada à Carga é suficiente. Esta comparação é efectuada no circuito de detecção de anomalia.

O *bit* RB5 foi configurado como uma entrada digital e recebe um sinal lógico resultante da comparação do impulso negativo na Carga com o limite superior escolhido, para detectar se a tensão aplicada à Carga é excessiva. Esta comparação é efectuada no circuito de detecção de anomalia.

O *bit* RB6 foi configurado como uma entrada digital e recebe um sinal lógico resultante da comparação do impulso positivo na Carga com o limite inferior escolhido, para detectar se a tensão aplicada à Carga é suficiente. Esta comparação é efectuada no circuito de detecção de anomalia.

O *bit* RB7 foi configurado como uma entrada digital e recebe um sinal lógico resultante da comparação do impulso positivo na Carga com o limite superior escolhido, para detectar se a tensão aplicada à Carga é excessiva. Esta comparação é efectuada no circuito de detecção de anomalia.

PORT C:

O *PORT C* do microcontrolador 18F2331 é constituído por 8 *bit*'s podendo estes serem configurados como entradas digitais ou como saídas digitais, como se demonstra na figura 86.

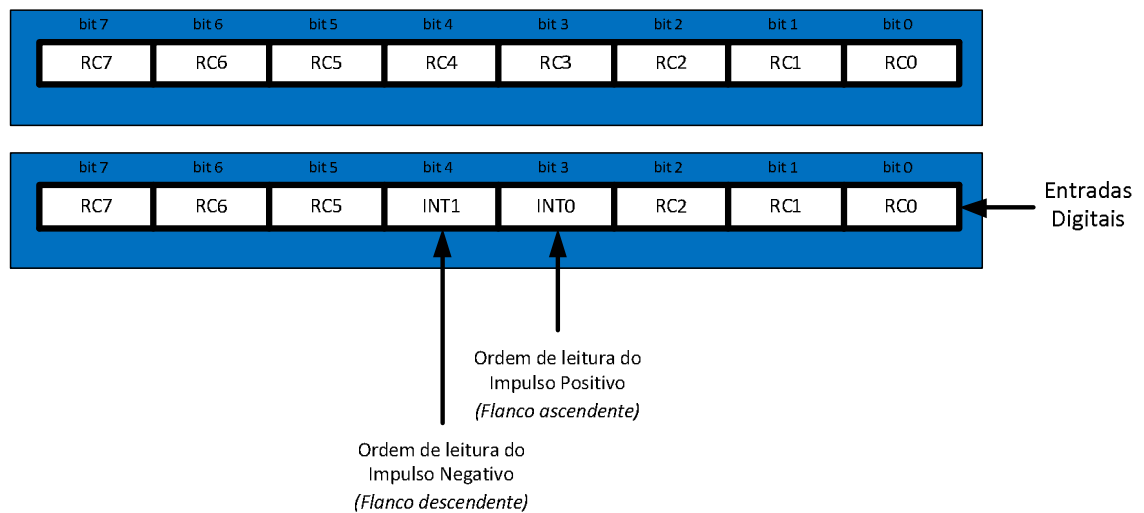


Fig 86 - Entradas/Saídas PORT C

Configurou-se o *bit* RC3 como uma entrada de interrupção externa INT0.

Este *bit* é o responsável por activar a rotina de leitura do impulso positivo, quando receber ordem do circuito de geração de disparos dos IGBTs. Esta ordem é um impulso que activa a interrupção no flanco ascendente.

Configurou-se o *bit* RC4 como uma entrada de interrupção externa INT1.

Este *bit* é o responsável por activar a rotina de leitura do impulso negativo, quando receber ordem do circuito de geração de disparos dos IGBTs. Esta ordem é um impulso que activa a interrupção no flanco descendente.

PORT E:

O *PORT E* do microcontrolador 18F2331 é constituído apenas por 1 *bit* podendo este ser configurado como entrada digital ou saída digital, como se demonstra na figura 87.

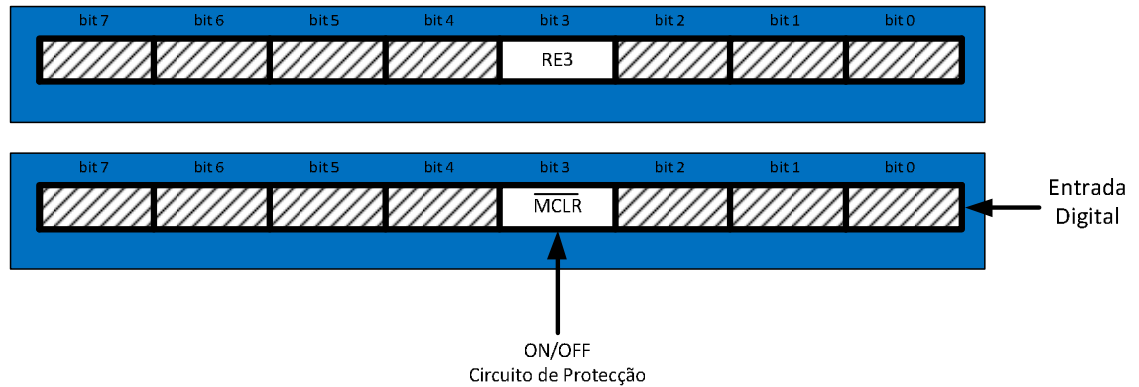


Fig 87 - Entradas/Saídas PORT E

Configurou-se o *bit* RE3 como MCLR podendo assim ser feito o *reset* externo ao microcontrolador do circuito de protecção.

Este pino ficou exclusivamente dedicado ao comando ON/OFF do circuito de protecção.

Mais uma vez este pino, em modo de programação assume o papel de VPP (*Programming Voltage*).

CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Resumo:

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais mais significativos obtidos para os diversos modos de funcionamento para duas cargas resistivas de valores ôhmicos diferentes, bem como os sinais de comando dos semicondutores gerados no microcontrolador e também as formas de onda de tensão na Carga forçando as anomalias de sobretensão e tensão insuficiente.

V.1 – Sinais de comando dos semicondutores IGBT's

Nesta secção apresentam-se apenas os resultados experimentais para os modos de funcionamento Impulsos negativos com curto-circuito da Carga, Impulsos positivos com curto-circuito da Carga e Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, apresentando os restantes resultados em anexo, em suporte informático.

Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 88 os sinais de comando para as comutações dos IGBT's do circuito da figura 10, para o modo de funcionamento Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz e largura de impulso na Carga de 10 μ s.

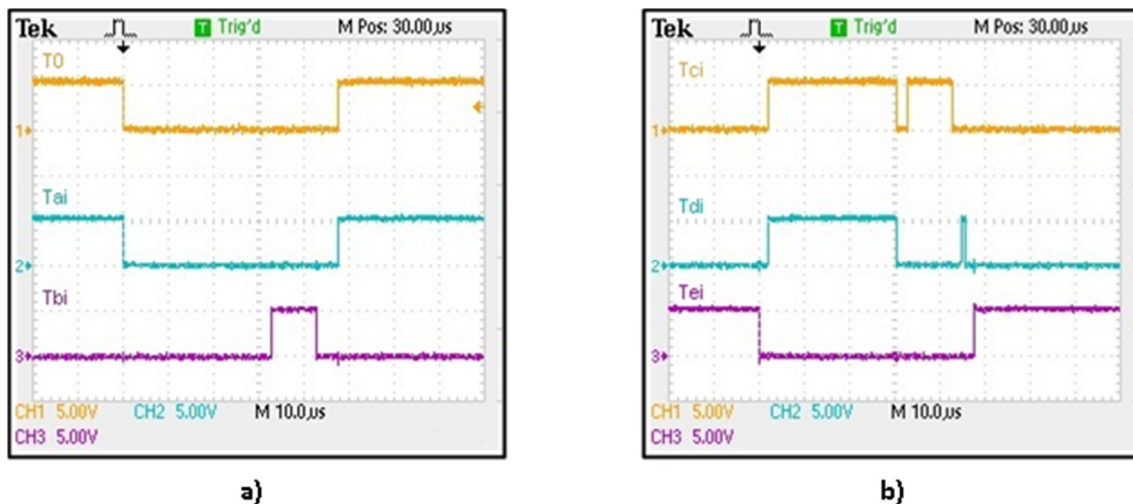


Fig 88 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 2: a) T0, Tai e Tbi; b) Tci, Tdi e Tei

Escala horizontal: 10 μ s/div ; Escala vertical: 5V/div

Como se pode visualizar na figura anterior, os sinais responsáveis pelo impulso negativo na Carga, T_{bi} e T_{ci} em simultâneo, têm uma duração de aproximadamente 10 μ s.

Pode-se visualizar também uma duração de 2 μ s para os tempos mortos entre os sinais de comando e uma duração de 1 μ s para o sinal responsável pelo curto-circuito da Carga após o impulso negativo, T_{di}.

Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 89 os sinais de comando para as comutações dos IGBT's do circuito da figura 10, para o modo de funcionamento Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz e largura de impulso na Carga de 10 μ s.

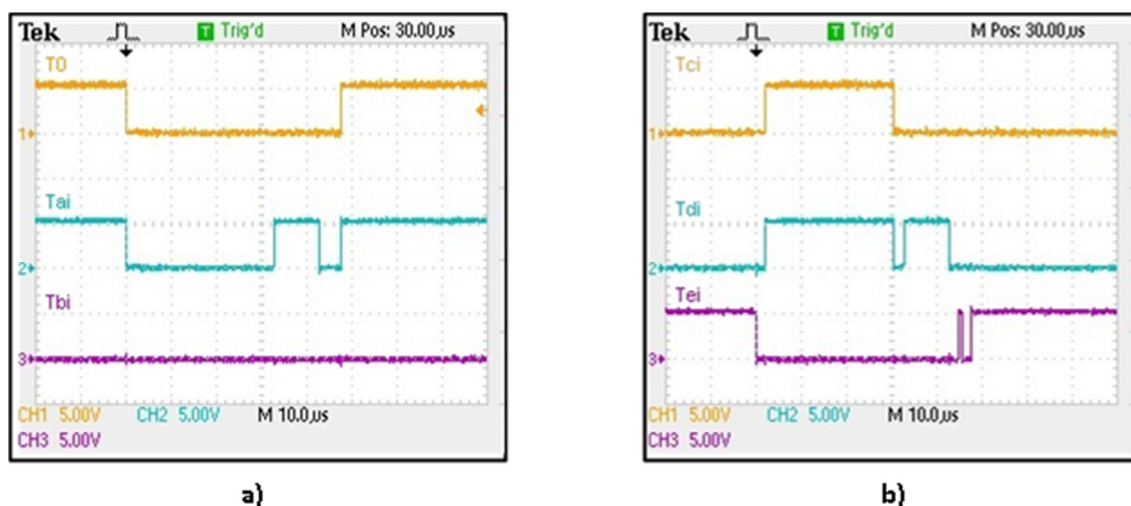


Fig 89 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 4: a) T0, Tai e Tbi; b) Tci, Tdi e Tei

Escala horizontal: 10 μ s/div ; Escala vertical: 5V/div

Como se pode visualizar na figura anterior, os sinais responsáveis pelo impulso positivo na Carga, T_{ai} e T_{di} em simultâneo, têm uma duração de aproximadamente 10 μ s.

Pode-se visualizar também uma duração de 2 μ s para os tempos mortos entre os sinais de comando e uma duração de 1 μ s para o sinal responsável pelo curto-circuito da Carga após o impulso positivo, T_{ei}.

Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 90 os sinais de comando para as comutações dos IGBT's do circuito da figura 10, para o modo de funcionamento Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz e largura de impulso na Carga de 10 μ s.

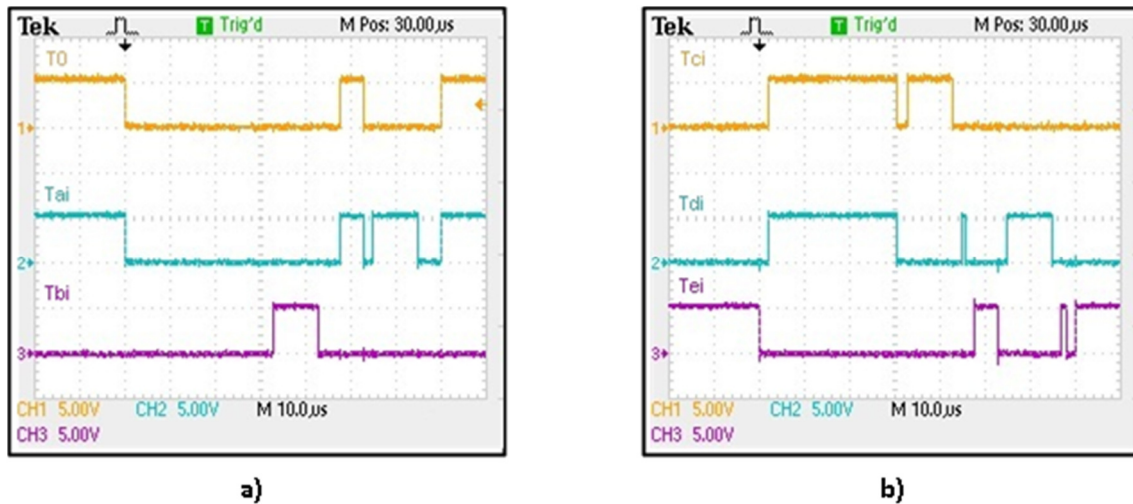


Fig 90 - Sinais de disparo IGBTs para o MODO 7: a) T0, Tai e Tbi; b) Tci, Tdi e Tei

Escala horizontal: 10 μ s/div ; Escala vertical: 5V/div

Como se pode visualizar na figura anterior, os sinais responsáveis pelo impulso negativo na Carga, T_{bi} e T_{ci} em simultâneo, têm uma duração de aproximadamente 10 μ s e posteriormente, os sinais responsáveis pelo impulso positivo na Carga, T_{ai} e T_{di} em simultâneo, têm também uma duração de aproximadamente 10 μ s.

Pode-se visualizar também uma duração de 2 μ s para os tempos mortos entre os sinais de comando e uma duração de 1 μ s para o sinal responsável pelo curto-circuito da Carga após o impulso negativo, T_{di} e posteriormente uma duração de 1 μ s para o sinal responsável pelo curto-circuito da Carga após o impulso positivo, T_{ci}.

V.2 – Impulsos de alta tensão aplicados à Carga.

Nesta secção apresentam-se apenas os resultados experimentais para os modos de funcionamento Impulsos negativos com curto-circuito da Carga, Impulsos positivos com curto-circuito da Carga e Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, apresentando os restantes resultados em anexo, em suporte informático.

Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 91 a forma de onda da tensão aplicada a duas Cargas resistivas de valores óhmicos distintos, para o modo de funcionamento Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz, largura de impulso na Carga de $10\mu\text{s}$ e tensão na fonte V_{DC} de 1000V para o circuito da figura 10 com Cargas resistivas de $2\text{k}\Omega$ e de $50\text{k}\Omega$

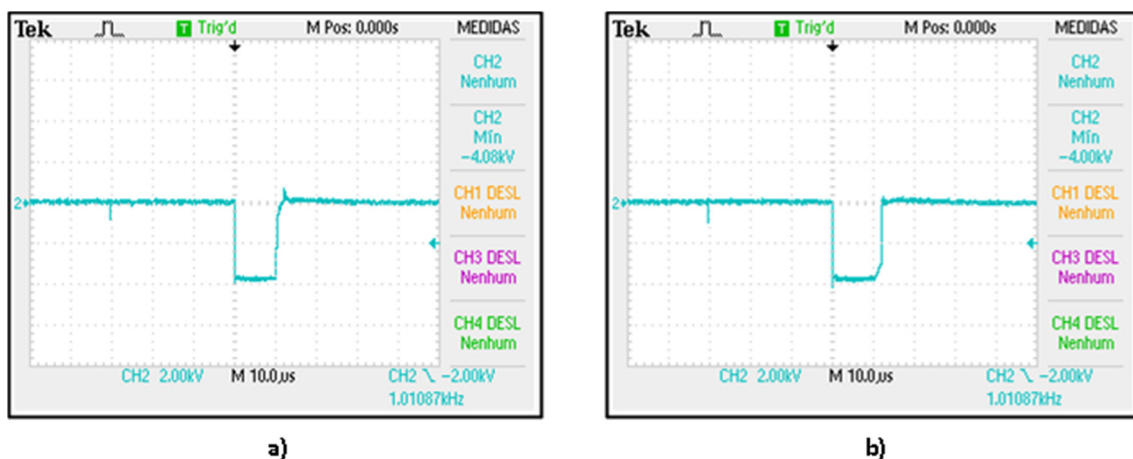


Fig 91 - Impulso na Carga para o MODO 2: a) $R_{carga} = 2\text{k}\Omega$; b) $R_{carga} = 50\text{k}\Omega$

Escala horizontal: $10\mu\text{s}/\text{div}$; Escala vertical: $2\text{kV}/\text{div}$

Como se pode visualizar na figura anterior, o impulso aplicado tem uma amplitude aproximadamente de -4000V para ambas as Cargas.

No entanto, pode-se visualizar que com a Carga de $50\text{k}\Omega$, a tensão demora mais tempo a voltar a zero volts; e ao dar-se o curto-circuito da Carga, sensivelmente $2\mu\text{s}$ após o impulso, é que a tensão se extingue completamente.

Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 92 a forma de onda da tensão aplicada a duas Cargas resistivas de valores ôhmicos distintos, para o modo de funcionamento Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz, largura de impulso na Carga de $10\mu\text{s}$ e tensão na fonte V_{DC} de 1000V para o circuito da figura 10 com Cargas resistivas de $2\text{k}\Omega$ e de $50\text{k}\Omega$

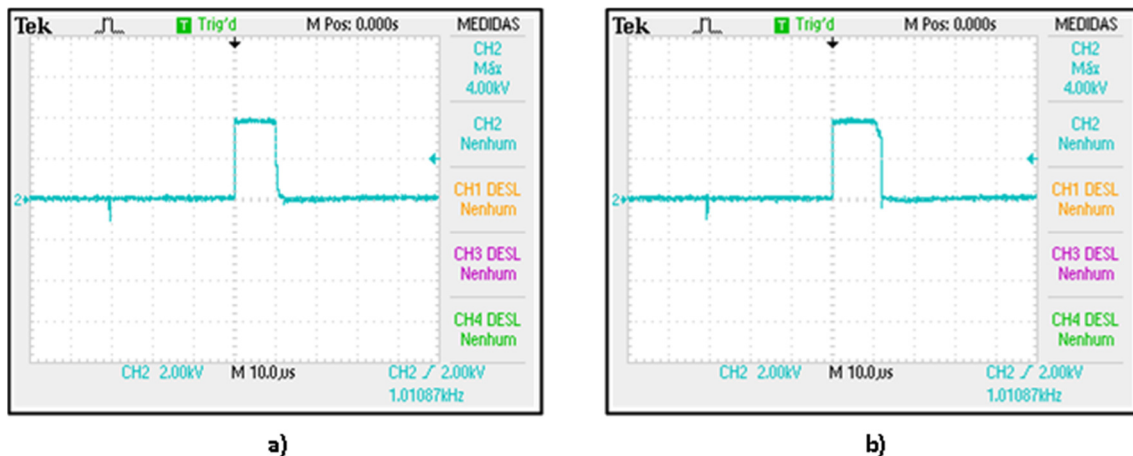


Fig 92 - Impulso na Carga para o MODO 4: a) $R_{\text{carga}} = 2\text{k}\Omega$; b) $R_{\text{carga}} = 50\text{k}\Omega$

Escala horizontal: $10\mu\text{s}/\text{div}$; Escala vertical: $2\text{kV}/\text{div}$

Como se pode visualizar na figura anterior, o impulso aplicado tem uma amplitude aproximadamente de 4000V para ambas as Cargas.

No entanto, mais uma vez, pode-se visualizar que com a Carga de $50\text{k}\Omega$, a tensão demora mais tempo a voltar a zero volts; e ao dar-se o curto-circuito da Carga, sensivelmente $2\mu\text{s}$ após o impulso, é que a tensão se extingue completamente.

Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 93 a forma de onda da tensão aplicada a duas Cargas resistivas de valores ôhmicos distintos, para o modo de funcionamento Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, com uma frequência de 1kHz, largura de impulso na Carga de 10 μ s e tensão na fonte V_{DC} de 1000V para o circuito da figura 10 com Cargas resistivas de 2k Ω e de 50k Ω

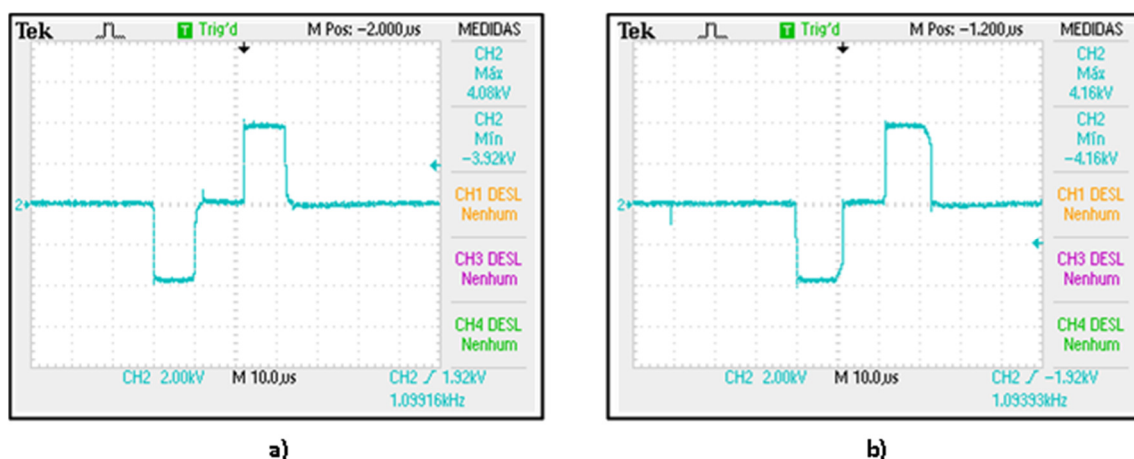


Fig 93 - Impulso na Carga para o MODO 7: a) $R_{carga} = 2k\Omega$; b) $R_{carga} = 50k\Omega$

Escala horizontal: 10 μ s/div ; Escala vertical: 2kV/div

Como se pode visualizar na figura anterior, primeiramente é aplicado à Carga o impulso negativo com uma amplitude aproximadamente de -4000V e de seguida é aplicado à Carga o impulso positivo com uma amplitude aproximadamente de 4000V, para ambas as Cargas.

No entanto, mais uma vez, pode-se visualizar que com a Carga de 50k Ω , a tensão demora mais tempo a voltar a zero volts; e ao dar-se o curto-circuito da Carga, sensivelmente 2 μ s após o impulso, é que a tensão se extingue completamente; isto para ambos os impulsos.

É visível também o tempo de relaxação entre os impulsos com uma duração de 10 μ s, que neste modo correspondem a 5 μ s onde efectivamente se dá o curto-circuito da Carga mais os tempos mortos necessários e os restantes 5 μ s correspondem ao carregamento dos condensadores (carga entre impulsos).

V.3 – Anomalias

Nesta secção apresentam-se apenas os resultados experimentais para os modos de funcionamento Impulsos negativos com curto-circuito da Carga, Impulsos positivos com curto-circuito da Carga e Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, apresentando os restantes resultados em anexo, em suporte informático.

V.3.1 – Simulação de anomalias

Para a simulação de anomalias na Carga de tensão insuficiente ou sobretensão foi necessário elaborar um ensaio para cada anomalia.

Para este ensaio controlou-se a fonte de tensão V_{DC} através de um potenciómetro local e observou-se a tensão através de um multímetro digital.

Posteriormente ligou-se o circuito de disparo dos semicondutores e seleccionou-se o modo de funcionamento pretendido, para de seguida se ligar o circuito de controlo da fonte e estabelecer-se uma determinada tensão de referência. De se notar que a fonte é controlada localmente ficando por isso independente do circuito de controlo da fonte.

Nesta fase, aumentou-se a tensão na fonte V_{DC} para um valor próximo da tensão de referência estabelecida anteriormente no circuito de controlo da fonte e de seguida, ajustou-se o potenciómetro de limite de tensão no máximo, para um máximo de erro permitido e activou-se o circuito de protecção.

Para simular a anomalia de tensão insuficiente, reduziu-se a tensão da fonte V_{DC} (localmente) até o circuito de protecção actuar sobre os restantes circuitos e cortar o impulso na Carga. De seguida registou-se o valor medido no multímetro, e a diferença entre a tensão de referência estabelecida e o valor medido é o erro máximo.

Para simular a anomalia de sobretensão, elevou-se a tensão da fonte V_{DC} (localmente) até o circuito de protecção actuar sobre os restantes circuitos e cortar o impulso na Carga. De seguida registou-se o valor medido no multímetro, e a diferença entre a tensão de referência estabelecida e o valor medido é o erro máximo.

Este ensaio só foi possível de demonstrar no osciloscópio (visível), com frequências na ordem dos 100Hz e com o *trigger* no modo “normal”, seleccionado no osciloscópio.

Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 94 a forma de onda da tensão aplicada à Carga resistiva, para o modo de funcionamento Impulsos Negativos com curto-circuito da Carga, após simulação de anomalia, com uma frequência de 100Hz, largura de impulso na Carga de 10 μ s e tensão de referência de 500V para o circuito da figura 10 com Carga resistiva de 2k Ω .

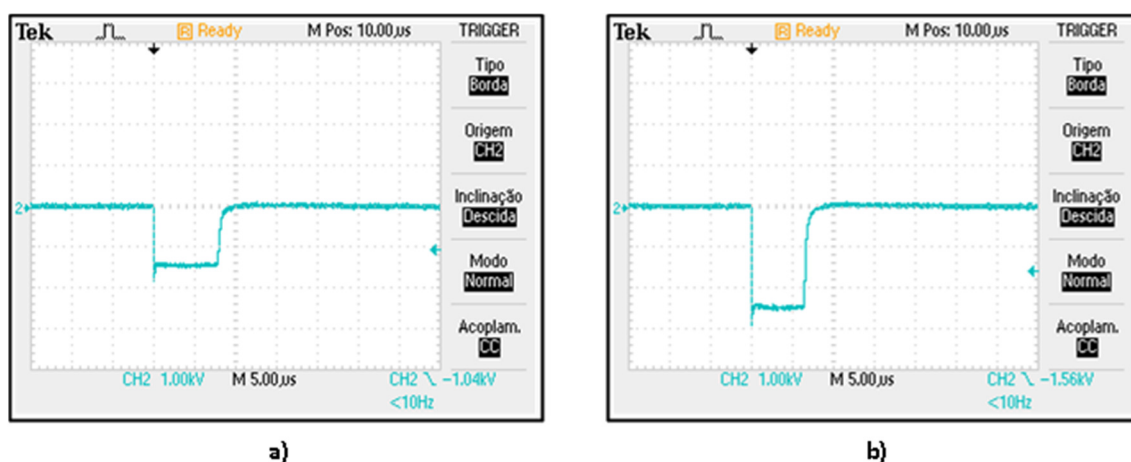


Fig 94 - Simulação de anomalias para o MODO 2:

a) Tensão Insuficiente: $V_{\text{fonte}} = 380\text{V}$; b) Sobretensão: $V_{\text{fonte}} = 632\text{V}$

Escala horizontal: 5 μ s/div ; Escala vertical: 1kV/div

Na figura anterior, na simulação de anomalia de tensão insuficiente na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} baixa até aos 380V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{\text{DC}} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 380 - 500 = -120\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times -120 = -480\text{V}$$

Na mesma figura, na simulação de anomalia de sobretensão na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} sobe até aos 632V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{\text{DC}} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 632 - 500 = 132\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times 132 = 528\text{V}$$

Com estes parâmetros conclui-se que, para este modo de funcionamento e uma tensão de referência na fonte V_{DC} de 500V, a tensão na Carga pode variar entre:

$$V_{\text{CARGA}} = [2000 - 480; 2000 + 528] \Leftrightarrow V_{\text{CARGA}} = [1520; 2528]$$

Tratando-se de várias medições com diversos erros associados, conclui-se que estes resultados experimentais validam o sistema concebido para actuar em caso de anomalia projectado para $V_{\text{CARGA}} = [1500; 2500]$.

Nesta figura também é possível observar que a largura do impulso passou de 10 μ s para aproximadamente 8 μ s, que significa que o circuito de protecção demorou cerca de 2 μ s a actuar.

Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 95 a forma de onda da tensão aplicada à Carga resistiva, para o modo de funcionamento Impulsos Positivos com curto-circuito da Carga, após simulação de anomalia, com uma frequência de 100Hz, largura de impulso na Carga de 10 μ s e tensão de referência de 500V para o circuito da figura 10 com Carga resistiva de 2k Ω .

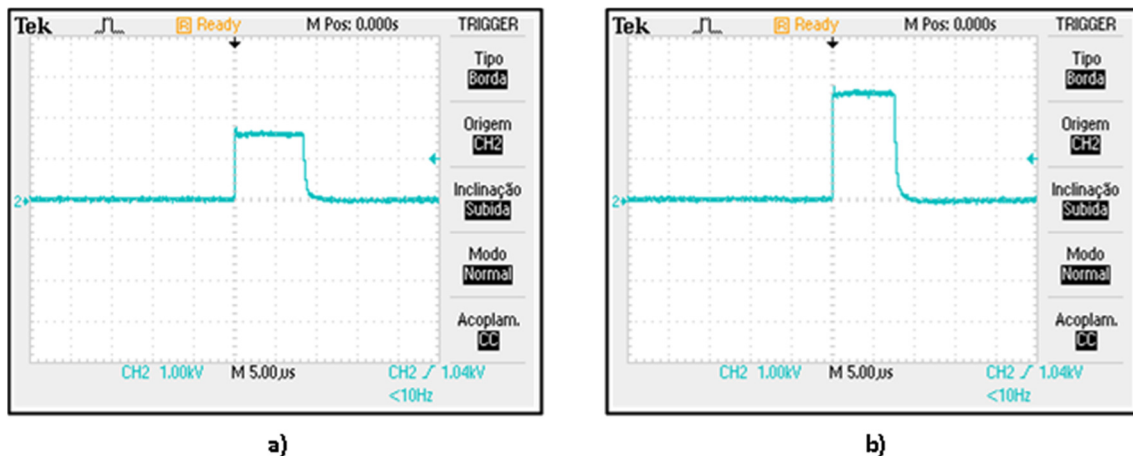


Fig 95 - Simulação de anomalias para o MODO 4:

a) Tensão Insuficiente: $V_{\text{fonte}} = 389\text{V}$; b) Sobretensão: $V_{\text{fonte}} = 648\text{V}$

Escala horizontal: 5 μ s/div ; Escala vertical: 1kV/div

Na figura anterior, na simulação de anomalia de tensão insuficiente na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} baixa até aos 389V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{\text{DC}} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 389 - 500 = -111\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times -111 = -444\text{V}$$

Na mesma figura, na simulação de anomalia de sobretensão na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} sobe até aos 648V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{DC} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 648 - 500 = 148\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times 148 = 592\text{V}$$

Com estes parâmetros conclui-se que, para este modo de funcionamento e uma tensão de referência na fonte V_{DC} de 500V, a tensão na Carga pode variar entre:

$$V_{\text{CARGA}} = [2000 - 444; 2000 + 592] \Leftrightarrow V_{\text{CARGA}} = [1556; 2592]$$

Tratando-se de várias medições com diversos erros associados, conclui-se que estes resultados experimentais validam o sistema concebido para actuar em caso de anomalia projectado para $V_{\text{CARGA}} = [1500; 2500]$.

Nesta figura também é possível observar que a largura do impulso passou de 10 μ s para aproximadamente 8 μ s, que significa que o circuito de protecção demorou cerca de 2 μ s a actuar.

Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga

Apresenta-se na figura 96 a forma de onda da tensão aplicada à Carga resistiva, para o modo de funcionamento Bipolar com carga entre impulsos e curto-circuito da Carga, após simulação de anomalia, com uma frequência de 100Hz, largura de impulso na Carga de 10 μ s e tensão de referência de 500V para o circuito da figura 10 com Carga resistiva de 2k Ω .

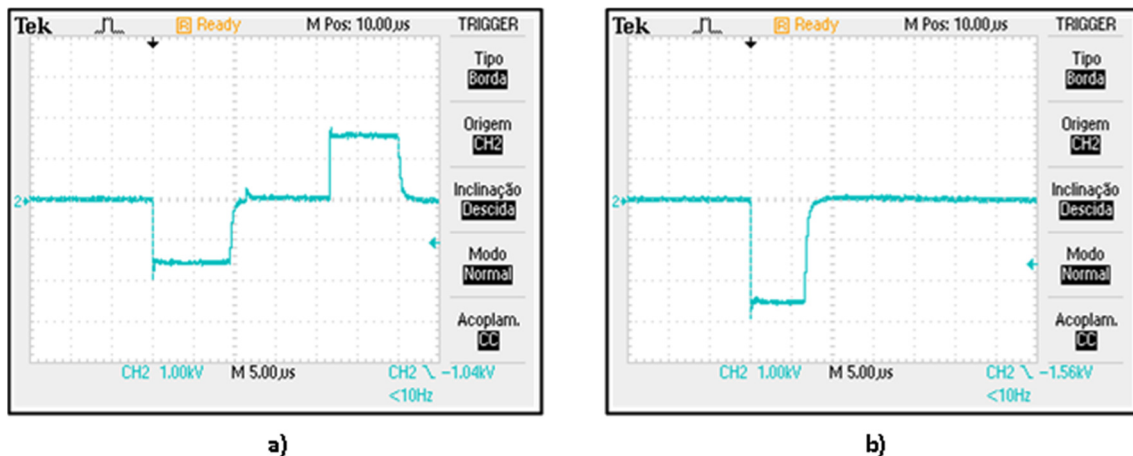


Fig 96 - Simulação de anomalias para o MODO 7:

a) Tensão Insuficiente: $V_{\text{fonte}} = 387\text{V}$; b) Sobretensão: $V_{\text{fonte}} = 645\text{V}$

Escala horizontal: 5 μ s/div ; Escala vertical: 1kV/div

Na figura anterior, na simulação de anomalia de tensão insuficiente na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} baixa até aos 387V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{\text{DC}} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 387 - 500 = -113\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times -113 = -452\text{V}$$

Na mesma figura, na simulação de anomalia de sobretensão na Carga, a protecção é activada quando a tensão na fonte V_{DC} sobe até aos 645V, lidos no multímetro.

Com uma tensão de referência de 500V, tem-se um erro máximo por estágio de:

$$\text{erro}_{\text{máx}} = V_{DC} - V_{\text{ref}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} = 645 - 500 = 145\text{V/estágio}$$

Sendo 4 estágios:

$$\text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = N^{\circ}\text{estágios} \times \text{erro}_{\text{máx}} \Leftrightarrow \text{erro}_{\text{máx}} (\text{Carga}) = 4 \times 145 = 580\text{V}$$

Com estes parâmetros conclui-se que, para este modo de funcionamento e uma tensão de referência na fonte V_{DC} de 500V, a tensão na Carga pode variar entre:

$$V_{\text{CARGA}} = [2000 - 452; 2000 + 580] \Leftrightarrow V_{\text{CARGA}} = [1548; 2580]$$

Tratando-se de várias medições com diversos erros associados, conclui-se que estes resultados experimentais validam o sistema concebido para actuar em caso de anomalia projectado para $V_{\text{CARGA}} = [1500; 2500]$.

Nesta figura, na simulação de anomalia de tensão insuficiente é possível observar que a anomalia foi detectada no impulso positivo porque a largura do impulso passou de 10 μ s para aproximadamente 8 μ s, que significa que o circuito de protecção demorou cerca de 2 μ s a actuar.

No entanto, na simulação de anomalia de sobretensão verificou-se que o defeito foi detectado logo no impulso negativo ao fim dos 2 μ s, impedindo assim de ser gerado o impulso positivo (modo bipolar).

CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES

Resumo:

Neste capítulo apresentam-se as conclusões que decorrem do estudo teórico, da implementação e dos ensaios experimentais realizados nesta dissertação.

Apresentam-se também algumas perspectivas de desenvolvimento futuro do trabalho realizado.

VI.1 - Acerca do trabalho realizado

Nesta dissertação estudaram-se as soluções existentes no mercado para o comando de conversores de potência. Foram referidas várias tecnologias e técnicas usadas por outros autores, bem como vantagens e limitações. A solução de implementação escolhida foi a do microcontrolador PIC, considerando o modulador bipolar usado, os modos de funcionamento analisados e os parâmetros de funcionamento.

O microcontrolador PIC, não sendo a solução mais rápida, é a solução mais económica e a mais adequada para este projecto uma vez que foram necessários conversores analógico-digitais e temporizadores, já integrados no microcontrolador. Adicionalmente, não sendo necessárias frequências elevadas neste projecto (cerca de 5 kHz no máximo) não foi necessária velocidade de processamento superior a 20MHz (velocidade do cristal).

No entanto, foi necessário utilizar alguma electrónica analógica e digital para favorecer o desempenho e robustez do sistema; facilitando ainda a programação dos microcontroladores. Em alguns casos, o atraso provocado por esta tecnologia clássica foi benéfico para o projecto, eliminando assim a necessidade de programar temporizadores no microcontrolador.

Por razões de eficiência e segurança, optou-se por distribuir os circuitos a comandar por três microcontroladores. Cada microcontrolador ficou responsável por um circuito distinto, deste modo pretende-se uma maior eficiência de cada microcontrolador e independência de cada circuito; ou seja, com esta distribuição, com um microcontrolador conseguiu-se controlar unicamente a fonte de alimentação; com outro microcontrolador conseguiu-se gerar os sinais de comando dos semicondutores comandados do gerador bipolar e ainda com outro microcontrolador conseguiu-se monitorizar a tensão na Carga e actuar caso seja necessário.

A escolha dos microcontroladores PIC18F2331 e PIC18F4331 foi efectuada com base nos periféricos internos do microcontrolador e entradas/saídas disponíveis necessárias para o projecto e também com a experiência de utilização destes modelos de microcontroladores noutros projectos antigos; assim como a linguagem utilizada, o *assembly*.

O protótipo foi concebido para ser inserido num módulo duplo que encaixa num *rack* de acordo com a norma NIM (*Nuclear Instrumentation Modules*), podendo assim ser facilmente transportado e inserido noutro rack para comando de outro conversor.

Tendo por base os objectivos propostos, e considerando o conversor proposto, foram programados sete modos de funcionamento distintos, que podem ser alterados em tempo real pelo utilizador com opção de alteração dos níveis de tensão, frequência e largura de impulso, que se inserem basicamente em três modos principais:

- Geração de impulsos de alta tensão negativos;
- Geração de impulsos de alta tensão positivos;
- Geração de impulsos bipolares de alta tensão.

Foram realizados ensaios experimentais para mostrar os sinais de disparo dos semicondutores para os sete modos de funcionamento distintos, com uma frequência de 1kHz e largura de impulso de 10 μ s; onde é possível visualizar as sequências dos sinais de disparo de cada IGBT com os tempos mortos necessários e verificar a semelhança com os diagramas temporais estudados para cada modo de funcionamento.

Foram também realizados ensaios para todos os modos de funcionamento com duas Cargas de valores óhmicos distintos (2k Ω e 50k Ω) para a tensão máxima permitida pela fonte, 1000V; com frequência de 1kHz e largura de impulso de 10 μ s, para mostrar o impulso de alta tensão na Carga e as diferenças de duração e forma dos impulsos para cada modo de funcionamento e valor óhmico da Carga.

Por último, foram simuladas anomalias de sobretensão e tensão insuficiente com a finalidade de validar o circuito de Protecção elaborado, para todos os modos de funcionamento.

VI.2 - Perspectivas futuras

O comando do conversor modular bipolar realizado nesta dissertação poderá ser alvo de melhorias futuras.

Uma das melhorias é o aumento da gama de frequências dos impulsos de alta tensão. A limitação da velocidade do cristal utilizado, associado ao microcontrolador escolhido e até a complexidade da programação efectuada em linguagem *assembly*, implicou uma gama de frequências entre os 40Hz e os 2000Hz.

Poderá ser elaborada também um circuito de protecção de corrente; onde, da mesma forma da protecção de tensão, os circuitos sejam inibidos se o valor de corrente na carga R_o ultrapasse os limites predefinidos.

Por fim, uma interacção com um computador onde o utilizador tenha acesso a todo o bloco de *interface*, mas por *software*, usando comunicação série (no caso dos computadores portáteis actualmente não existe) ou por comunicação USB (comunicação mais actual e mais rápida) neste caso com a implicação da troca do microcontrolador PIC18F4331 por um PIC18F4550 por e.g.; que permite este tipo de comunicação.

BIBLIOGRAFIA

- [Akiyama et al, 2007] Hidenori Akiyama, Shunsuke Sakai, Takashi Sakugawa, Takao Namihira; *“Environmental Applications of Repetitive Pulsed Power”*, IEEE 2007.
- [Akiyama et al, 2010] Masahiro Akiyama, Takashi Sakugawa, S. Hamid R. Hosseini, Eri Shiraishi, Tsuyoshi Kiyon, Hidenori Akiyama; *“High-Performance Pulsed-Power Generator Controlled by FPGA”*, IEEE 2010.
- [Bishop, 2009] Peter Bishop; *“A tradeoff between microcontroller, DSP, FPGA and ASIC technologies”*, Design article on EETimes.com, 2009;
<http://www.eetimes.com/design/industrial-control/4016917/A-tradeoff-between-microcontroller-DSP-FPGA-and-ASIC-technologies>
- [Canacsinh et al, 2008] Hiren Canacsinh, L.M. Redondo, J. Fernando Silva; *“Gerador de Impulsos Bipolares de Alta Tensão com Alimentação Autônoma do Disparo dos Semicondutores de Potência”*, Instituto Superior Técnico 2007.
- [Chan et al, 2007] Yuen Fong Chan, M. Moallem, Wei Wang; *“Design and implementation of Modular FPGA-Based PID Controllers”*, IEEE 2007.
- [Gambôa et al, 2005] Paulo Gambôa, José Faria, Elmano Margato, João Palma, Luísa Ferreira; *“Modern Technologies for Experimental Education in Industrial Electronics and Electric Drives”*, IEEE 2005.
- [Guedes, 2007] Tiago Filipe Abreu Moura Guedes; *“Câmara em Rede com tecnologia FPGA”*, Dissertação em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico 2007.
- [E.Valdes et al, 2009] Fernando E. Valdes - Perez, Ramon Pallas - Areny; *“Microcontrollers – Fundamentals and Applications with PIC”*, CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC 2009.
- [Joan, 2009] Ben Joan; *“Difference Between FPGA and Microcontroller”*, Articles on DifferenceBetween.net 2009;
<http://www.differencebetween.net/technology/difference-between-fpga-and-microcontroller/>

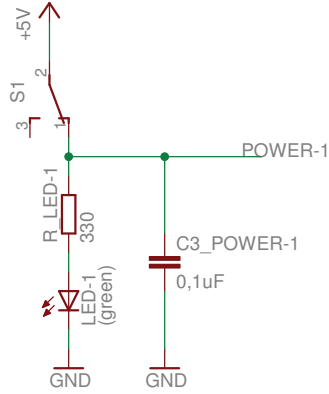
- [Martinez et al, 1996] Roberto Martinez, Prasad N. Enjeti; “*A High-Performance Single-phase Rectifier with input Power Factor Correction*”, IEEE 1996.
- [Merello, 2004] A. Merello, A. Rugginenti, M. Grasso; “*Design Tips – Using monolithic high voltage gate drivers*”, DT04-4 revA, International Rectifier, 2004.
- [Mesquita, 2002] Daniel Gomes Mesquita; “*Contribuições para reconfiguração parcial, remota e dinâmica de FPGAs*”, Pós-Graduação em Ciência de Computação, Pontificia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – Faculdade de Informática, 2002.
- [Monmasson et al, 2007] Eric Monmasson, Marcian N. Cirstea; “*FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems – A Review*”, IEEE 2007.
- [Monmasson et al, 2011] Eric Monmasson, Lahoucine Idkhajine, Marcian N. Cirstea, Imene Bahri, Alin Tisan, Mohamed Wissem Naouar; “*FPGAs in Industrial Control Applications*”, IEEE 2011.
- [Skliarova et al, 2003] Iouliia Skliarova, António B. Ferrari “*Introdução à computação reconfigurável*”, Revista do DETUA, Vol.2, Nº6 2003.
- [Sousa et al, 2010] Daniel Rodrigues de Sousa, David José de Souza, Nicolás César Lavinia “*Desbravando o microcontrolador PIC18 – Recursos Avançados*”, Editora Érica, 2010.
- [Pereira et al, 2011] Fernando Pereira, Luís Gomes, Luís Redondo; “*FPGA Controller for Power Converters with integrated Oscilloscope and Graphical User Interface*”, IEEE 2011.
- [Redondo et al, 2005] L.M. Redondo, P. Tavares, J. Fernando Silva, E. Margato; “*All Silicon Marx-bank topology for high-voltage, high-frequency rectangular pulses*”, IEEE 2005.
- [Redondo et al, 2005] L.M. Redondo, E. Margato, J. Fernando Silva; “*Geradores pulsados de alta tensão baseados em semicondutores*”, 2005.
<http://www.deetc.isel.ipl.pt/jetc05/CCTE02/papers/finais/fortes/24.pdf>

- [Redondo et al, 2010] L.M. Redondo, J. Fernando Silva, H. Canacsinh, N. Ferrão, C. Mendes, R. Soares, J. Schipper, A. Fowler; “*Solid-state Marx based two-switch voltage modulator for the On-line Isotope Mass Separator accelerator at the European Organization for Nuclear Research*”, IEEE 2010.
- [Wolter, 2007] Stefan Klaus Wolter; “*Processadores de Sinais Digitais - DSP*”, Universidade Federal do Paraná, 2007.

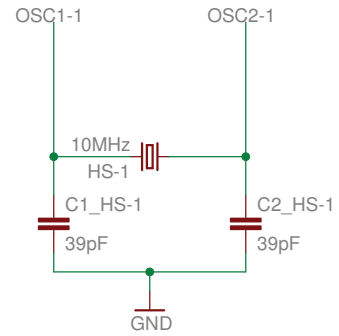
Anexos

Esquemas eléctricos e respectivas placas de circuito impreso

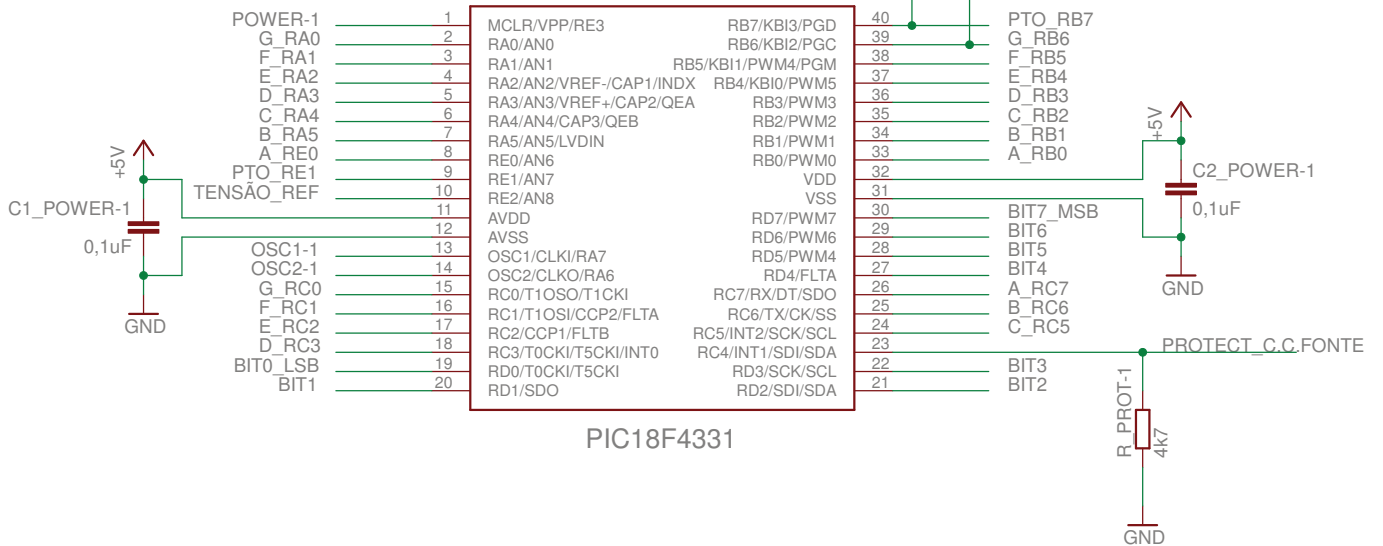
POWER_C.CONTROLO_FONTE



CRISTAL



C.CONTROLO_FONTE

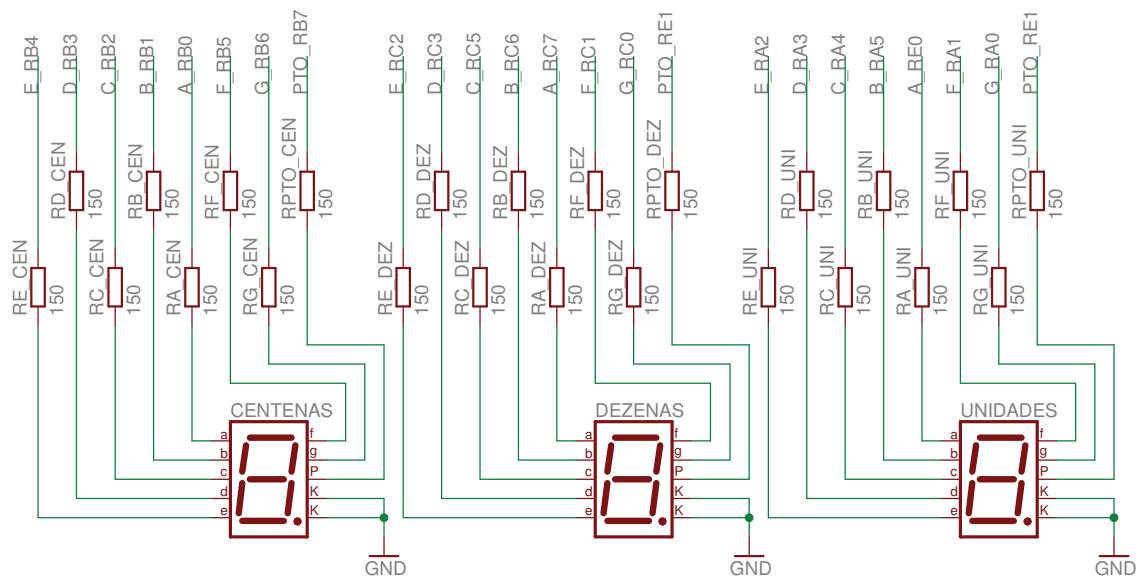


CIRCUITO DE CONTROLO DA FONTE

Alimentação do microcontrolador
do circuito de controlo da fonte

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:1/11	

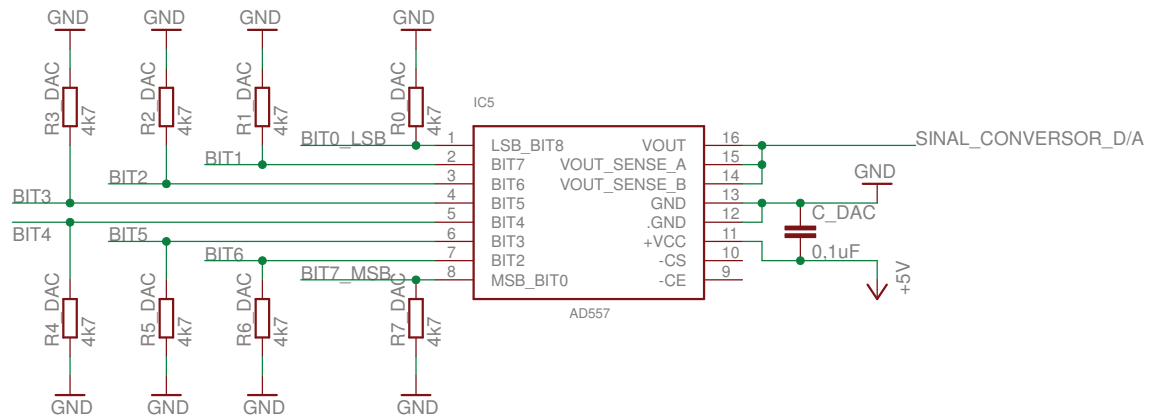
VISUALIZAÇÃO DA TENSÃO NA FONTE



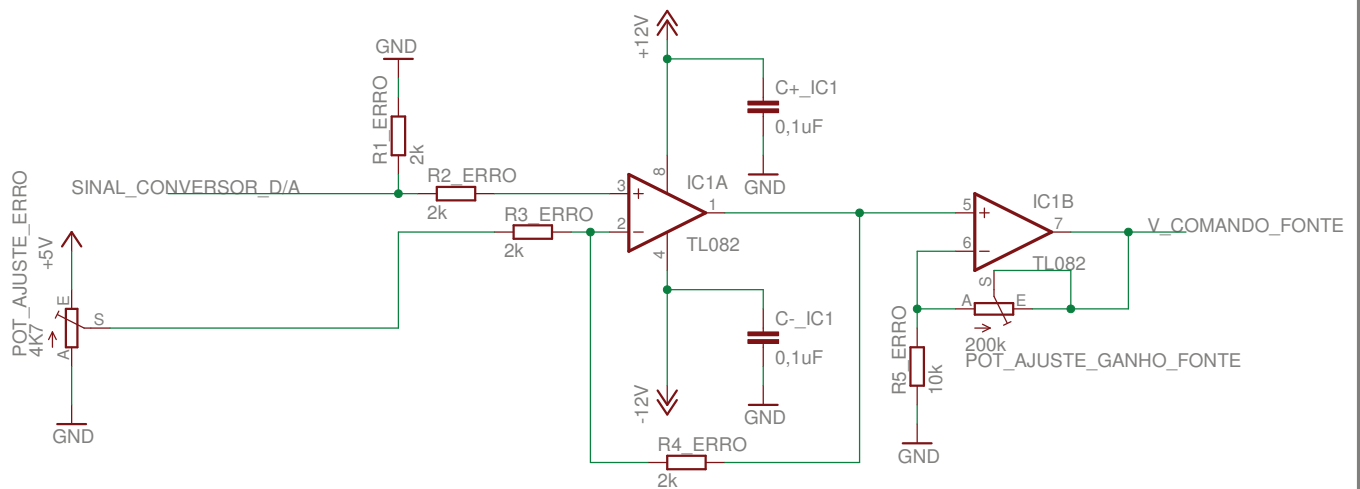
CIRCUITO DE CONTROLO DA FONTE

Visualização da tensão na fonte		Versão	Data
	Esquema		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	30-07-2012 22:02:13	
	A4	Folha:2/11	

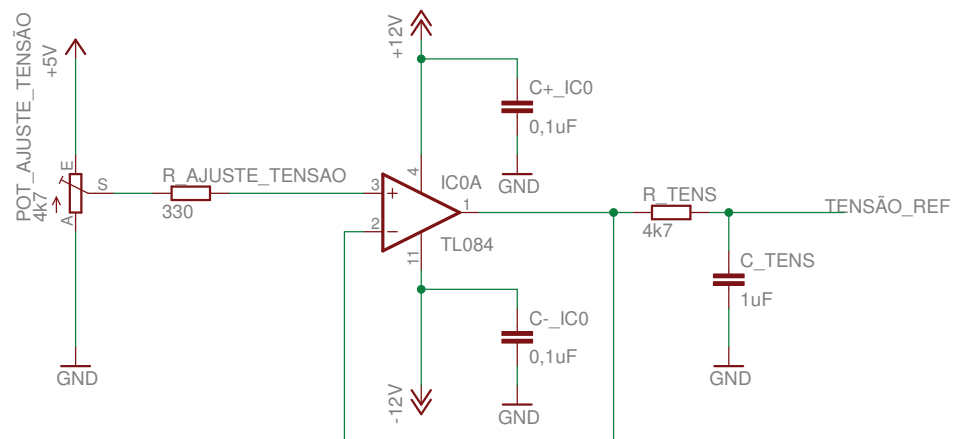
CONVERSÃO DIGITAL/ANALÓGICA



AJUSTE DO ERRO



AJUSTE DE TENSÃO

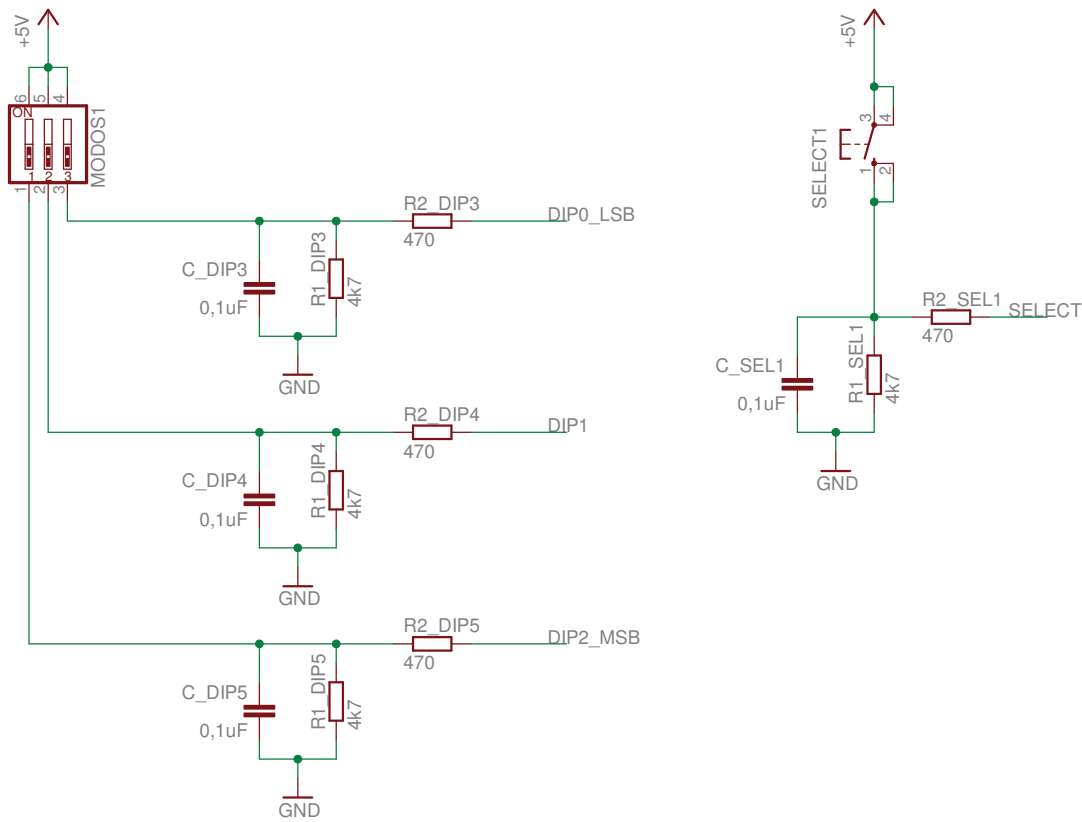


CIRCUITO DE CONTROLO DA FONTE

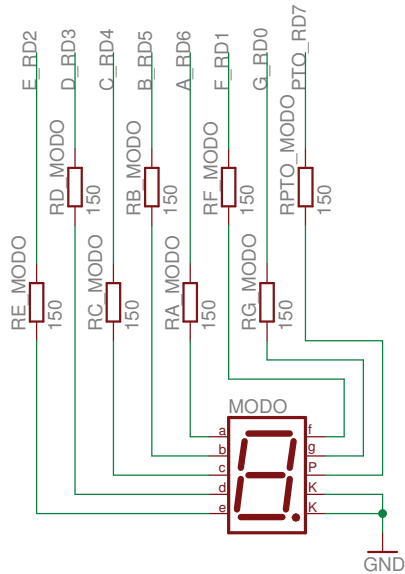
Conversão digital - analógica, ajuste
de tensão e eliminação do erro

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:3/11	

SELECÇÃO DOS MODOS DE FUNCIONAMENTO



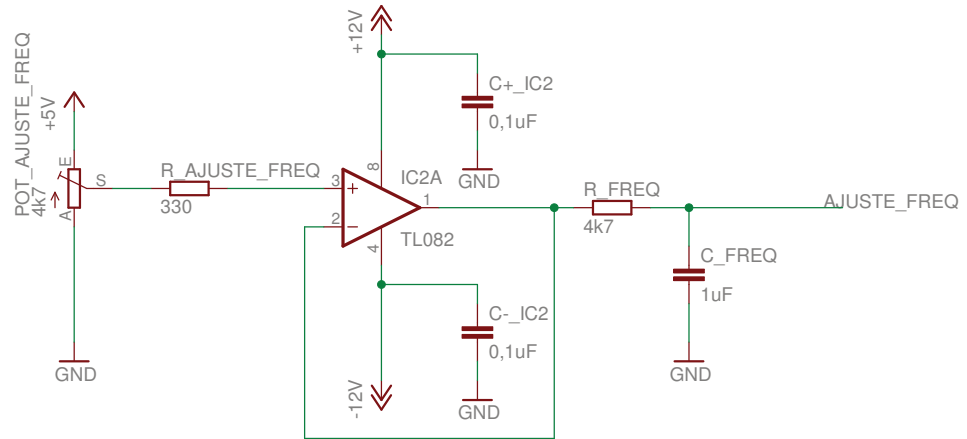
SINALIZAÇÃO DO MODO DE FUNCIONAMENTO



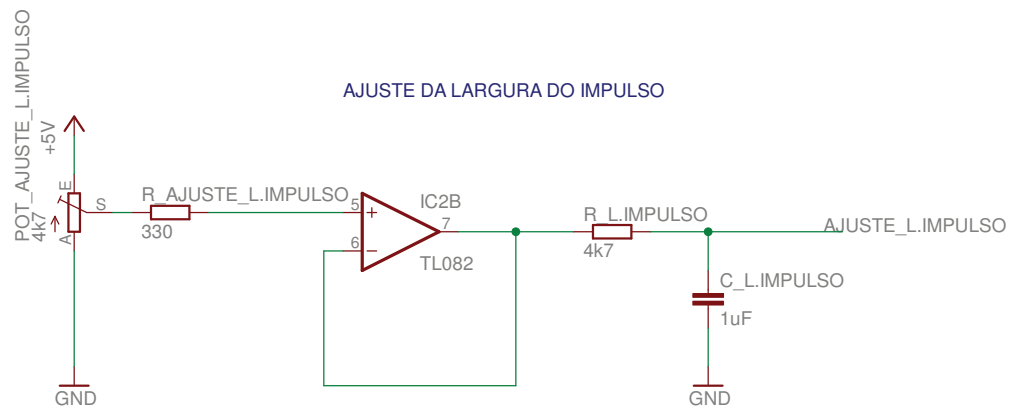
CIRCUITO DE GERAÇÃO DOS DISPAROS

Seleccção e visualização dos modos de funcionamento	Versão		Data
	Esquema		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	30-07-2012 22:02:13	
	A4	Folha:5/11	

AJUSTE DA FREQUÊNCIA



AJUSTE DA LARGURA DO IMPULSO

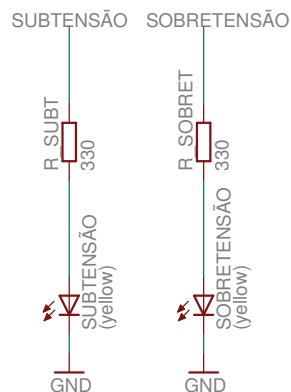


CIRCUITO DE GERAÇÃO DOS DISPAROS

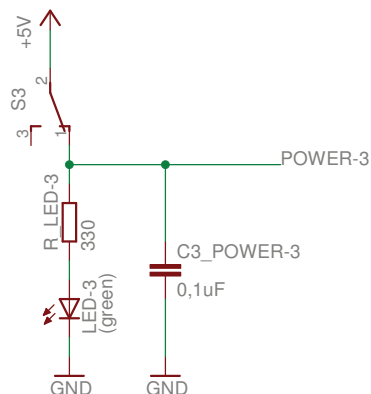
Ajuste da frequência e da largura
do impulso de tensão na Carga

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:6/11	

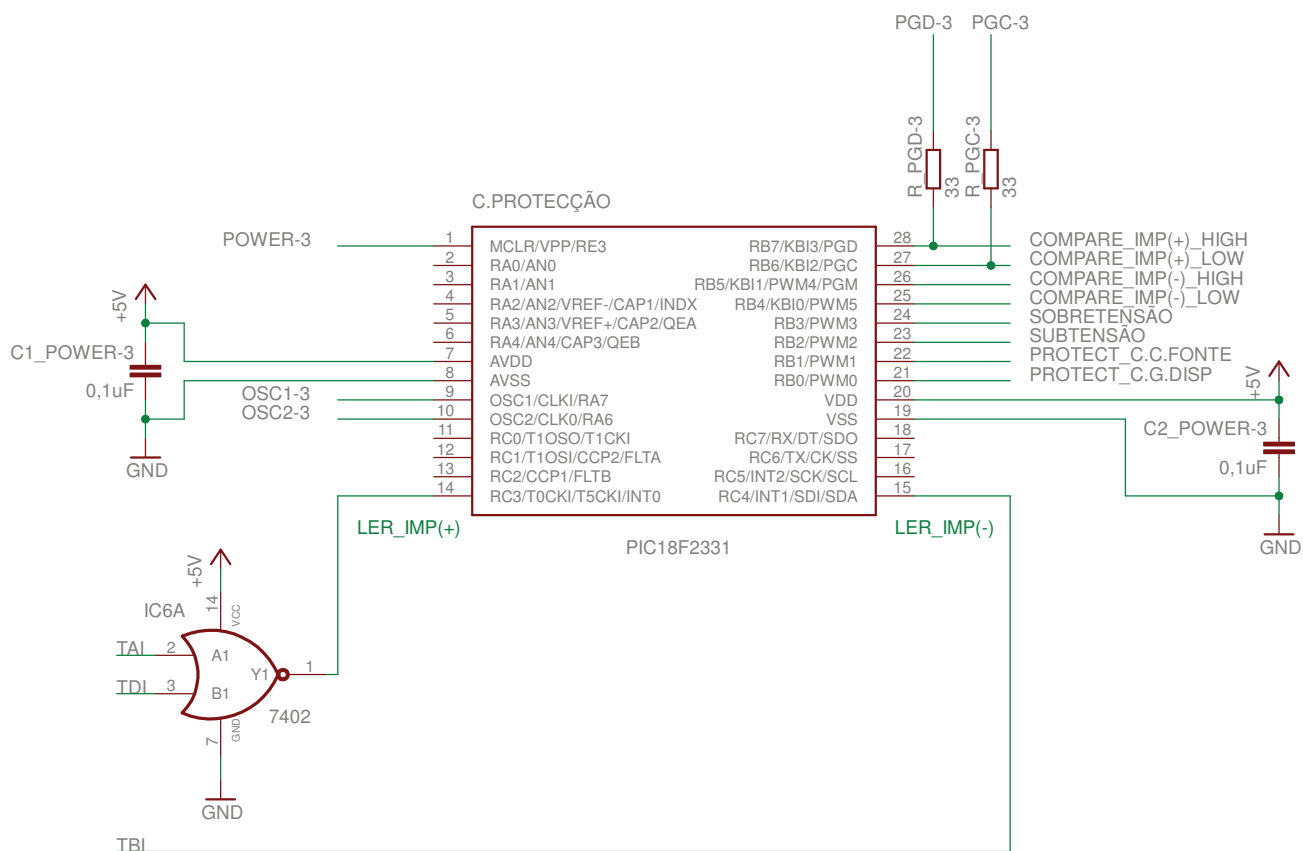
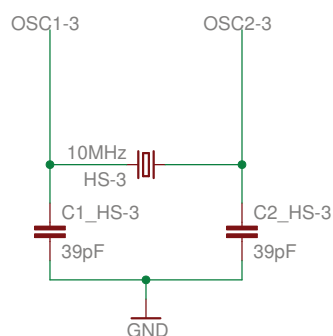
SINALIZAÇÃO



POWER_C.PROTECÇÃO



CRISTAL

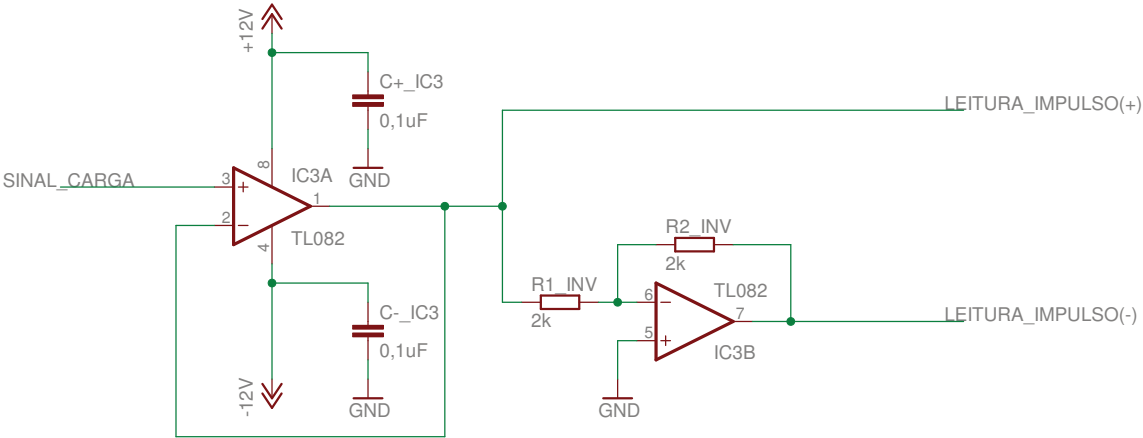


CIRCUITO DE PROTECÇÃO

Alimentação do microcontrolador
do circuito de protecção

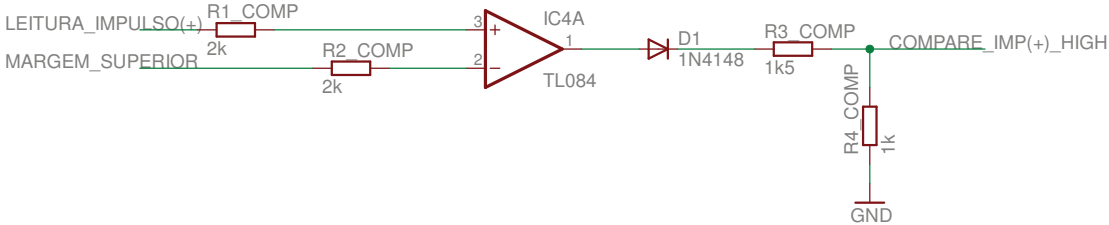
Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha: 7/11	

AQUISIÇÃO DO SINAL

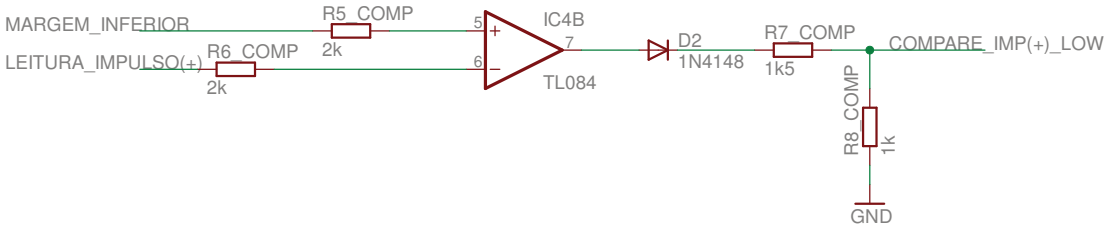


DETECÇÃO DE ERROS

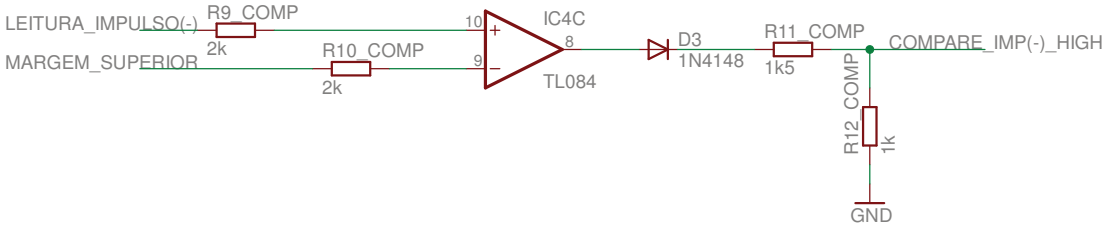
imp(+)>margem_superior=>sobretensão



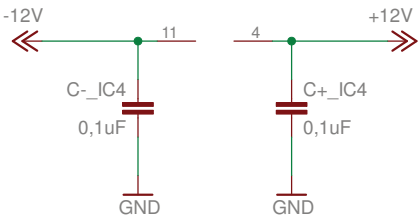
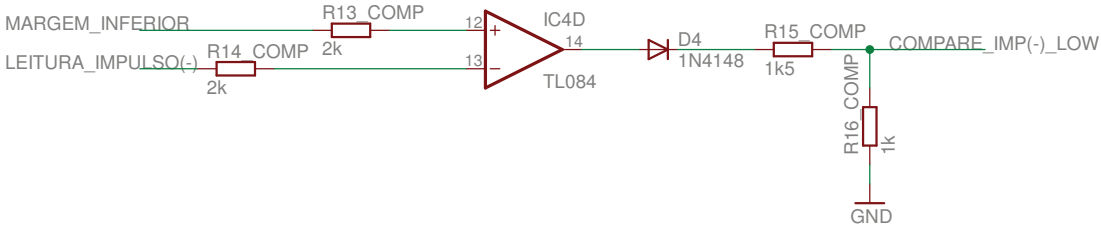
imp(+)<margem_inferior=>subtensão



imp(-)>margem_superior=>sobretensão



imp(-)<margem_inferior=>subtensão

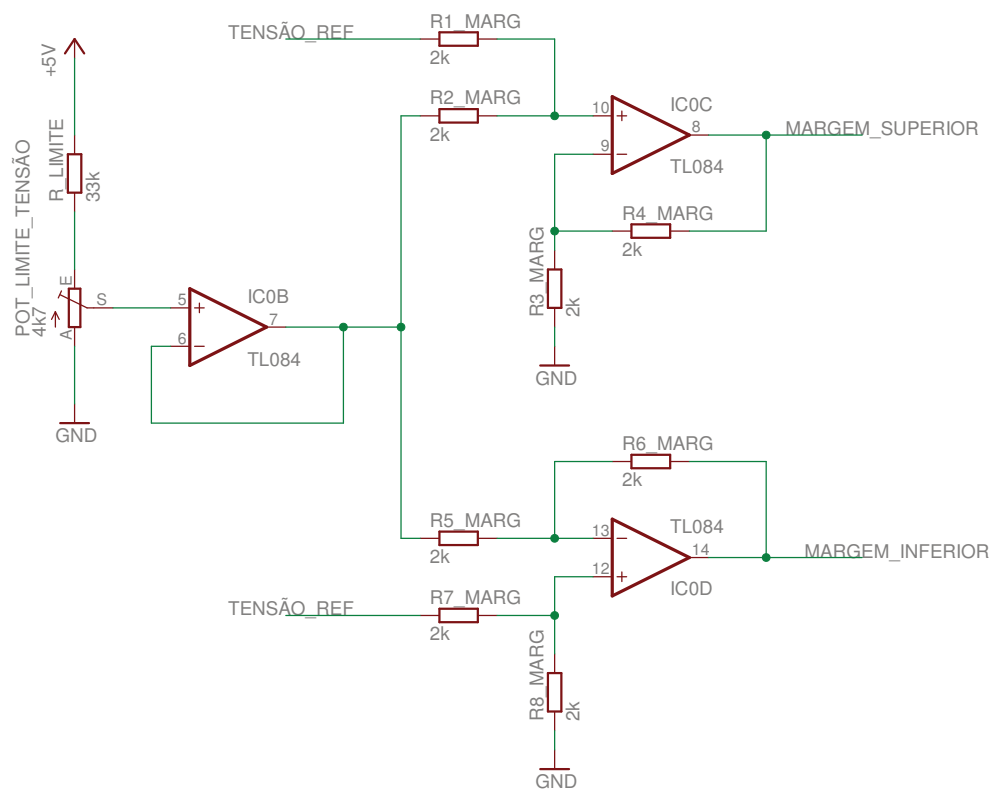


CIRCUITO DE PROTECÇÃO

Aquisição do sinal de leitura do
impulso na Carga e detecção de erros

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:8/11	

MARGENS DE ERRO



CIRCUITO DE PROTECÇÃO

Ajuste das margens de erro
(Limite de tensão)

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:9/11	

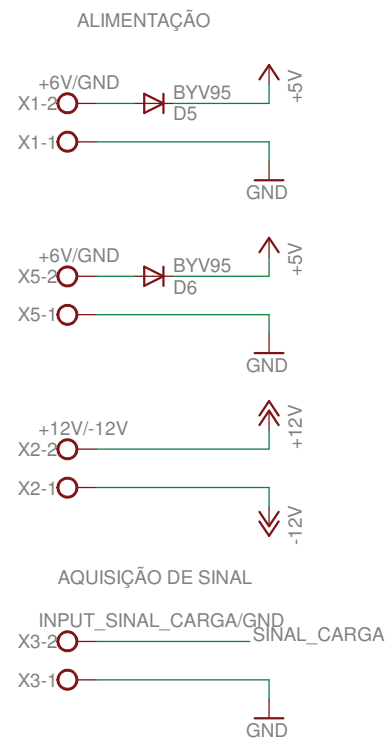


CIRCUITO DE PROGRAMAÇÃO

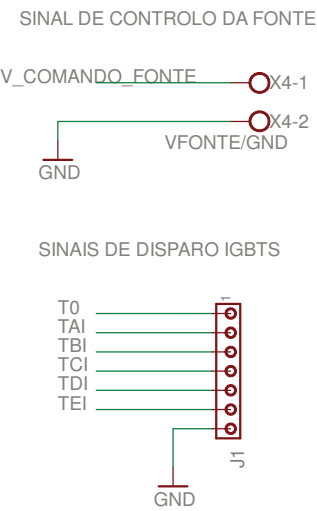
Tomadas de programação dos PIC's
associados a cada circuito

Esquema	Versão	Data
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	30-07-2012 22:02:13	
A4	Folha:10/11	

ENTRADAS



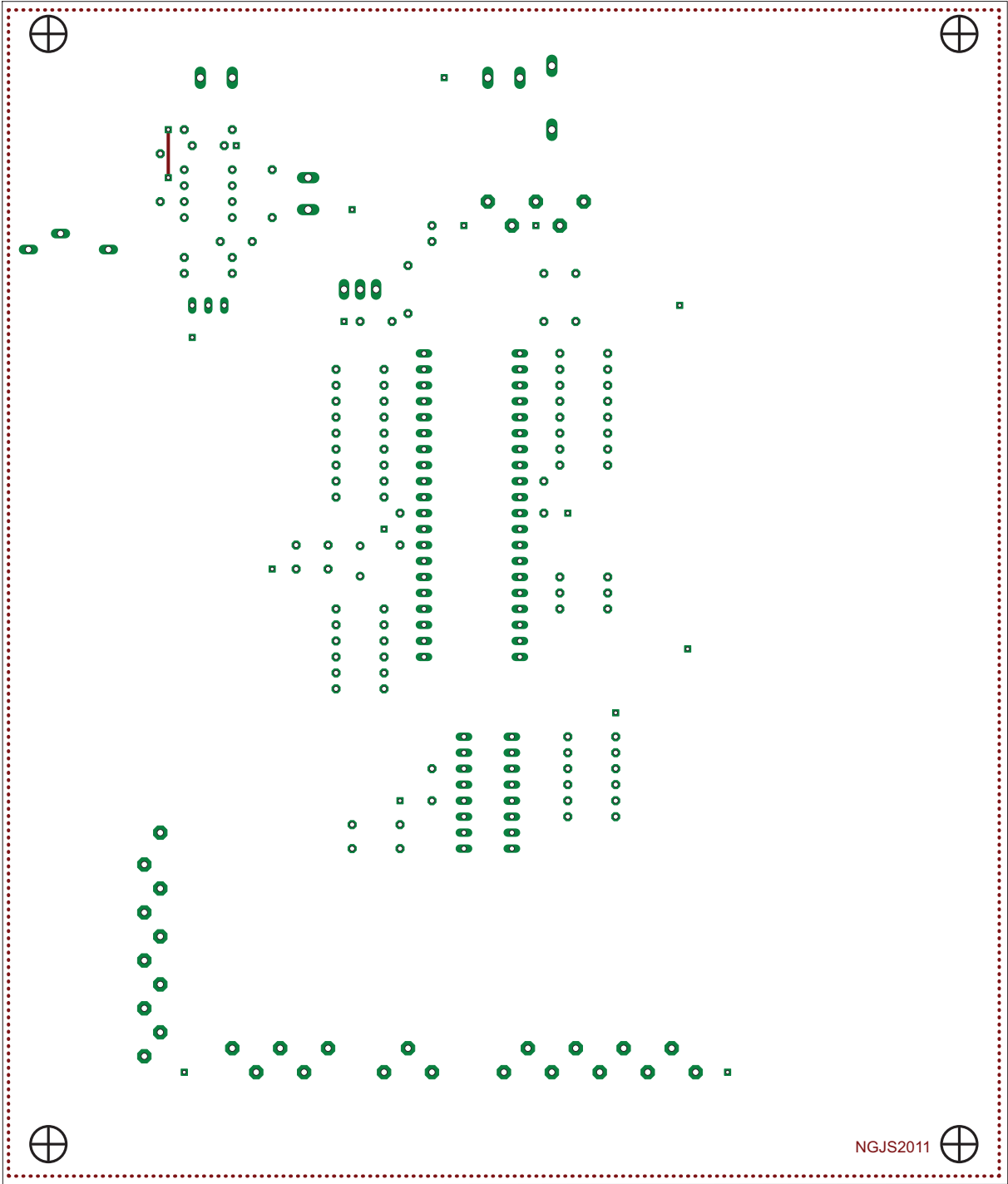
SAÍDAS



ENTRADAS E SAÍDAS

Entradas e saídas do módulo		Versão	Data
	Esquema		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	30-07-2012 22:02:13	
	A4	Folha: 11/11	

ATRÁS



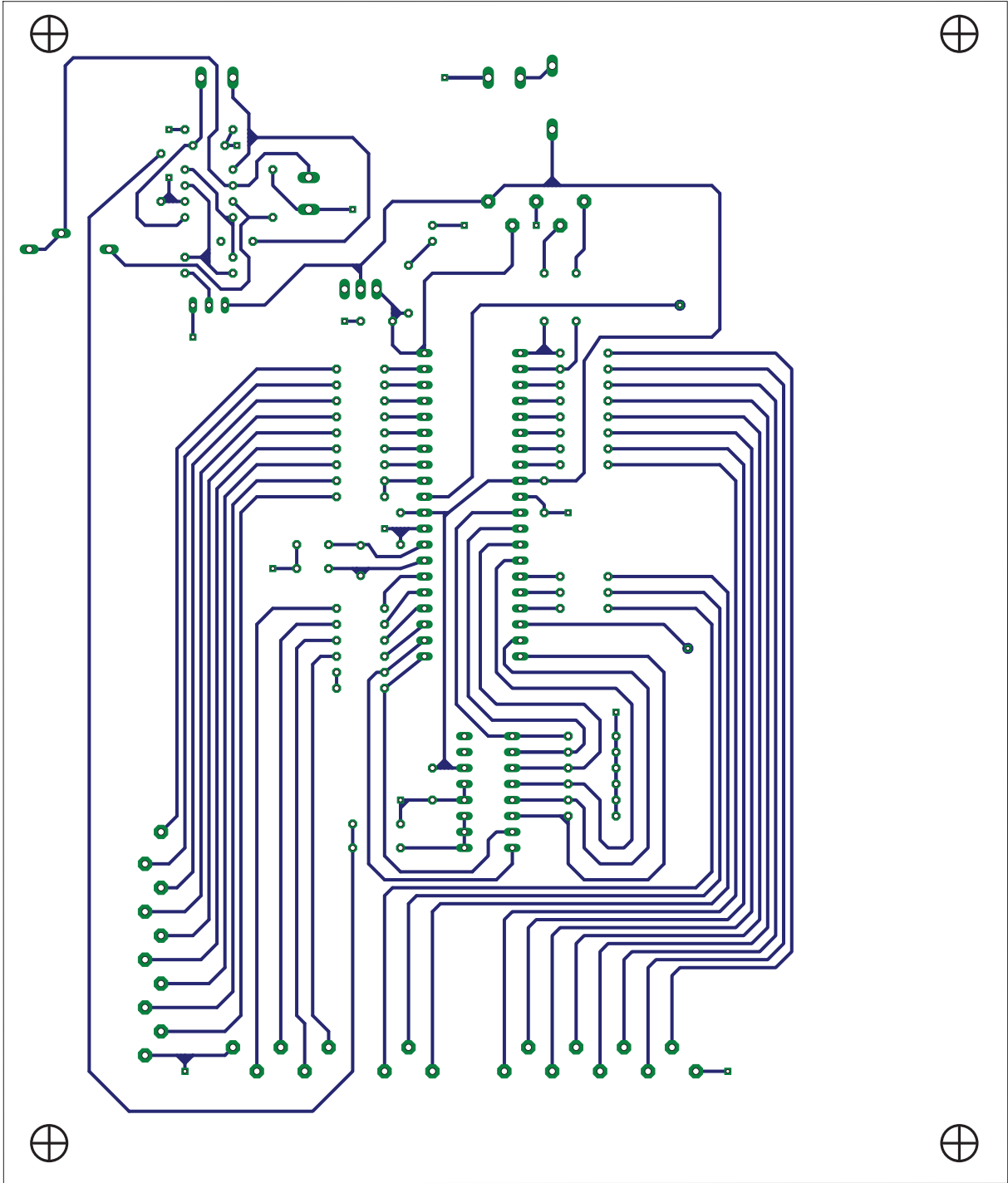
NGJS2011

FRENTE

PCB - TOP

Placa de circuito impresso com o circuito de Controlo da Fonte de Alta Tensão		Versão	Data
	Placa		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	18-07-2012 15:50:05	
	Folha A4		

ATRÁS

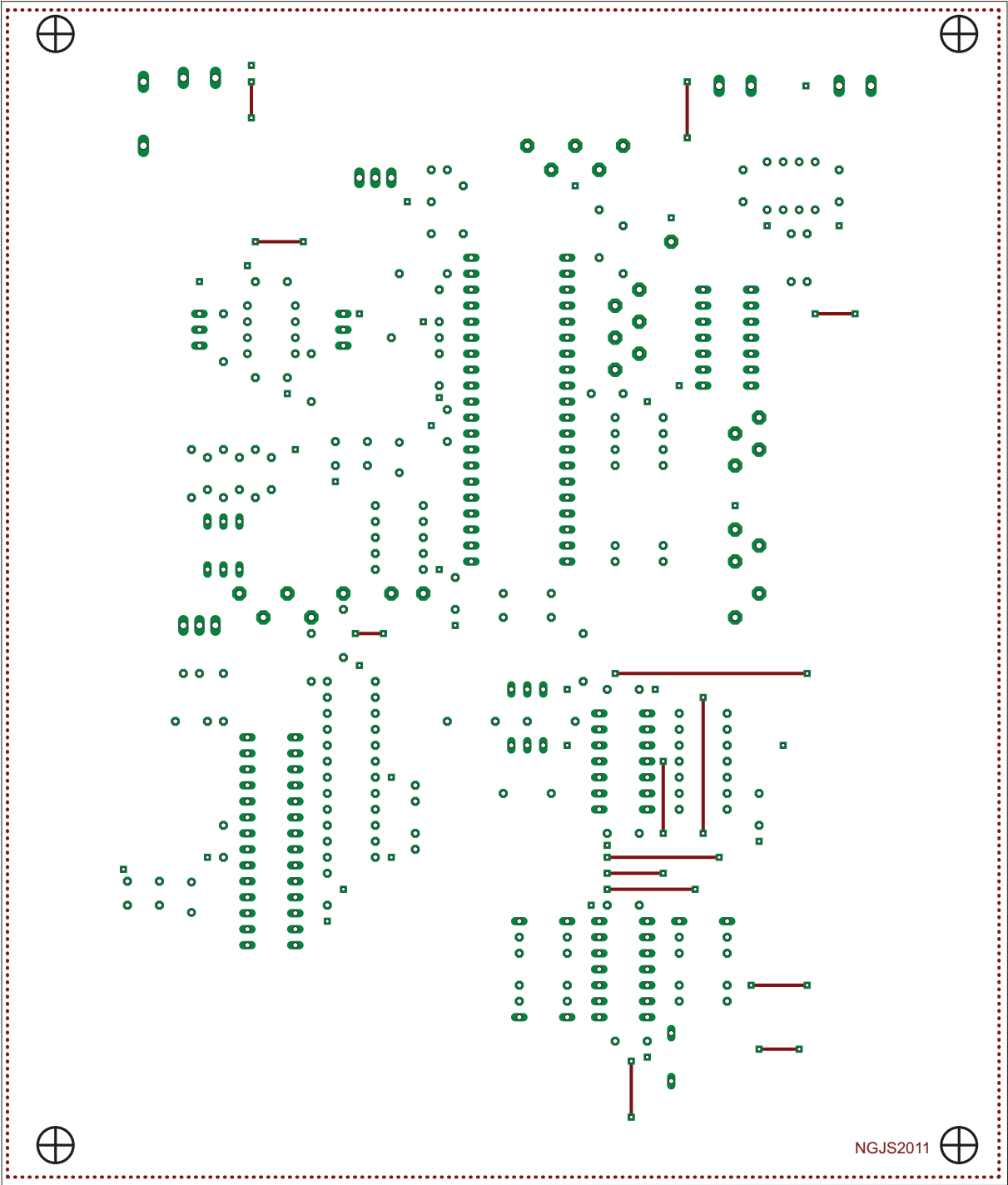


FRENTE

PCB - BOTTOM

Placa de circuito impresso com o circuito de Controlo da Fonte de Alta Tensão		Versão	Data
	Placa		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	18-07-2012 15:23:36	
	Folha A4		

ATRÁS



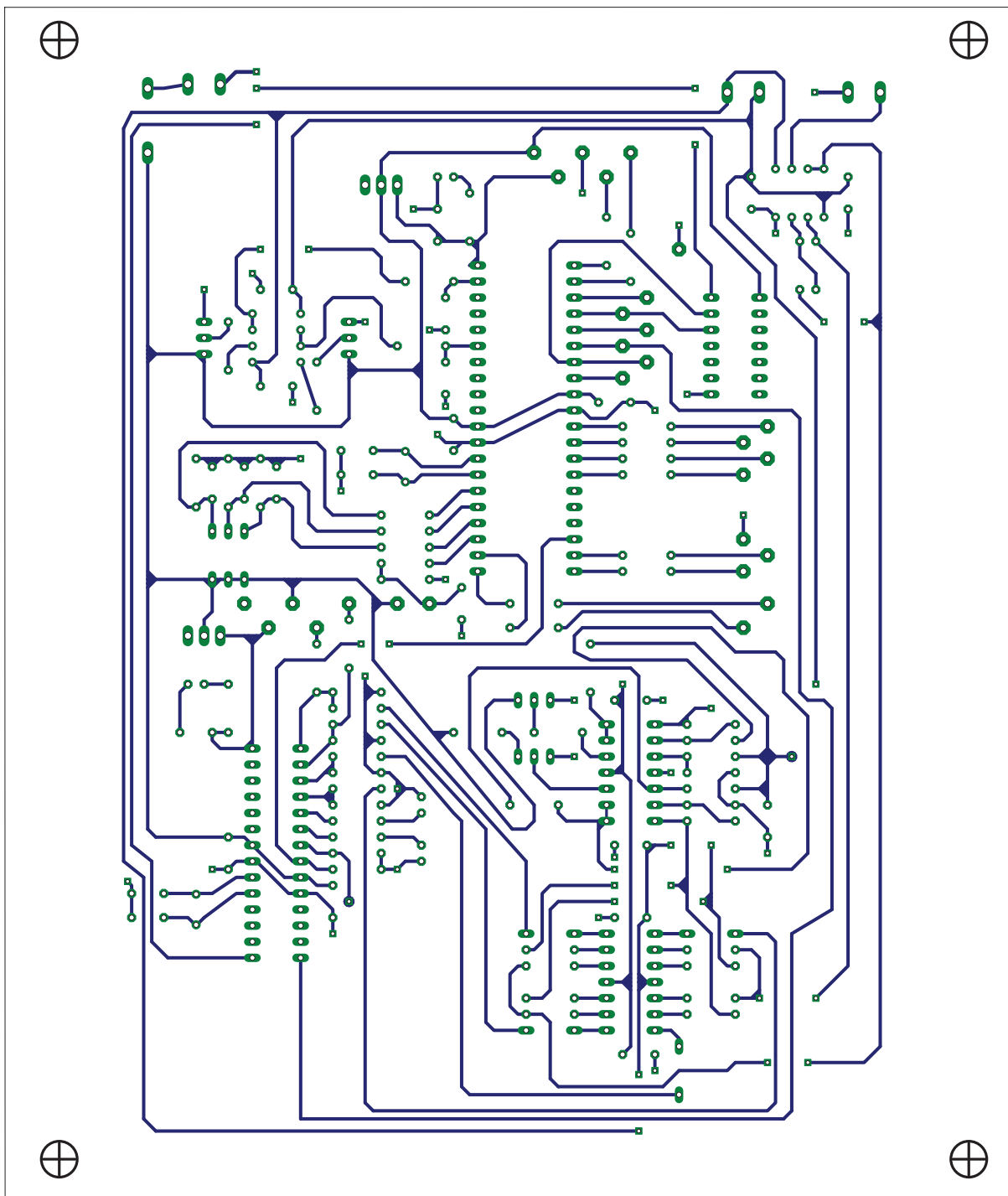
NGJS2011

FRENTE

PCB - TOP

Placa de circuito impresso com os circuitos de Protecção e Disparo dos IGBTs		Versão	Data
	Placa		
	Autor	Nuno Santos	
	Ficheiro	Placas principais	
	Data	18-07-2012 15:50:05	
	Folha A4		

ATRÁS



FRENTE

PCB - BOTTOM

Placa de circuito impresso com os
circuitos de Protecção e Disparo dos IGBTs

	Versão	Data
Placa		
Autor	Nuno Santos	
Ficheiro	Placas principais	
Data	18-07-2012 15:23:36	

Folha A4