

1. Introdução Geral

Atendendo ao elevado número de equipamentos que necessitam de uma alimentação contínua em alta tensão, surgiu o interesse em produzir um sistema que através da tensão disponível na rede doméstica permita o accionamento destes mesmos equipamentos.

Sistemas de alimentação contínua em alta tensão estão presentes numa ampla gama de projectos desde aplicações domésticas, como electrodomésticos e computadores, passando por aplicações médicas, como equipamentos de diagnóstico e tratamento, até em aplicações aeroespaciais, como satélites ou naves espaciais.

No presente trabalho, propõem-se o estudo, simulação e implementação de um sistema de alimentação para um transformador de alta tensão.

Os elementos principais para a execução deste trabalho são:

- Fonte de tensão alternada 230 V_{AC};
- Rectificador de tensão com controlo da tensão de saída;
- Circuito de armazenamento da tensão rectificada (banco de condensadores);
- Inversor de tensão comandado por microcontrolador PIC;
- Circuito ressonante;
- Transformador elevador de tensão.

Neste trabalho será realizado um estudo de cada elemento do sistema de alimentação, servindo de base para o dimensionamento do sistema e posterior simulação.

1.1 Motivação

Com o estudo do tema anteriormente descrito pretende-se sobretudo abordar diversas áreas de conhecimento adquiridos ao longo de todo o ciclo de

estudos que esta dissertação encerra. Conceitos de electrónica de potência, de controlo de sistemas, programação de micro controladores e de electromagnetismo.

Dado o crescente número de aplicações que utilizam este tipo de tecnologia, um melhor conhecimento deste tema é também um factor motivador preponderante para o desenvolvimento deste trabalho.

1.2 Objectivos

De acordo com o que foi dito anteriormente, pretende atingir-se os seguintes objectivos com esta dissertação:

- Análise do sistema abordando todos os conceitos teóricos necessários para o seu estudo e posterior implementação;
- Dimensionamento dos circuitos a implementar para condições de funcionamento previamente definidas;
- Simulação numérica;
- Implementação física do sistema bem como do respectivo sistema de controlo.
- Análise dos resultados experimentais através dos resultados simulados anteriormente.

1.3 Estrutura da Dissertação.

Esta dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos, organizados da forma que se descreve de seguida:

O primeiro capítulo, designado por capítulo de introdução, define o enquadramento do trabalho realizado, bem como os objectivos a que este se propõe e das respectivas motivações para a sua realização.

O segundo capítulo tem como finalidade abordar os conceitos teóricos necessários para a abordagem do tema proposto, através da descrição mais

pormenorizada de elemento constituinte do sistema, nomeadamente do sistema de controlo do rectificador; circuito de potência do rectificador; sistema de controlo da tensão de saída do rectificador; circuito de comando do inversor e circuito de potência do inversor.

O terceiro capítulo visa dimensionar todo o sistema proposto a ser desenvolvido nomeadamente o dimensionamento do circuito de comando do rectificador; circuito de controlo da tensão do rectificador e sinais de comando do inversor.

No quarto capítulo, são apresentados e analisados os resultados simulados e os resultados obtidos experimentalmente.

Por último, no quinto e último capítulo encontram-se as respectivas conclusões bem como propostas para trabalhos futuros.

2. Estudo sobre o Sistema de Alimentação do Transformador de AT.

Neste capítulo é apresentada uma visão geral sobre todo o sistema de alimentação do transformador de AT. Dividindo o processo em subsistemas, será analisado detalhadamente o funcionamento de cada parte da estrutura.

2.1 Elementos Constituintes do Sistema.

O sistema de alimentação de um transformador de alta tensão tem por base a utilização de um inversor de tensão que converte uma tensão DC numa tensão AC.

Toda a estrutura do sistema a montante e a jusante do inversor de tensão é apresentada na figura 2.1 [3].

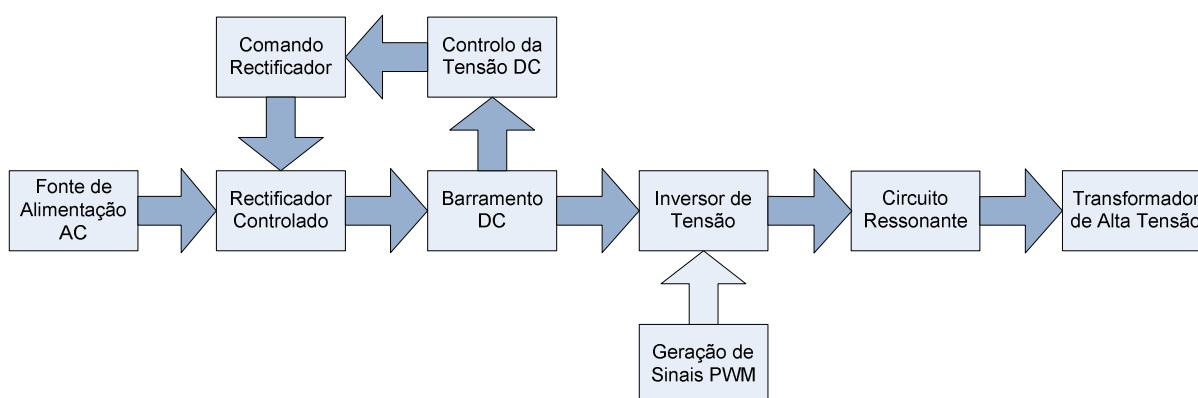


Figura 2.1 – Estrutura do sistema em estudo.

A tensão AC gerada pelo inversor pode ser regulada para um determinada largura de impulso e frequência, sendo estes parâmetros definidos pelos sinais de comando PWM gerados por um microcontrolador PIC.

O inversor será alimentado por um barramento DC que por sua vez é carregado através de um rectificador controlado, sendo o nível de tensão imposta no barramento DC regulada para um valor de referência por um controlador PI.

Será necessário também implementar um circuito ressonante entre o inversor de tensão e o primário do transformador de modo a garantir uma comutação suave dos dispositivos semicondutores do inversor, aproveitando-se a colocação em série do condensador com o primário de modo a garantir o valor da tensão média nulo no transformador.

2.2 Conversores AC/DC

Os conversores AC/DC convertem a corrente proveniente de sistemas alternados em corrente contínua a partir de pontes rectificadoras que podem ser controladas (rectificadores) ou não controladas. Os rectificadores podem ser monofásicos ou trifásicos dependendo da aplicação. Segue-se um estudo das topologias possíveis para rectificadores monofásicos com resultados para diferentes tipos de carga obtidos em ambiente MATLAB/SIMULINK.

2.2.1 Rectificador Monofásico Não Controlado em Ponte Completa.

O rectificador monofásico não controlado utiliza diodos como elementos de rectificação. A figura 2.2 apresenta o esquema eléctrico do rectificador não controlado.

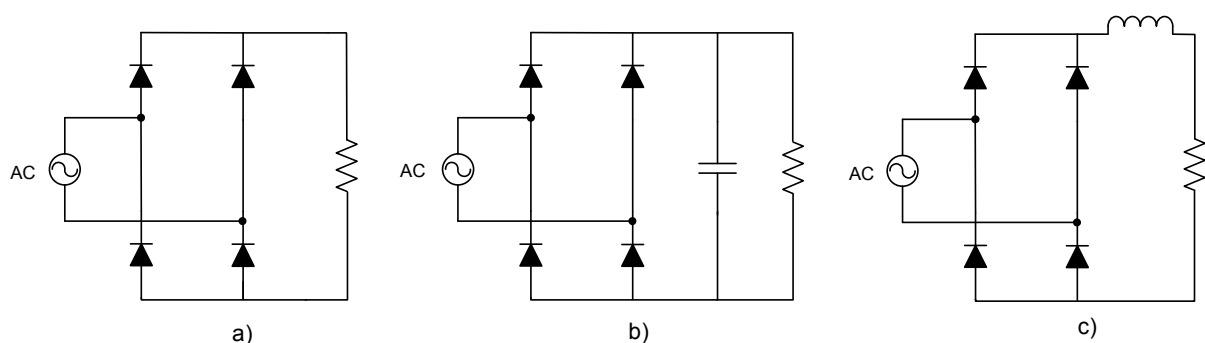


Figura 2.2 – Rectificador monofásico: (a) sem filtro (b) filtro capacitivo (c) filtro indutivo

Dependendo do tipo de filtro do lado DC do rectificador, este apresenta diferentes tipos de forma de onda, tanto à entrada como à saída. Compreende-se como filtro, capacitivo e indutivo. A figura 2.3 mostra as formas de onda do rectificador monofásico não controlado sem filtro do lado DC.

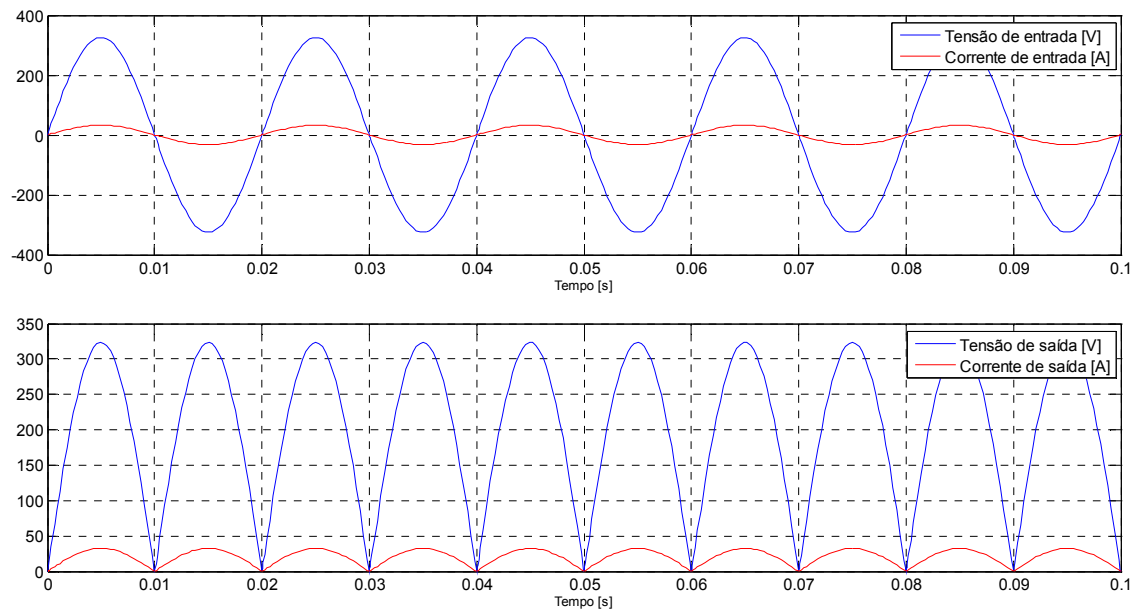


Figura 2.3 – Formas de onda da tensão na entrada e saída do rectificador monofásico não controlado sem filtro.

Caso o filtro do lado DC do rectificador seja capacitivo, este apresenta na estrada e na saída as formas de onda da tensão e corrente da figura 2.4

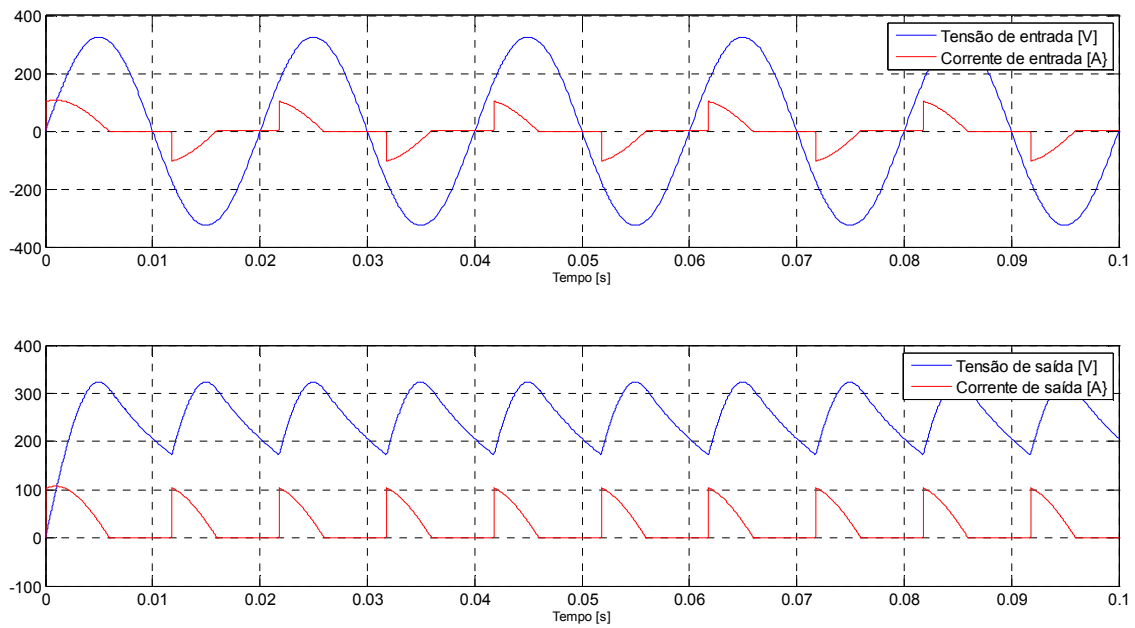


Figura 2.4 – Formas de onda da tensão na entrada e saída do rectificador monofásico não controlado com filtro capacitivo.

No caso do filtro DC ser indutivo, o rectificador apresenta as formas de onda da figura 2.5.

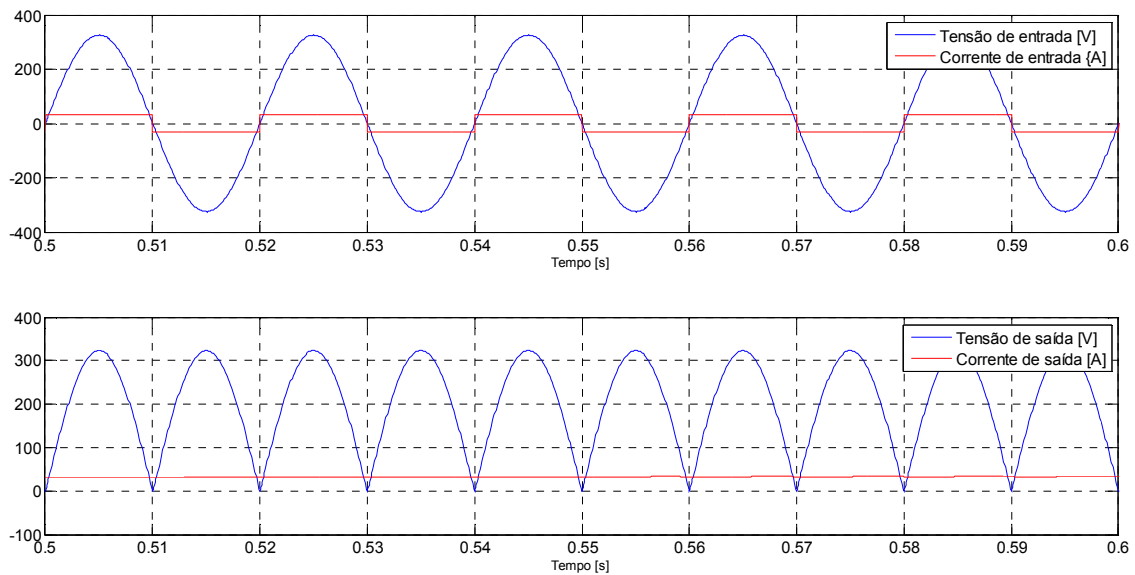


Figura 2.5 – Formas de onda da tensão na entrada e saída do rectificador monofásico não controlado com filtro indutivo.

O rectificador constituído por elementos não controlados (diodos) implica que não seja possível o controlo do valor da tensão de saída. Neste caso, é assim uma topologia sem interesse implementar no sistema abordado neste trabalho.

2.2.2 Rectificador Monofásico Semi-Controlado.

O rectificador monofásico semi-controlado comporta diodos e tiristores como elementos de rectificação. Da mesma forma que os rectificadores não controlados, a saída dos rectificadores depende do tipo de filtro a utilizar. A principal vantagem do uso de rectificadores semi-controlados é o facto de ser possível o ajuste do valor médio da tensão de saída a partir do controlo do ângulo de disparo dos tiristores, apenas da parte positiva da tensão de entrada. A parte negativa da tensão de entrada ~~continuará~~ a ser rectificada a partir dos diodos que compõe o rectificador. A figura 2.6 mostra o esquema eléctrico do rectificador semi-controlado para os diferentes tipos de carga.

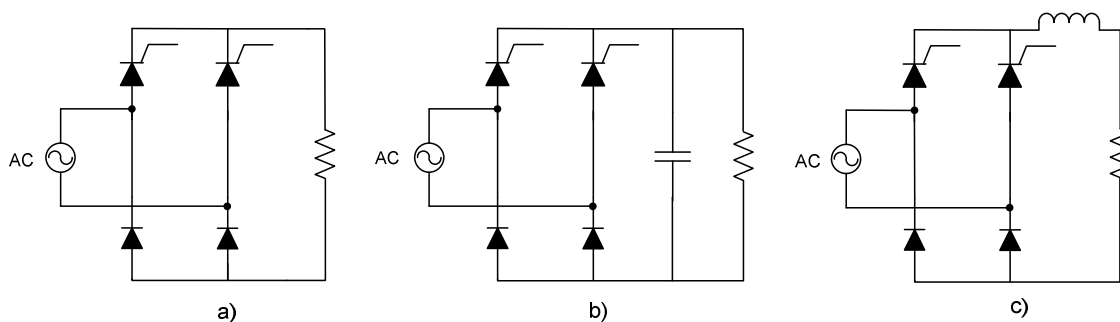


Figura 2.6 – Ponte rectificadora monofásica semi-controlada: (a) sem filtro (b) filtro capacitivo (c) filtro indutivo

Da mesma forma que no rectificador não controlado, o rectificador semi-controlado apresenta diferentes formas de onda de acordo com o filtro do lado DC.

A figura 2.7 apresenta as formas de onda da tensão e corrente na entrada e saída do rectificador quando este não apresenta qualquer filtro na sua saída.

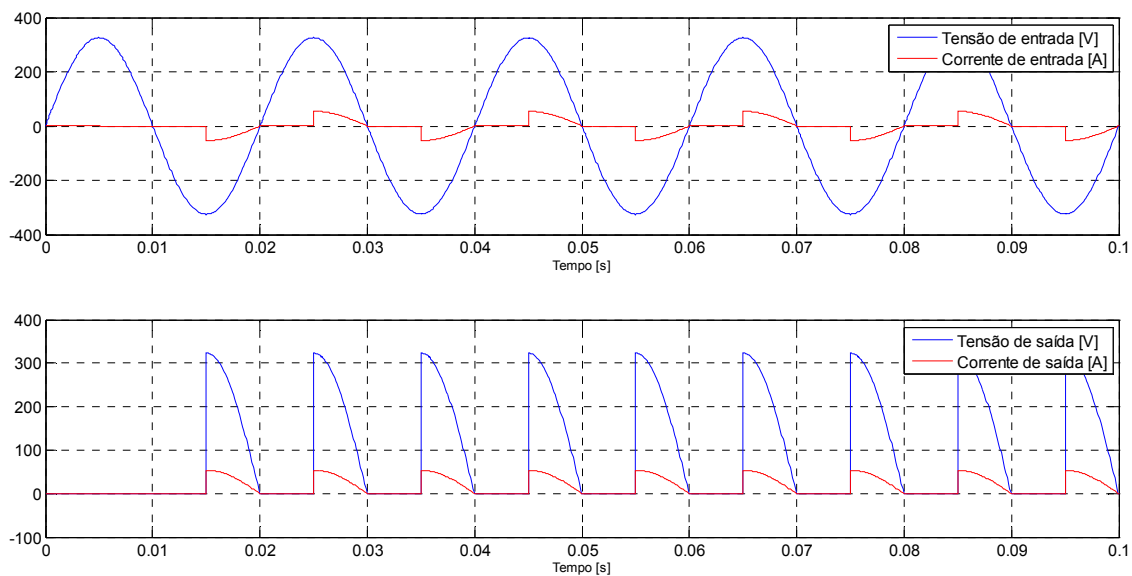


Figura 2.7 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do rectificador monofásico semi-controlado sem filtro para um ângulo de 90° .

Para um rectificador semi-controlado com filtro capacitivo obtém-se as formas de onda das tensões e correntes da figura 2.8.

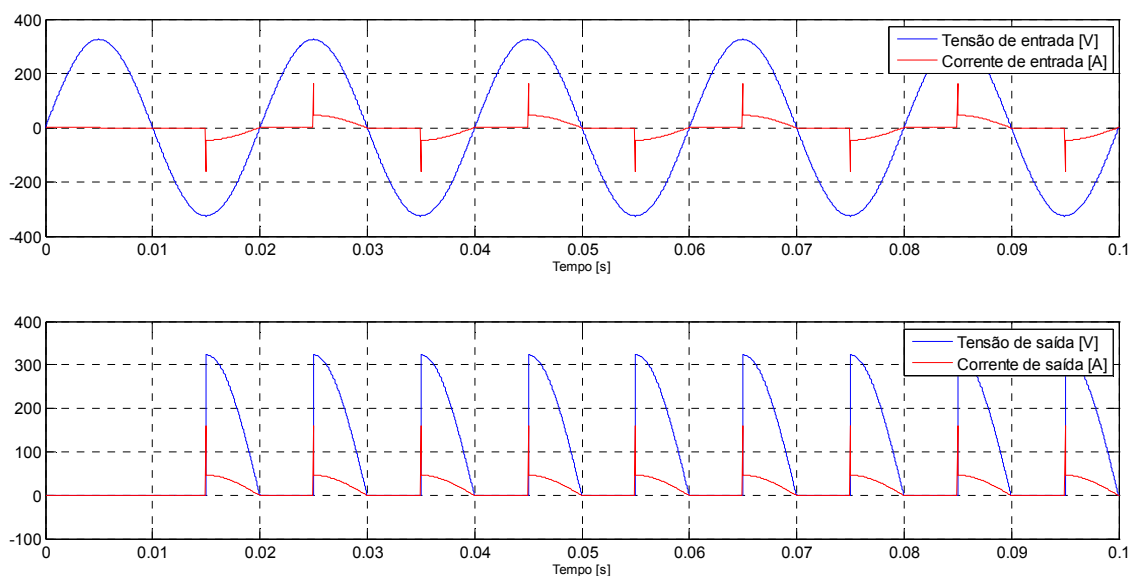


Figura 2.8 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do rectificador monofásico semi-controlado com filtro capacitivo para um ângulo de 90° .

As cargas capacitivas não são inteiramente adaptadas ao funcionamento dos rectificadores pois, se a fonte for ideal (ou pelo menos tiver muito baixa

impedância interna), a manobra inicial de fecho do circuito pode desencadear a passagem de um pico de corrente de curto-circuito, como se pode observar na figura 2.8.

Para um rectificador monofásico semi-controlado com filtro indutivo resulta as formas de onda da figura 2.9.

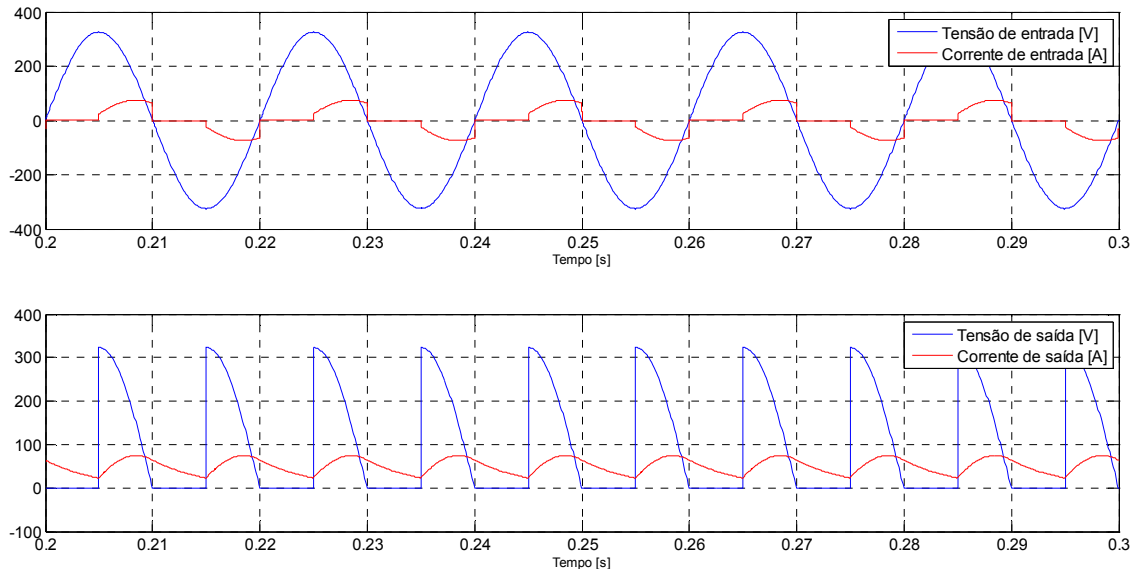


Figura 2.9 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do rectificador monofásico semi-controlado com filtro indutivo para um ângulo de 90° .

A principal vantagem das pontes semi-controladas é o uso de apenas 2 tiristores, sendo indicadas quando o fluxo de energia será apenas da fonte para a carga.

Neste caso do circuito rectificador semi-controlado, a tensão de saída apenas pode assumir valores (instantâneos e médios) positivos.

Quando a carga for resistiva, a forma de onda da corrente de linha será a mesma da tensão sobre a carga (obviamente sem a rectificação). Com carga indutiva, a corrente irá se alisando à medida que aumenta a constante de tempo eléctrica da carga, tendo, no limite, uma forma plana.

2.2.3 Rectificador Monofásico Totalmente Controlado.

O rectificador monofásico totalmente controlado, ao contrário do semi-controlado, utiliza apenas tiristores como elementos de rectificação. A utilização de apenas estes elementos possibilita o ajuste do valor médio da tensão de saída do rectificador, podendo ser controlado quer a parte positiva quer a parte negativa da tensão de entrada. Desta forma, consegue-se obter uma variação do valor médio da parte DC do rectificador, desde zero até ao valor máximo da tensão de entrada. A figura 2.10 apresenta a topologia do rectificador monofásico totalmente controlado para os diferentes tipos de filtros.

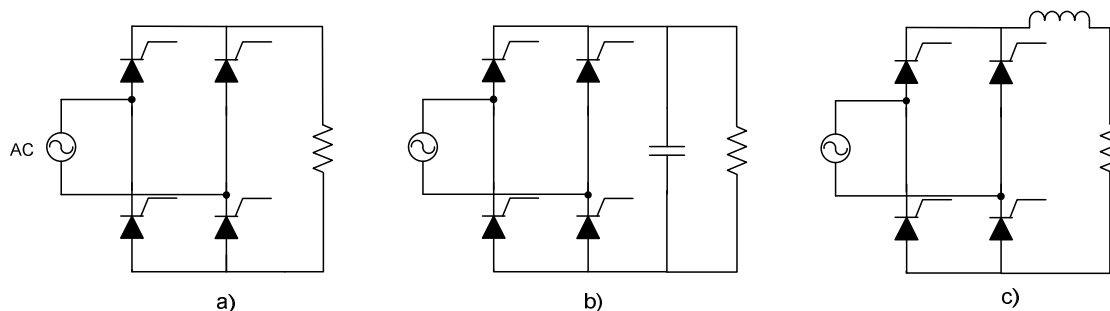


Figura 2.10 – Ponte rectificadora monofásica totalmente controlada: (a) sem filtro (b) filtro capacitivo (c) filtro indutivo.

Para o funcionamento do rectificador sem filtro do lado DC, resultam as formas de onda da figura 2.11.

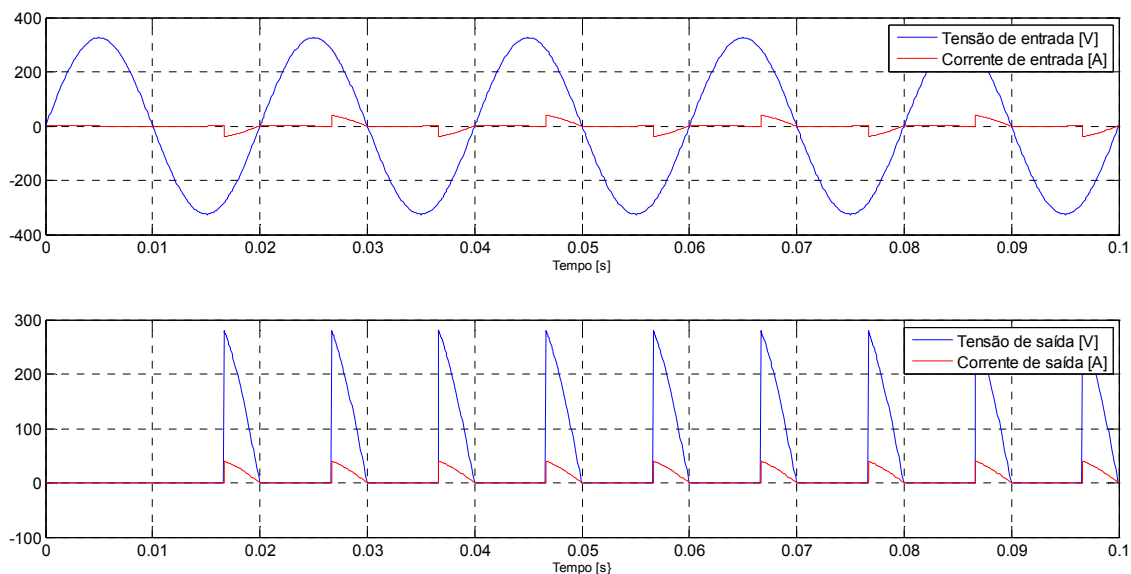


Figura 2.11 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do retificador monofásico totalmente controlado sem filtro para um ângulo de 120° .

Da mesma forma que os retificadores apresentados anteriormente, também aqui, o tipo de filtro do lado DC pode variar. O resultado da retificação totalmente controlada para uma saída com filtro capacitivo está representado na figura 2.12.

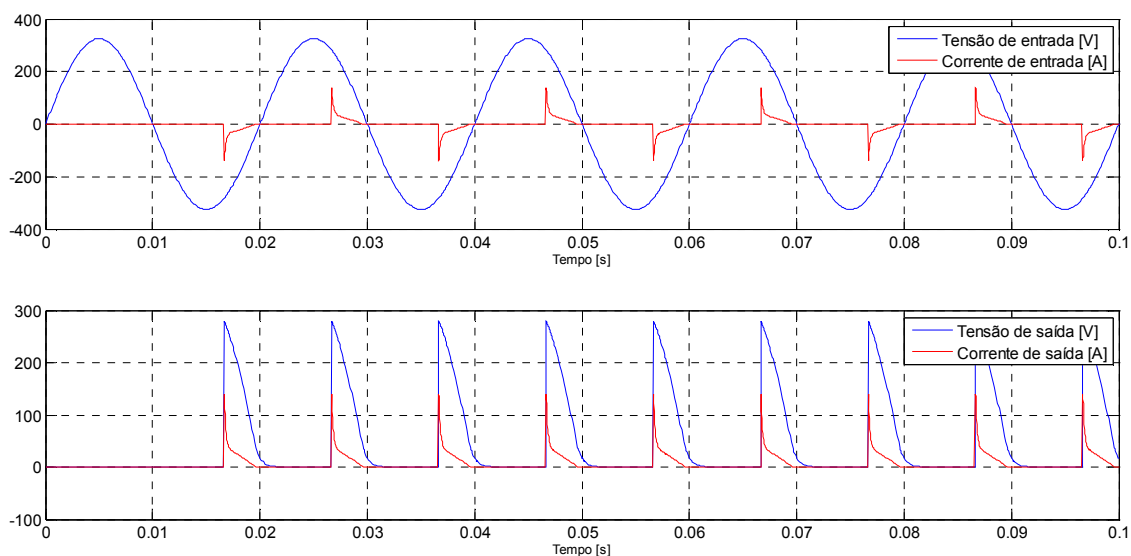


Figura 2.12 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do retificador monofásico totalmente controlado com filtro capacitivo para um ângulo de 120° .

Quando o rectificador passa a ter filtro indutivo, este apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída da figura 2.13.

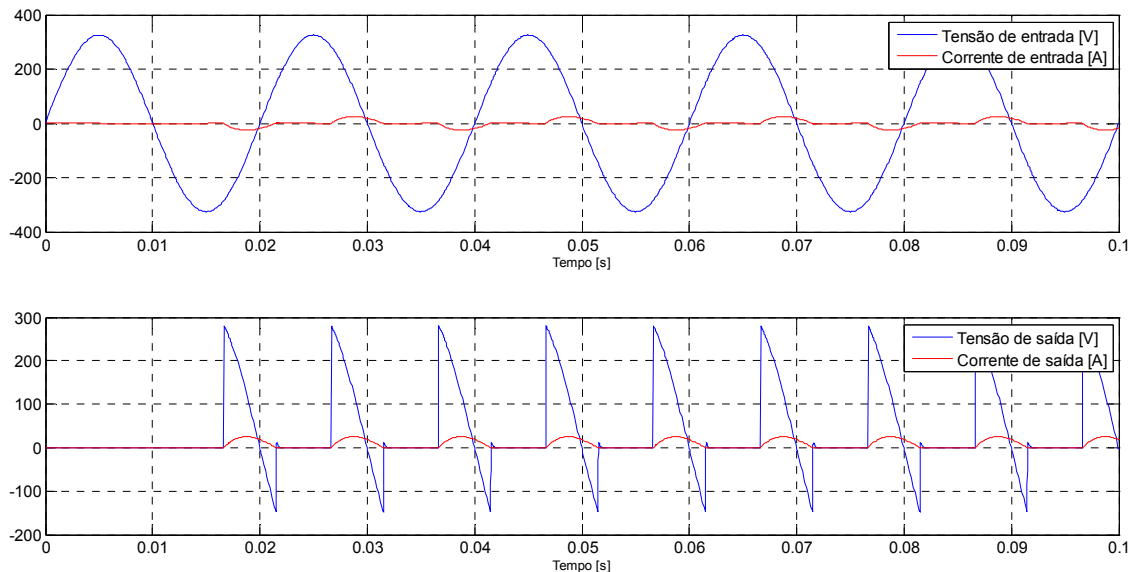


Figura 2.13 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do rectificador monofásico totalmente controlado com filtro indutivo para um ângulo de 120° .

As pontes totalmente controladas têm a sua principal utilização no accionamento de motores de corrente contínua quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão/corrente. Nestes circuitos não pode haver inversão da polaridade da corrente, mas a tensão sobre a carga pode-se tornar negativa, desde que exista um elemento indutivo que mantenha a circulação de corrente pelos tiristores, mesmo quando inversamente polarizados (figura 2.13).

Como se pôde verificar, em qualquer dos rectificadores, as formas de onda variam consoante o filtro que é aplicada ao rectificador. No caso de uma saída apenas com carga resistiva, as formas de onda na saída mantêm-se iguais às da tensão de entrada, quer para o rectificador não controlado quer a partir do momento de abertura dos tiristores no rectificador controlado. Quando o filtro é capacitivo ou indutivo, as formas de onda da tensão ou corrente apresentam menor *ripple*. No caso de um filtro capacitivo

é o *ripple* da tensão que diminui, diminuindo o *ripple* da corrente quando o filtro for indutivo.

Como na maioria das pontes rectificadoras, neste caso o circuito rectificador será constituído por tiristores. A topologia do rectificador será em ponte totalmente controlada, com os sinais de comando gerados a partir de um TCA 785. O funcionamento deste dispositivo será descrito mais em pormenor mais à frente.

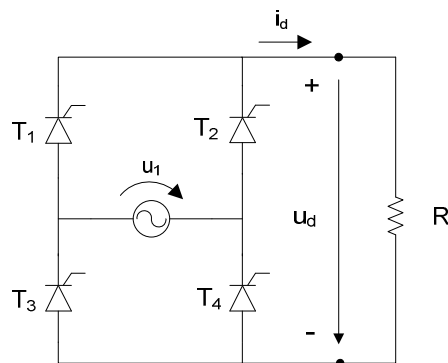


Figura 2.14 – Rectificador monofásico em ponte com carga resistiva.

O rectificador controlado monofásico com topologia em “ponte” está representado na figura 2.14. A tensão u_1 forma um sistema monofásico sinusoidal com valor eficaz U .

$$u_1 = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

Partindo do repouso, isto é, sem corrente no circuito, após $\omega t=0$ o tiristor T_1 e T_4 ficam polarizados directamente com metade da tensão u_1 em cada um deles: esse instante define o início da medição do ângulo de disparo. Se T_1 e T_4 fossem diodos começariam desde logo a conduzir, mas agora só serão disparados com um ângulo de atraso α , ou seja, em $\omega t= \alpha$. Como T_1 e T_4 ainda estão polarizado directamente (figura 2.15) inicia-se a passagem da corrente, nestas condições a tensão aplicada à resistência de carga passa a valer $u_d=u_1$ e a corrente pode exprimir-se por,

$$i_d = \frac{u_d}{R} = \frac{\sqrt{2}U}{R} \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

Os tiristores mantêm-se a conduzir até que a corrente que os atravessa tenda a inverter o sentido, isso só acontece em $\omega t = \pi$, altura em que T_1 e T_4 bloqueia e deixa novamente o circuito aberto: ângulo de condução neste caso vale $\gamma = \pi - \alpha$.

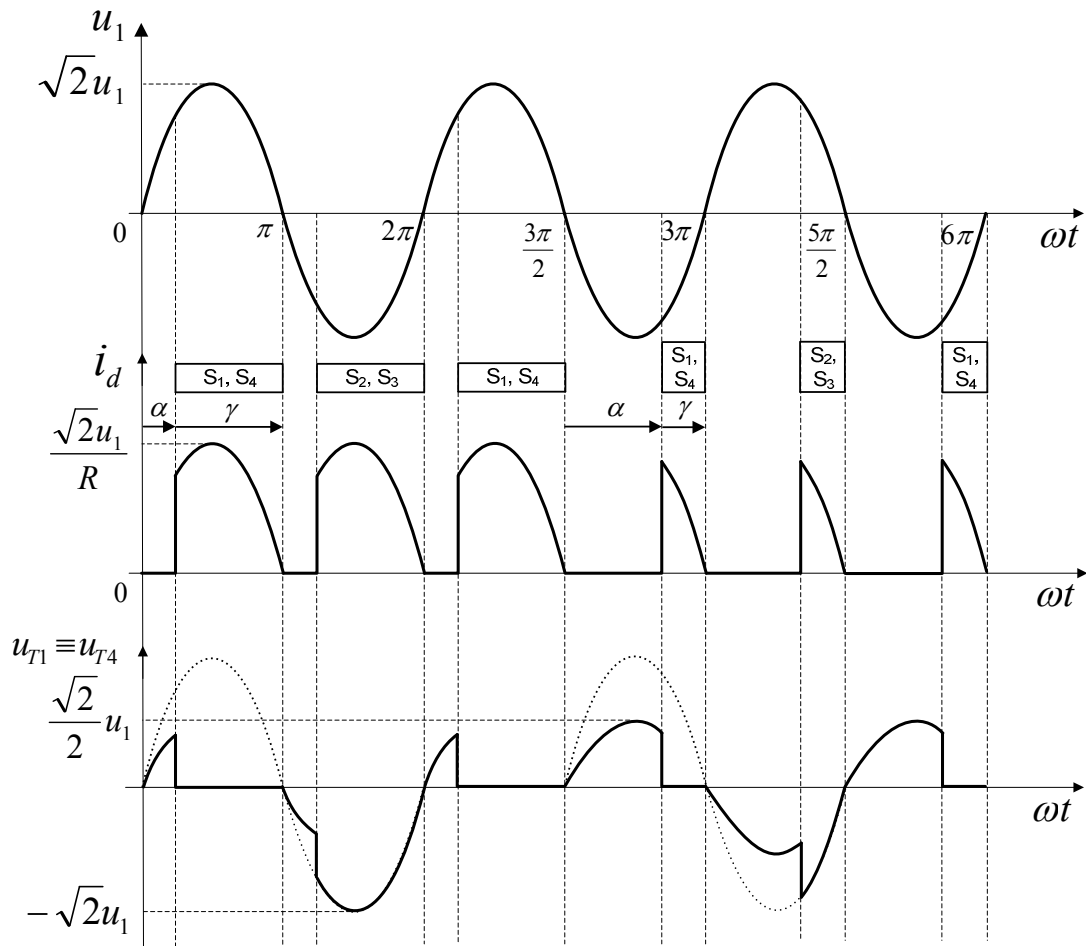


Figura 2.15 – Formas de onda de um rectificador totalmente controlado com carga resistiva.

Após $\omega t = \pi$ os tiristores T_1 e T_4 ficam polarizados inversamente, com metade da tensão u_1 (negativa) aos seus terminais, mas a partir daí T_2 e T_3 ficam polarizados directamente começando-se a medir o respectivo ângulo de disparo; quando o disparo surge, em $\omega t = \pi + \alpha$, T_2 e T_3 ficam a conduzir analogamente ao que anteriormente tinha sucedido com T_1 e T_4 .

O processo repete-se com os disparos seguintes, eventualmente variando α , para permitir regular o valor médio da tensão (e corrente) na carga. Neste circuito o ângulo de disparo pode variar na gama $0 \leq \alpha \leq \pi$. Sendo a carga ôhmica resulta $\gamma = \pi - \alpha$, donde se pode calcular o seguinte valor médio da tensão rectificadora:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} u_1(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U \sin(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} [1 + \cos(\alpha)] \quad (2.3)$$

Neste caso simples a corrente e a tensão rectificadora têm sempre a mesma forma. Vale a pena observar na figura 2.15 a evolução da tensão u_{T1} a que fica sujeito um tiristor (T_1 por exemplo) quando se encontra polarizado inversamente: se não há corrente na carga u_{T1} representa metade da tensão da fonte ($u_{T1} = u_1/2$), mas quando o outro par de tiristores (T_2 e T_4) estão a conduzir essa tensão passa a corresponder à tensão total da fonte. Por conseguinte, o valor da tensão inversa de pico repetitivo a que os tiristores ficam sujeitos neste circuito é igual ao valor da tensão da fonte:

$$(u_R)_{max} = \sqrt{2}U \quad (2.4)$$

A principal aplicação das pontes rectificadoras reside no accionamento de motores de corrente contínua quando é necessário operar em dois quadrantes do plano de tensão/corrente sendo possível devolver energia da carga para a fonte. Nesses circuitos não pode haver inversão da polaridade na corrente, mas a tensão sobre a carga pode-se tornar negativa, desde que exista um elemento indutivo que mantenha a circulação de corrente pelos tiristores, mesmo quando inversamente polarizados. Os pares T_1 e T_4 , T_2 e T_3 devem ser disparados simultaneamente a fim de garantir um caminho para a corrente através da fonte. No caso de corrente descontínua (corrente da carga vai a zero dentro de cada semi-ciclo da rede), os tiristores desligam-se quando a corrente for menor que a corrente de manutenção. No caso de corrente contínua, o par de tiristores desligará quando a polaridade da fonte se inverter e for disparado outro par de tiristores.

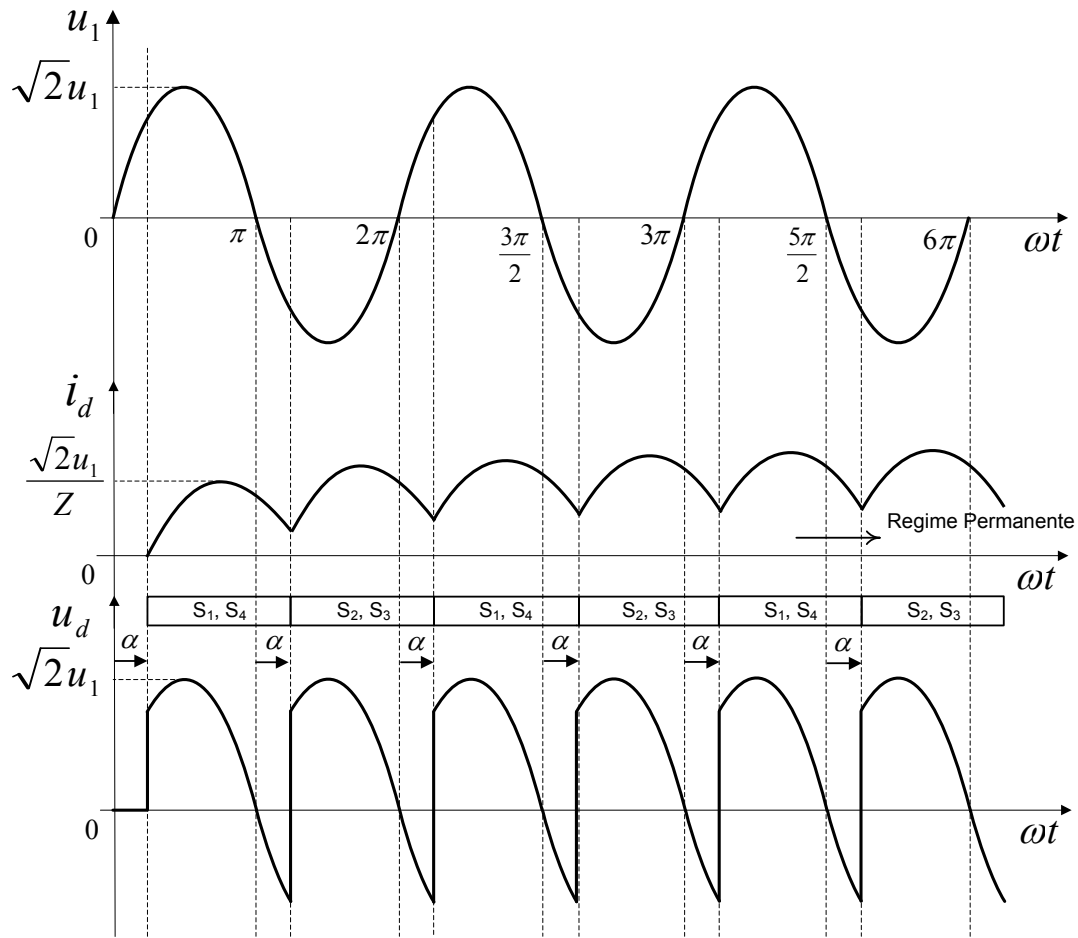


Figura 2.16 – Formas de onda de um rectificador totalmente controlado com carga indutiva.

Como se pode verificar na figura 2.16, se houver inversão de polaridade da tensão de entrada mas não for accionado o outro par de tiristores, a tensão aos terminais do rectificador será negativa.

2.3 Comando do Rectificador.

Um tiristor constitui um interruptor estático que passa ao estado de condução (fechado) mediante um curtíssimo impulso de corrente injectado através da junção porta-cátodo, desde que a tensão ânodo cátodo seja positiva ($V_{AK} > 0$). Por esta razão o impulso também é chamado de disparo.

O tiristor não dispõe de um comando para passar ao estado de corte (aberto); tal efeito acontece quando a corrente que o atravessa for inferior à corrente de sustentação, I_H (holding current). Ora esta ocorrência só se regista se for causada pelo próprio circuito de potência onde o tiristor está inserido.

A passagem do tiristor à condução através de um impulso de disparo na junção gate-cátodo requer a satisfação de duas condições a saber:

- O tiristor tem de estar polarizado directamente (tensão ânodo cátodo positiva);
- A corrente que o circuito de potência vai fazer circular através do tiristor tem de ser igual ou superior a um valor mínimo de lançamento, I_L (latching current).

Na prática os disparos são lançados através de transformadores de impulso (figura 2.18) que permitem manter o isolamento galvânico do circuito electrónico de sinal que gera os impulsos relativamente ao circuito de potência.

Como as correntes de disparo de tiristores devem ser impulsivas, com muito curta duração (na ordem do décimo de milissegundo) e, por vezes, repetidas em sequências ou trens de vários milhares por segundo, utilizam-se para este fim transformadores muito pequenos com núcleo de ferrite. Geralmente são dispositivos encapsulados com a forma ilustrada na figura 2.18.0

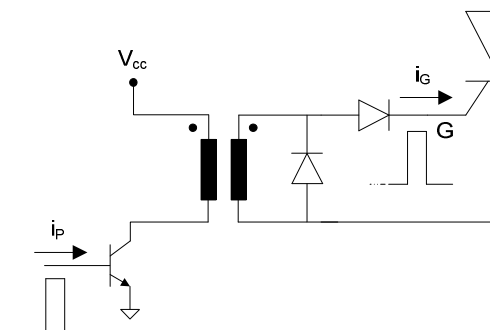


Figura 2.17 – Esquema de comando de um tiristor utilizando transf. de impulso.

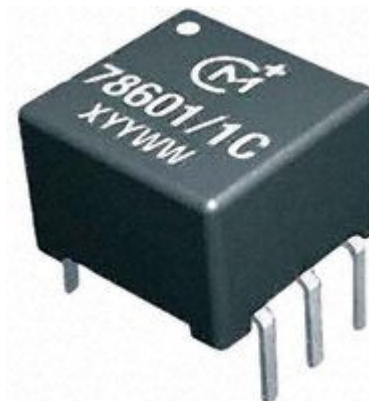


Figura 2.18 – Aspecto típico de um transformador de impulso.

O funcionamento seguro destes dispositivos está limitado não só pelo valor eficaz e pelo valor de pico admissível da intensidade de corrente a injectar, mas também pelo fluxo máximo admissível sem atingir a saturação do núcleo. Este último vem caracterizado pelo fabricante em volt.segundo; deve ser assegurado que o integral da tensão aplicada no excede aquele valor.

$$\int_0^{t_{on}} v_p \cdot dt < \Phi_{max} \quad (2.5)$$

2.3.1 Circuito de geração de impulsos para disparo de tiristores

Para a geração dos sinais de disparo do rectificador a implementar no trabalho será utilizado um circuito integrado TCA 785. Como este integrado faz uso das funções auxiliares tipo rampa (dente de serra), é possível a geração de impulsos que podem variar entre um ângulo de 0° e 180° em cada alternância da tensão da rede, e que podem posteriormente ser aplicados a um circuito de disparo. Em particular este integrado permite gerar dois sinais de disparo, desfasados de 180°, próprio para o comando de tiristores montados em ponte. É um integrado prático e versátil pois permite ao utilizador a definição de vários parâmetros como, a amplitude do dente de serra, largura de impulso e ângulo de disparo.

Quando existe diferença significativa na ordem de grandeza das tensões usadas no circuito de potência, onde o tiristor está inserido, e as usadas nos circuitos de comando do tiristor e controlo da potência a fornecer à carga, o acoplamento entre o circuito de controlo e de comando e a porta do tiristor necessita de ser efectuado com isolamento galvânico (por transformador ou acoplamento óptico).

O disparo do tiristor com acoplamento por transformador é um processo adequado para enviar o sinal de disparo à porta do tiristor, sob a forma de um impulso ou de um trem de impulsos, mas incompatível com a transmissão de um sinal contínuo. Na situação de disparo por impulso(s), deve garantir-

se uma corrente e tensão de comando acima de I_{GK} e V_{GK} (respectivamente, o valor mínimo da corrente e tensão porta cátodo que ainda dispara o tiristor) o tempo suficiente para que a corrente de ânodo exceda o valor da corrente de lançamento I_L , sem, no entanto, exceder a máxima potência admissível na porta.

Neste contexto, o conhecimento das características do terminal de porta do tiristor é importante pois o início da condução do dispositivo, polarizado directamente, é determinado, geralmente, injectando um impulso de corrente na porta. Para garantir o disparo, aquele impulso de corrente deve ter uma amplitude e duração convenientes, além de que a tensão porta cátodo deve sempre superar um valor mínimo.

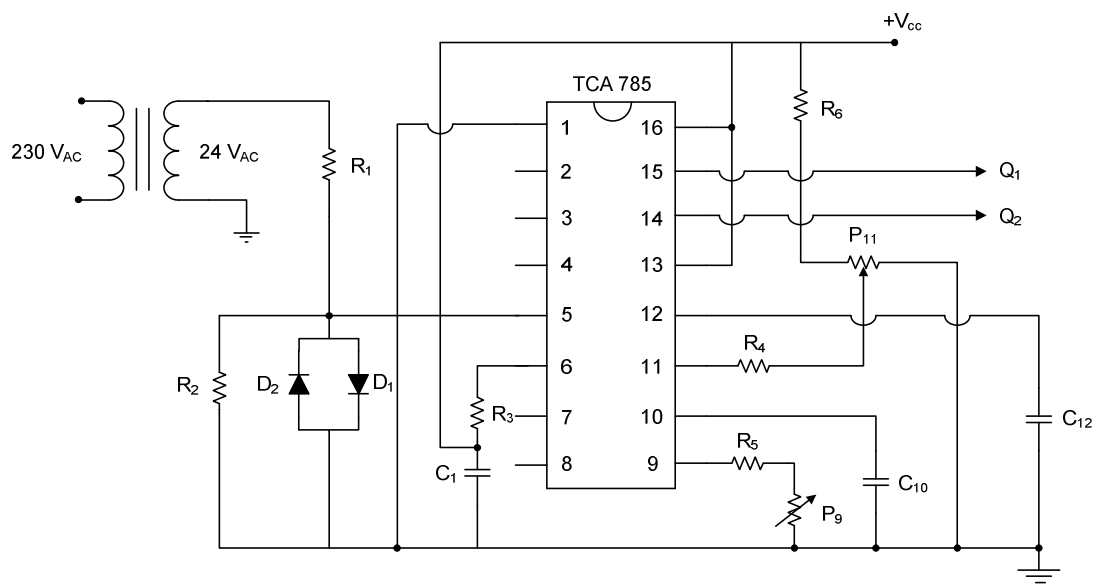


Figura 2.19 – Circuito de geração de sinais de disparo dos tiristores.

Este circuito tem como elemento principal o circuito integrado TCA 784. Na figura 2.20 [7] é apresentado o seu diagrama de blocos.

Internamente o integrado pode ser alimentado por uma tensão regulada de 3,1V, que pode ser obtida no pino 8. O sincronismo é obtido através de um detector de zero (pino 5) ligados a uma memória de sincronismo.

O gerador de rampa, cujo controlo está na unidade lógica, provém de uma fonte de corrente constante, carregando assim o condensador C_{10} . Esta corrente é controlada pelo potenciómetro P_9 . Este potenciómetro tem como

finalidade o ajuste da amplitude de rampa, que vai a zero, sempre que a tensão de sincronismo passa por zero, devido à saturação do transistor T_1 que está em paralelo com o condensador, como está indicado na figura 2.20.

O condensador de controlo compara a tensão de rampa com a tensão de controlo: quando as tensões forem iguais, o condensador envia impulsos às saídas através da unidade lógica.

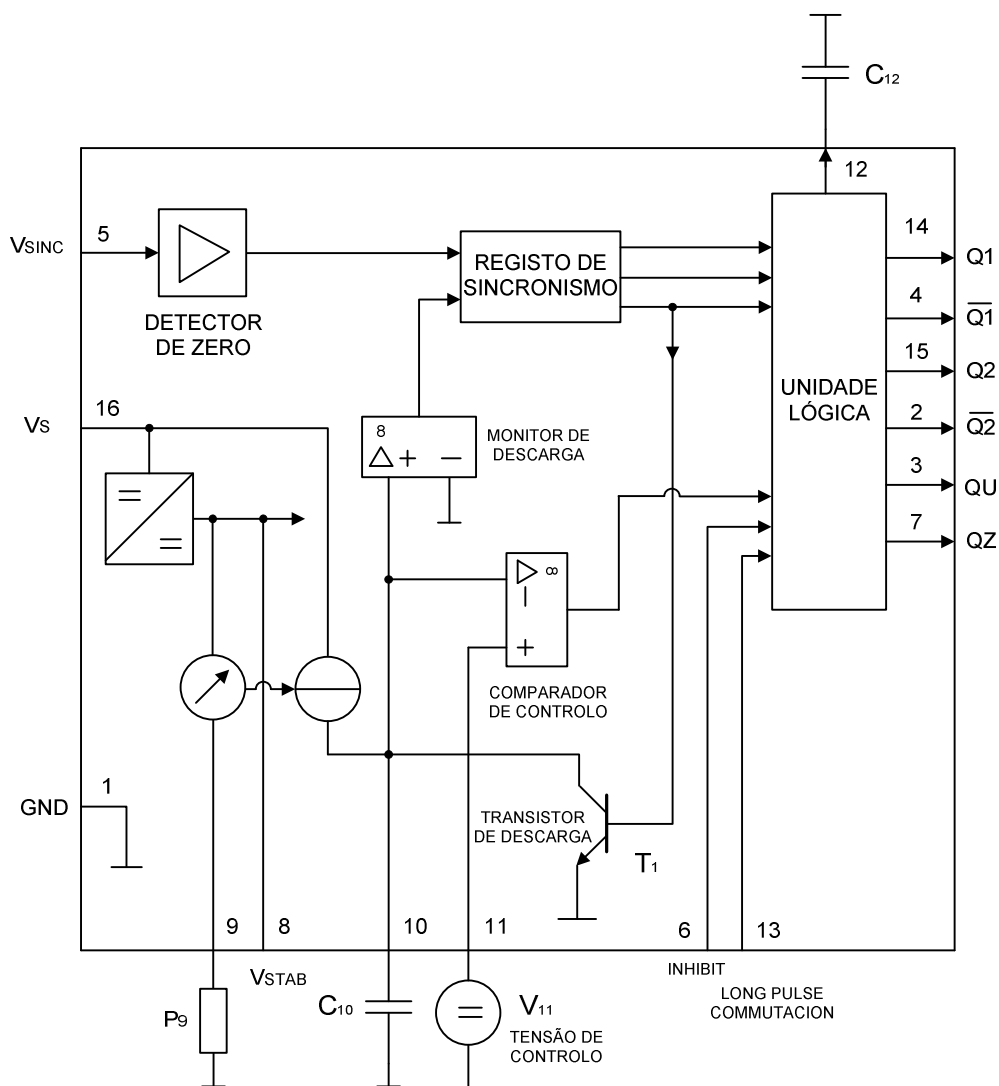


Figura 2.20 [6] – Diagrama de blocos representativo do TCA 784.

No pino 15 são obtidos impulsos positivos no semi-ciclo positivo de tensão de sincronismo, desfasado 180° entre si (Figura 2.21) [7]. Esses

impulsos têm as suas larguras determinadas pela ligação de um condensador externo C_{12} , entre o pino 12 e a massa.

Para aplicações com TRIACs pode usar-se a saída 7, que fornece um impulso correspondente à sua lógica NOR nos pinos 14 e 15. O pino 6 quando ligado a um relé ou a um transistor PNP inibe todas as saídas do TCA 784.

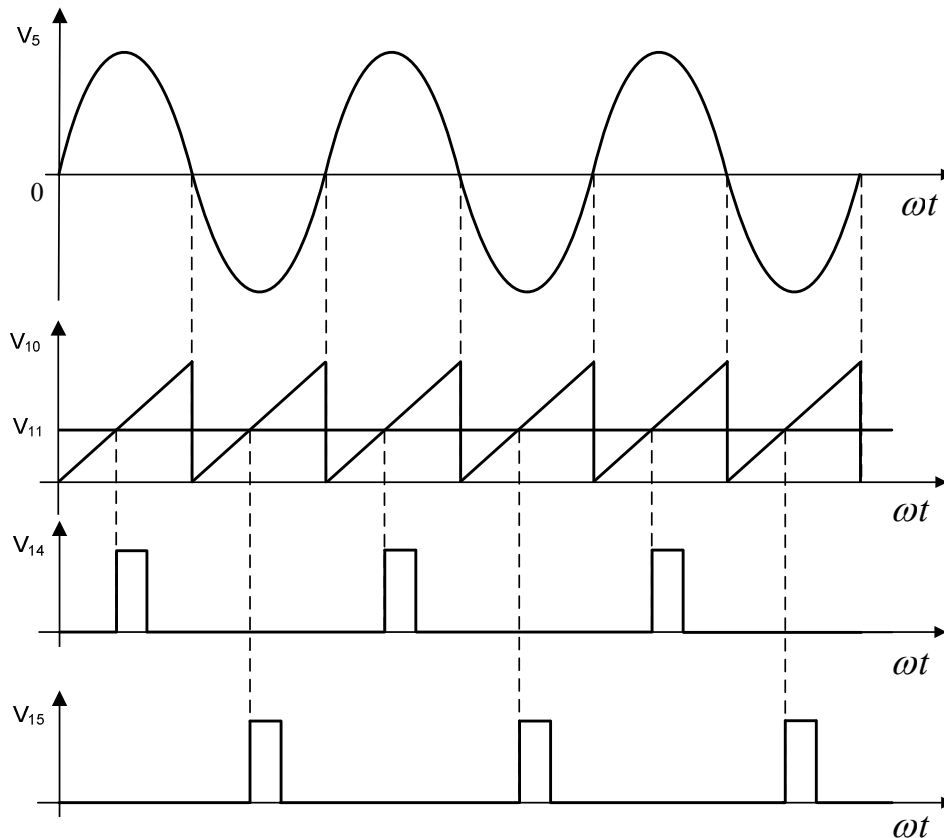


Figura 2.21 – Diagrama temporal dos sinais do TCA.

Resumindo na Figura 2.22 [5] está representado o diagrama de blocos de princípio para geração dos sinais de comando para o rectificador monofásico.

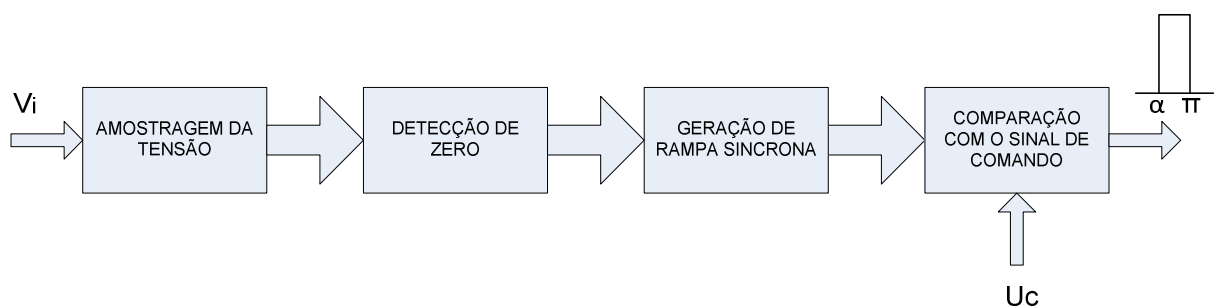


Figura 2.22 – Diagrama de blocos de princípio para geração de sinais de disparo de pontes rectificadoras monofásicas.

2.3.2 Circuito de disparo.

Usualmente os circuitos usados para o disparo dos tiristores têm isolamento galvânico. Este facto deve-se não só à diferença na ordem de grandeza das tensões usadas no circuito de potência, onde o tiristor está inserido, e as usadas nos circuitos de comando e disparo do tiristor, mas também ao facto de, geralmente, os terminais de comando do tiristor estarem a potenciais diferentes dos da massa dos circuitos de potência, bem como à necessidade de protecção de pessoas e equipamentos.

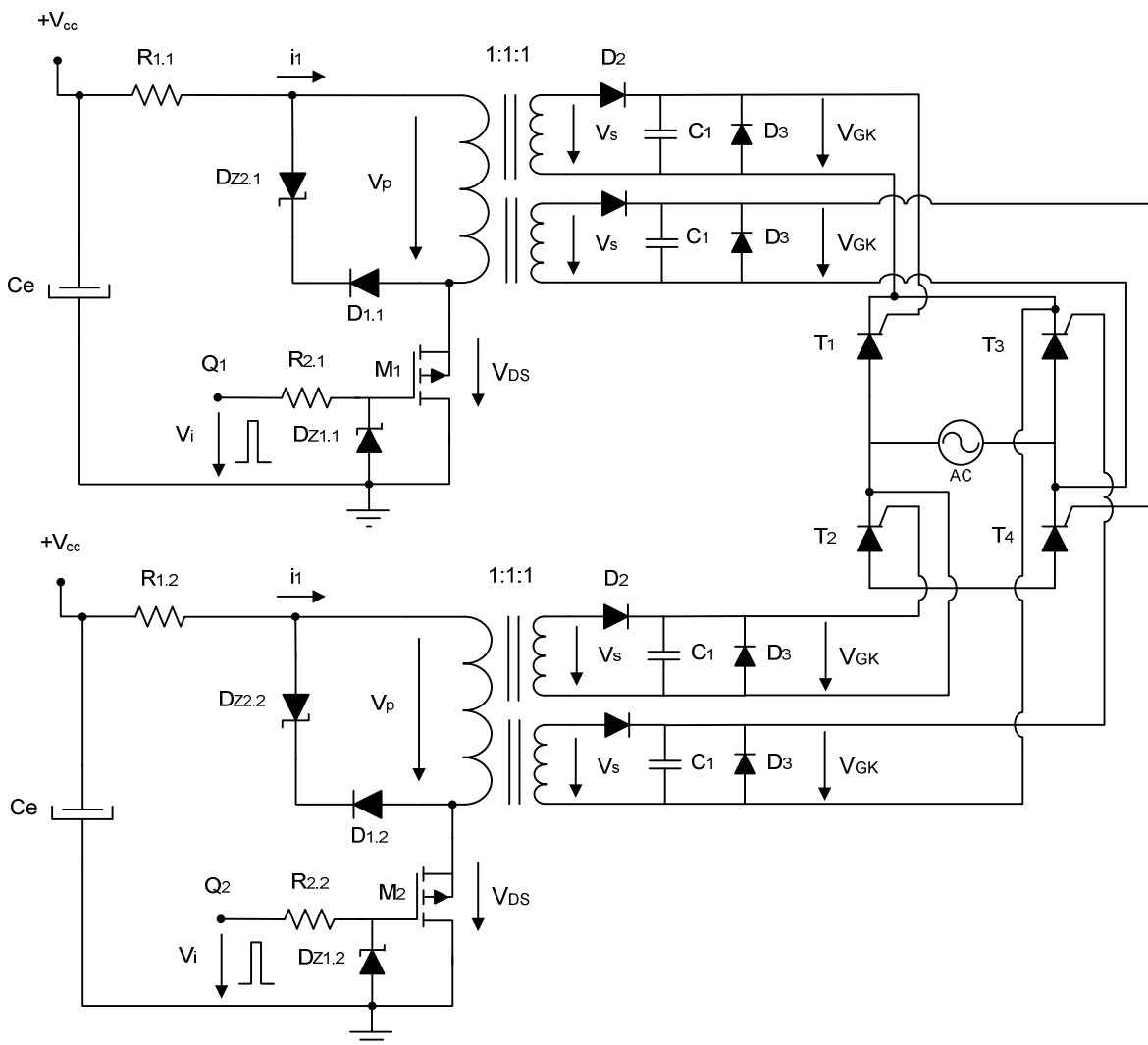


Figura 2.23 – Circuito de disparo dos tiristores com isolamento galvânico por transformadores de impulsos.

Das técnicas usadas para transmitir sinais com isolamento galvânico, o transformador de impulsos e o acoplamento óptico (opto-acoplador ou fibra-óptica para tensões mais elevadas), são as mais comuns: *i*) no caso do transformador o sinal de comando é transmitido com a potência necessária ao ataque da porta do semiconductor, porém, é necessário assegurar que o seu circuito magnético não satura, havendo a necessidade de circuitos auxiliares para garantir que o valor médio da tensão aplicada seja nulo; *ii*) no caso de acoplamento óptico é necessário amplificar o sinal após a transmissão o que requer fontes de tensão isoladas, o entanto, é possível transmitir uma grande variedade de sinais, limitados apenas pela largura de banda do sistema.

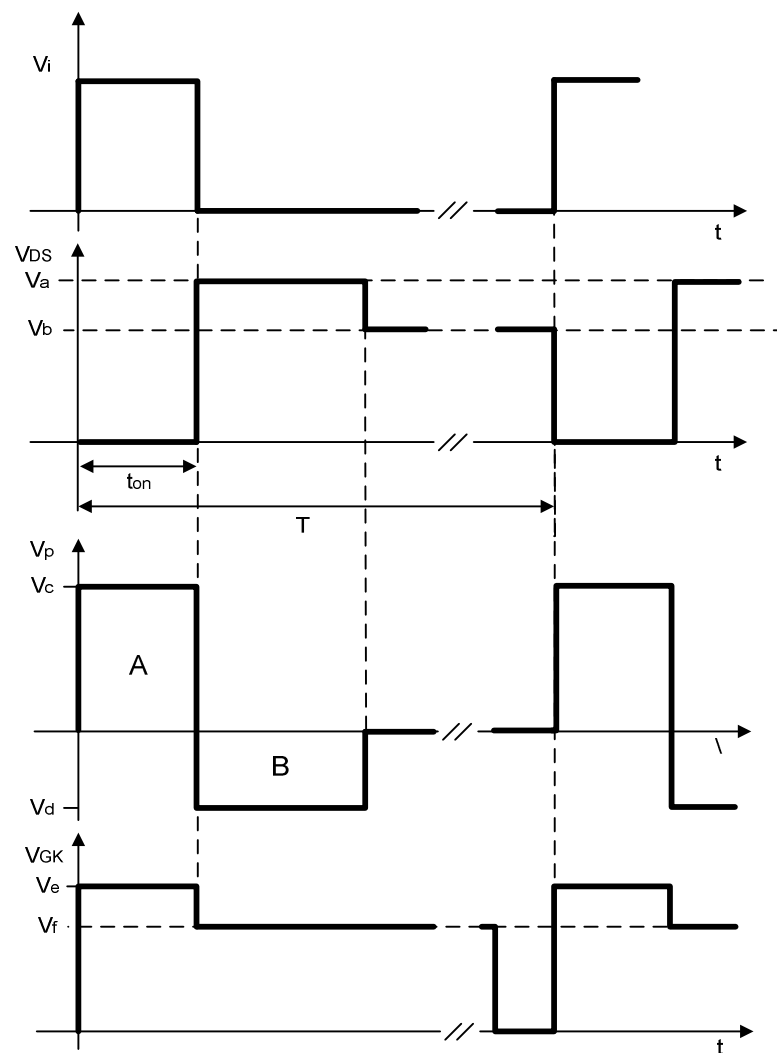


Figura 2.24 – Formas de onda mais significativas do circuito de disparo.

Na figura 2.23 [5] apresenta-se o circuito de disparo da ponte rectificadora a tiristores com isolamento galvânico por transformadores de impulsos. Conhecendo-se os valores i_{GK} e v_{GK} dados pelo fabricante para o disparo do tiristor é possível dimensionar os parâmetros do circuito da figura 2.23.

Supondo que a tensão v_i , no circuito, tem um valor que coloca o MOSFET M_1 à condução, a tensão aos terminais do primário do transformador v_p de impulsos vale, figura 2.24,

$$v_p = v_s = V_{cc} - v_{DS} - R_1 i_1 \quad (2.6)$$

aproximadamente igual à tensão v_s , pois a relação do número de espiras é normalmente 1:1. Assim, o diodo D_2 conduz e a tensão aplicada no comando do tiristor vale, figura 2.24,

$$v_{GK} = v_e = v_p - v_{D2} \quad (2.7)$$

Uma vez que $i_{GK}=i_1$, então:

$$R_1 = \frac{V_{cc} - v_{DS} - v_1}{i_{GK}} \quad (2.8)$$

Quando a tensão v_i se anula, e o MOSFET passa ao corte, passando a tensão aos seus terminais para, figura 2.24,

$$v_{DS} = v_a = V_{cc} + v_{D1} + v_z \quad (2.9)$$

neste instante a tensão aplicada ao primário, figura 2.24,

$$v_1 = v_d = -v_z - v_{D1} \quad (2.10)$$

que provoca a desmagnetização do núcleo do transformador, ficando neste valor até a área B ser igual à área A, figura 2.24. Quando isto acontecer o núcleo do transformador está desmagnetizado e a tensão aos terminais do MOSFET desce para $v_{DS}=V_{CC}=v_b$. Após a aplicação do impulso, a tensão aos terminais de comando do tiristor tem um valor, dependendo do estado de condução do mesmo (D_2 ao corte). Se este estiver ao corte vale zero, $v_{GK}=v_f=0$,

se estiver à condução, a junção PN (porta cátodo) está directamente polarizada e $v_{GK}=v_f=0,7$. Geralmente, pode utilizar-se um único impulso para o colocar à condução. No entanto, se a carga for predominantemente indutiva, é preferível a aplicação de um trem de impulsos suficientemente longo, de modo a garantir o disparo seguro do tiristor cuja corrente demore alguns instantes a atingir o valor da corrente de lançamento, sem que isso implique um aumento significativo da potência dissipada na porta.

2.3.3 Controlo da Tensão do Rectificador.

Tendo como finalidade o controlo da tensão de saída do rectificador monofásico a tiristores é necessário projectar um circuito de controlo. Este circuito terá por base a integração de um sinal de erro. Este sinal de erro será obtido através da comparação entre a amostragem da tensão de saída do rectificador e um sinal de referência. Este sinal de erro será aplicado ao um circuito de compensação de forma a originar um sinal de comando u_C .

Este circuito de compensação, usualmente designado por compensador PID, será dimensionado de acordo com a topologia do sistema a ser controlado. O seu projecto e dimensionamento são apresentados na secção 3.3.

2.3.3.1 Sistema de controlo.

Para o controlo em cadeia fechada da tensão de saída de um rectificador temos de considerar inicialmente o tipo de carga a jusante do rectificador.

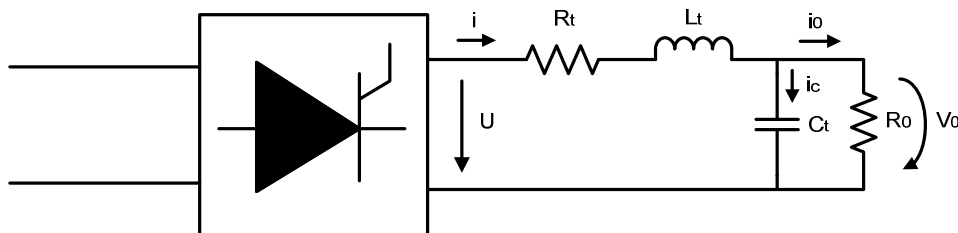


Figura 2.25 – Conjunto rectificador, filtro RLC e carga R_o .

Definida a constituição do sistema, estamos em condições de determinar a função de transferência.

$$U = R_t \cdot i + L_t \cdot \frac{di}{dt} + V_0 \quad (2.11)$$

Aplicando transformadas de Laplace à equação anterior,

$$U(s) = R_t \cdot I(s) + s \cdot L_t \cdot I(s) + V_0(s) \quad (2.12)$$

Por outro lado,

$$i = i_c + i_0 \quad (2.13)$$

$$i = C_t \cdot \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R_0} \quad (2.14)$$

Aplicando transformadas de Laplace,

$$I(s) = s \cdot C_t \cdot V_0(s) + \frac{1}{R_0} V_0(s) \quad (2.15)$$

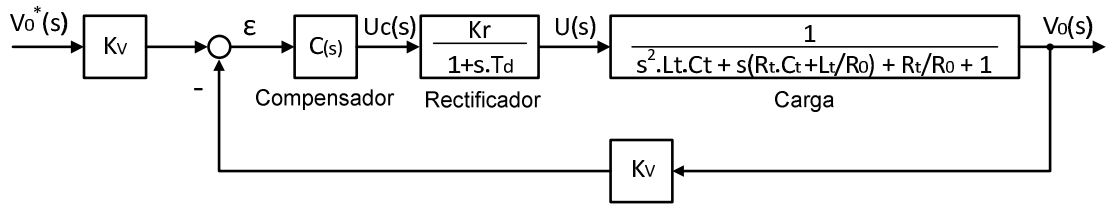
Substituindo (2.15) em (2.12)

$$U(s) = \left[s \cdot C_t \cdot V_0(s) + \frac{1}{R_0} \cdot V_0(s) \right] \cdot [R_t + s \cdot L_t] + V_0(s) \quad (2.16)$$

$$U(s) = s \cdot R_t \cdot C_t V_0(s) + s^2 L_t \cdot C_t \cdot V_0(s) + \frac{R_t}{R_0} \cdot V_0(s) + s \cdot \frac{L_t}{R_0} \cdot V_0(s) + V_0(s) \quad (2.17)$$

$$\frac{V_0(s)}{U(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L_t \cdot C_t + s \cdot \left(L_t \cdot C_t + \frac{L_t}{R_0} \right) + \frac{R_t}{R_0} + 1} \quad (2.18)$$

Diagrama de Blocos:

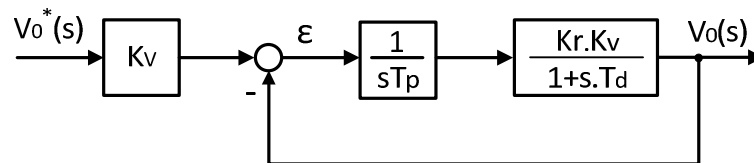


Sabendo que num compensador PID:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + s.K_d = \frac{s^2.K_d + s.K_p + K_i}{s} \quad (2.19)$$

E admitindo que:

$$K_d = L_t.C_t \quad K_p = R_t.C_t + \frac{L_t}{R_0} \quad K_i = \frac{R_t}{R_0} + 1$$



Função de transferência global:

$$\frac{V_0(s)}{V_0^*(s)} = \frac{\frac{K_R.K_V}{T_p.T_d}}{s^2 + s.\frac{1}{T_d} + \frac{K_R.K_V}{T_p.T_d}} \quad (2.20)$$

Função de transferência de um sistema de 2ª ordem:

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_0 + \omega_0^2} \quad (2.21)$$

Considerar um factor de amortecimento, $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$

$$2.\xi.\omega_0 = \frac{1}{T_d} \quad (2.22)$$

$$\omega_0^2 = \frac{K_R \cdot K_V}{T_p \cdot T_d} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.22) em (2.23),

$$T_p = 2 \cdot T_d \cdot K_R \cdot K_V \quad (2.24)$$

Sendo [1],

$$K_R = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot E}{u_{cmax}} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \quad (2.25)$$

$$T_d = \frac{T}{2 \cdot p} \quad (2.26)$$

Conclui-se então que a resposta é independente da carga do sistema.

Síntese do Controlador:

$$\frac{u_c}{\varepsilon} = \frac{s^2 \cdot L_t \cdot C_t + s \left(R_t \cdot C_t + \frac{L_t}{R_0} \right) + \frac{R_t}{R_0} + 1}{s \cdot T_p} = s \cdot \frac{L_t \cdot C_t}{T_p} + \frac{R_t \cdot C_t + \frac{L_t}{R_0}}{T_p} + \frac{1}{s} \cdot \frac{\frac{R_t}{R_0} + 1}{T_p}$$

Considerando a equação anterior do tipo,

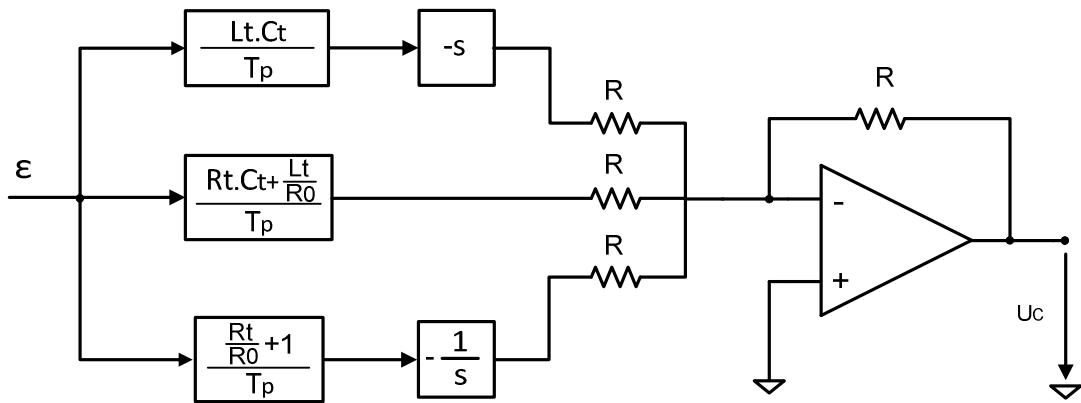
$$A \cdot s + B + \frac{C}{s}$$

Então temos,

$$A = \frac{L_t \cdot C_t}{T_p} \quad (2.27)$$

$$B = \frac{R_t \cdot C_t + \frac{L_t}{R_0}}{T_p} \quad (2.28)$$

$$C = \frac{\frac{R_t}{R_0} + 1}{T_p} \quad (2.29)$$



2.3.3.2 Integrador de Miller.

Para a execução experimental da componente integral será implemento um Integrador com limitação de ganho DC [4]. Com a introdução de uma resistência R_p em paralelo com o condensador C_1 , assegurasse uma realimentação negativa bem como um ganho finito em DC.

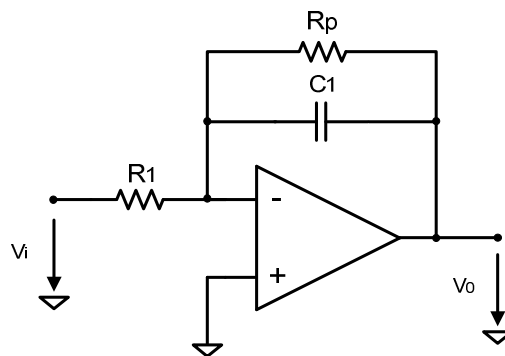


Figura 2.26 – Integrador de Miller.

Para ao circuito da figura 2.26, no domínio da frequência, e tendo em conta que se trata de uma montagem do tipo inversor, pode escrever-se,

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{1}{s \cdot C_1} // R_p}{R_i} = \left(-\frac{R_p}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + s \cdot C_1 \cdot R_p}\right) \quad (2.30)$$

A função de transferência apresenta um pólo em $s=-1/C_1R_p$ e não tem zeros. Na figura 2.27 é apresenta-se a resposta assintótica da resposta em

frequência do ganho do integrador de Miller, equação anterior. Para baixas frequências o ganho é limitado ao valor R_p/R_1 até à frequência do pólo $s=-1/C_1R_p$, a resposta apresenta então um comportamento integral diminuindo para altas-frequências.

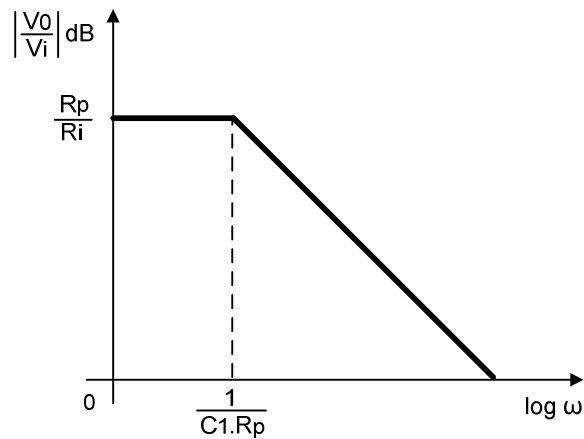


Figura 2.27 – Aproximação assintótica da resposta em frequência do ganho do integrador de Miller.

Quando se dimensiona um compensador, ainda que se possam calcular os parâmetros com base no estudo em cadeia fechada (se este for conhecido), na prática não é possível prever com exactidão os seus valores, sendo normalmente necessário efectuar ajustes finos. É pois necessário que a montagem utilizada esteja preparada para este efeito.

2.4 Inversor de Tensão.

O sistema de alimentação de um transformador de alta tensão é constituído por um inversor de tensão. Os inversores de tensão são conversores estáticos destinados a controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga em corrente alternada monofásica ou polifásica, com controlo dos níveis do valor eficaz da tensão e da frequência, dependendo da aplicação. Considerando sistemas monofásicos, os inversores podem apresentar dois tipos de topologias, sendo a configuração “em ponte” a mais utilizada.

As principais aplicações dos inversores de tensão são as seguintes:

- Accionamento de máquinas eléctricas de corrente alternada;
- Sistemas de alimentação ininterrupta, em tensão, a partir de baterias;
- Aquecimento indutivo;
- Fontes comutadas.

Neste trabalho será utilizado o inversor monofásico com a sua configuração “em ponte”, como o que está representado na figura 2.28.

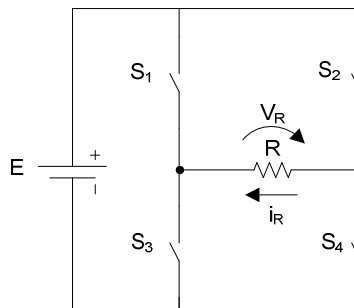


Figura 2.28 – Inversor Monofásico em ponte com carga resistiva.

Onde :

S_{1,2,3,4} – Interruptores Genéricos

R – Resistência de carga

E – Fonte de Alimentação

As formas de onda correspondentes estão representadas na figura 2.29.

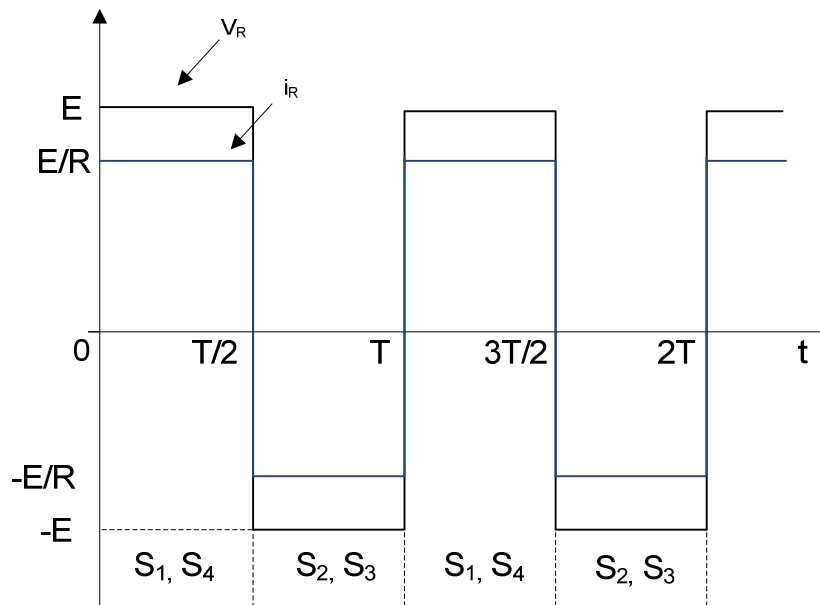


Figura 2.29 – Tensão e corrente na carga para o circuito da figura 2.28.

Quando S_1 e S_4 conduzem, a tensão de carga é igual a E .

Quando S_2 e S_3 conduzem, a tensão na carga torna-se igual a $-E$.

Se a carga for indutiva, devem ser adicionados diodos de roda livre $D_{1,2,3,4}$, como está representado na figura 2.30, onde também aparecem as 4 etapas de funcionamento da estrutura.

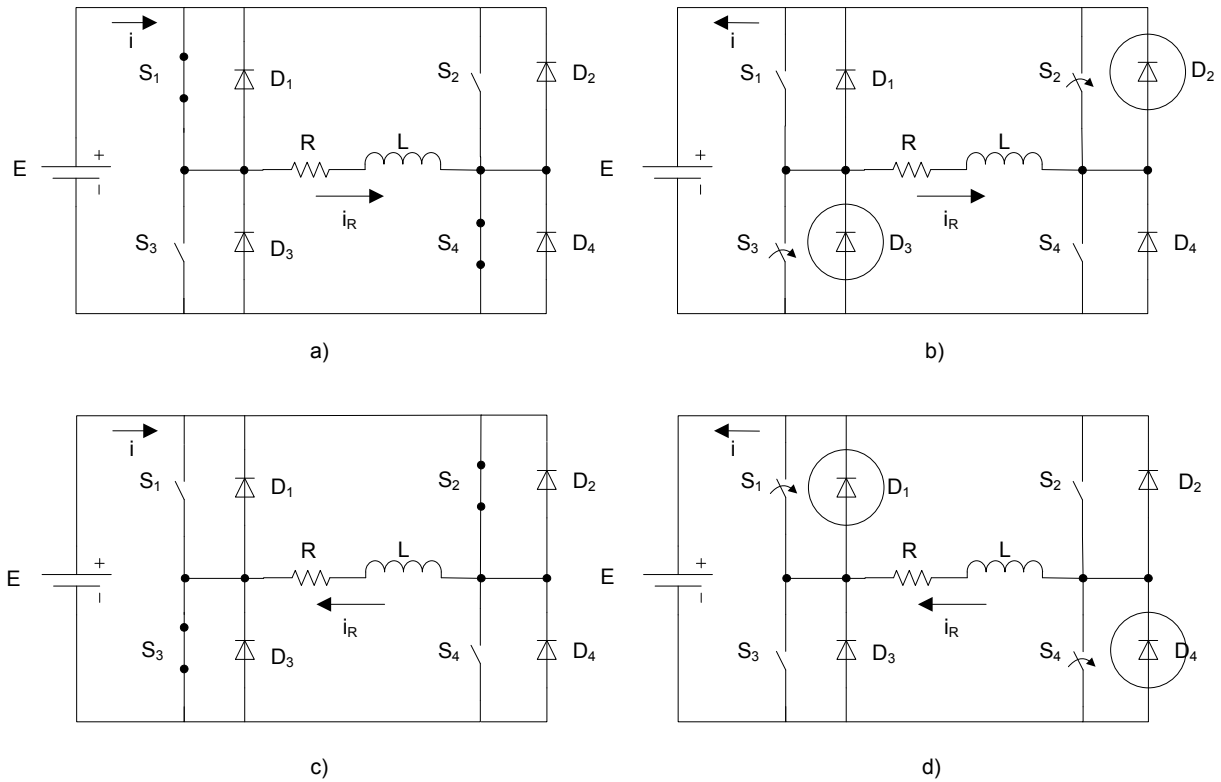


Figura 2.30 – Etapas de funcionamento para carga indutiva.

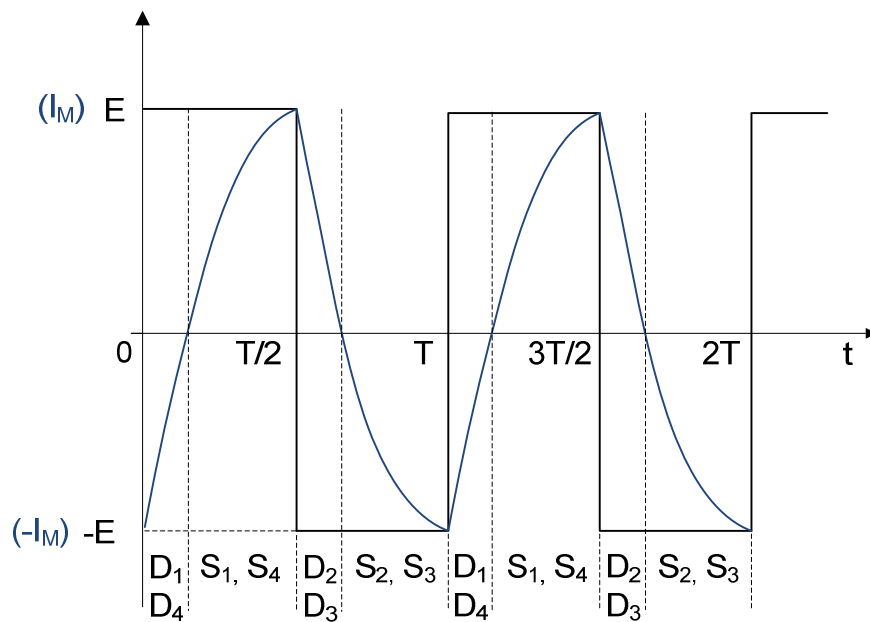


Figura 2.31 – Formas de onda para o circuito da figura 2.30.

Para o circuito da figura 2.30 funcionar correctamente é necessário que a fonte E seja reversível em corrente, para os casos em que a carga é indutiva.

2.4.1 Estratégias de Modulação.

O princípio de funcionamento do inversor de tensão está intimamente ligado a uma estratégia de modulação, isto é, o processo de mudança de estado dos componentes electrónicos num conversor. Diversas são as estratégias de modulação propostas, entre as quais se podem citar a modulação por impulso único, por largura de impulsos múltiplos e iguais entre si, por largura de impulsos optimizada (PWM optimizada) e por largura de impulso sinusoidal (SPWM).

A modulação por largura de pulso varia a razão cíclica aplicada aos interruptores com uma alta frequência de comutação com o intuito de suprir uma determinada tensão ou corrente na saída em baixa frequência, ou seja, tem-se como objectivo criar uma sequência de pulsos que devem ter o mesmo valor fundamental de uma referência desejada. Todavia, nesta sequência de impulsos existem conteúdos harmónicos indesejados que devem ser minimizados.

Entre os pontos positivos da vasta utilização da SPWM na indústria destacam-se a operação em frequência fixa e o conteúdo harmónico deslocado para altas frequências utilizando-se uma portadora. O emprego de frequência fixa aperfeiçoa o projecto dos componentes magnéticos, tendo em vista que em aplicações onde a frequência é variável os componentes magnéticos devem ser projectados para toda a faixa de frequência utilizada. Quando o conteúdo harmónico se concentra nas altas frequências tem-se uma diminuição de dimensão, peso e custo dos componentes do filtro.

Na SPWM de dois níveis, também conhecida como SPWM bipolar (figura 2.32), o sinal de referência V_{ref} é comparado com um sinal triangular V_{tri} na frequência de comutação de modo a se obter os impulsos de comando para os interruptores do inversor. No caso do inversor em ponte completa, quando o valor de referência é maior do que o valor da portadora, o respectivo braço comandado é comutado para o valor da tensão contínua do barramento de entrada. Quando o valor de referência é menor que o valor da portadora tem-se o valor da tensão de entrada invertido na saída do estágio inversor. A figura

2.32 mostra a comparação dos sinais V_{tri} e V_{ref} e a respectiva tensão na saída do bloco inversor (V_{ab}).

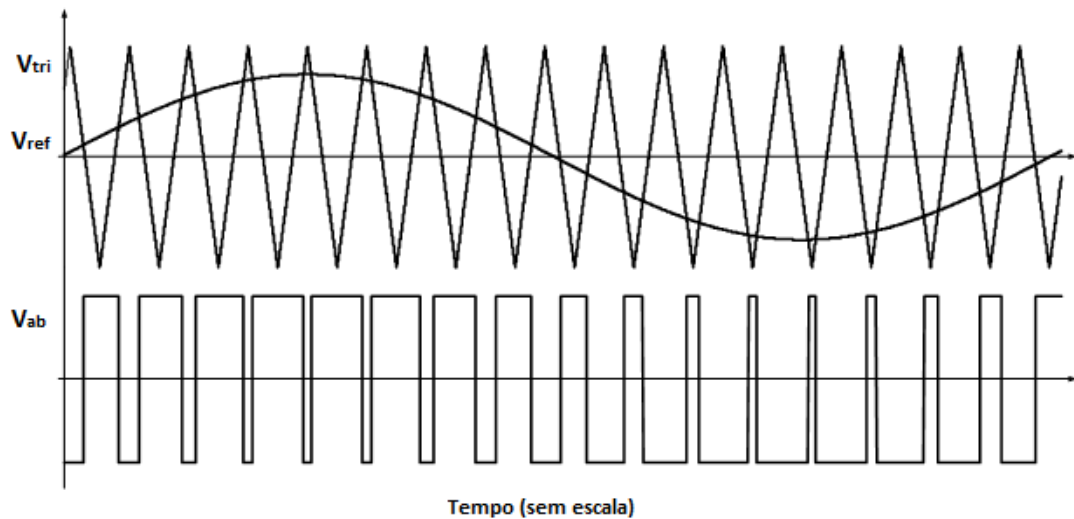


Figura 2.32 – PWM sinusoidal bipolar.

A largura dos impulsos enviados para os interruptores depende da amplitude da referência sinusoidal de tensão, fazendo com que a tensão V_{ab} tenha uma componente fundamental na mesma frequência da tensão de referência e o conteúdo harmônico deslocado em torno da frequência da portadora V_{tri} . Esta modulação apresenta a característica de possuir um único comando para cada dois interruptores, como por exemplo, S_1 e S_4 . Nos outros dois interruptores pode-se usar, idealmente, um comando complementar.

De maneira similar, a modulação por largura de pulso sinusoidal de três níveis (figura 2.33), ou SPWM unipolar, também visa deslocar o conteúdo harmônico para as altas frequências. A diferença é que os interruptores S_1 e S_2 ou S_3 e S_4 também podem conduzir simultaneamente.

O sinal de referência V_{ref} é comparado com um sinal triangular V_{tri} na frequência de comutação de modo a se obter os impulsos de comando para os interruptores de um braço do inversor, S_1 e S_4 , por exemplo. Já os impulsos de comando para o outro braço são obtidos através da comparação do sinal de referência com uma outra portadora triangular V_{tri2} , complementar a V_{tri} .

A modulação por largura de impulso sinusoidal unipolar pode ser visualizada na figura 2.33 [6].

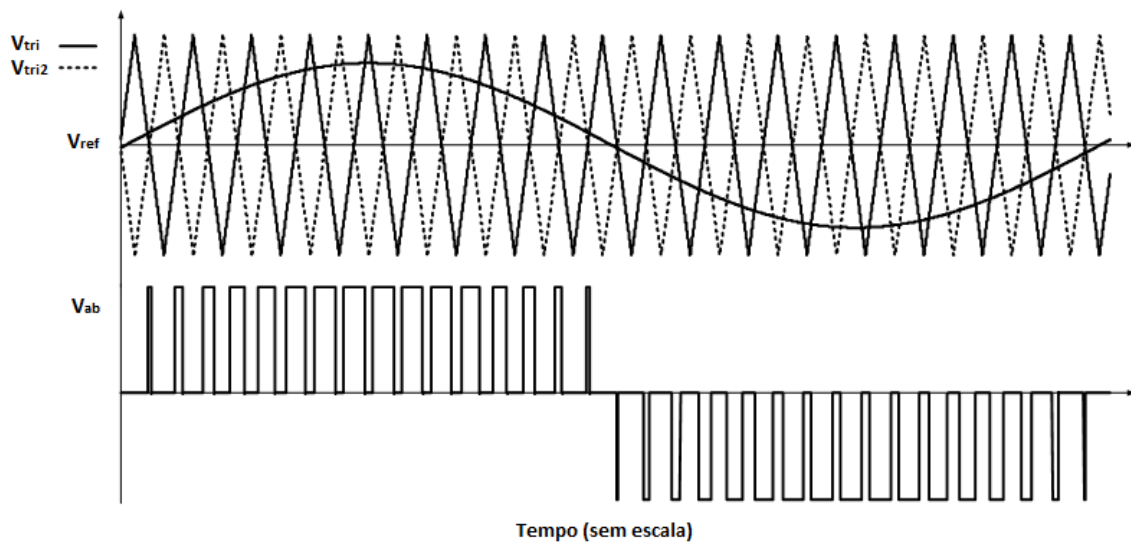


Figura 2.33 – PWM sinusoidal unipolar.

Embora se utilize a portadora triangular, pode-se aplicar uma portadora do tipo dente-de-serra.

Observando-se as figura 2.32 e figura 2.33 nota-se que o número de impulsos na tensão V_{ab} é duas vezes maior na modulação três níveis do que o encontrado na dois níveis, para a mesma frequência de comutação. Este número está directamente relacionado com a frequência das harmónicas de V_{ab} . A modulação SPWM unipolar apresenta muitas vantagens perante a bipolar.

Primeiramente, a ondulação de corrente e tensão nos componentes do filtro de saída é significativamente menor, o que reduz os componentes passivos usados na filtragem do sinal de saída. Apresenta também menores perdas nos interruptores e emissões electromagnéticas reduzidas, as derivadas de corrente e tensão são menores, pois a tensão V_{ab} varia somente V_i em cada transição, enquanto na SPWM bipolar a variação é de $2V_i$.

No entanto para este projecto será utilizado uma modelação por impulsos múltiplos e iguais mas desfasados entre si com uma razão de ciclo constante,

previamente calculada de acordo com as características magnéticas do circuito a jusante do inversor, como se pode observar na figura 2.34.

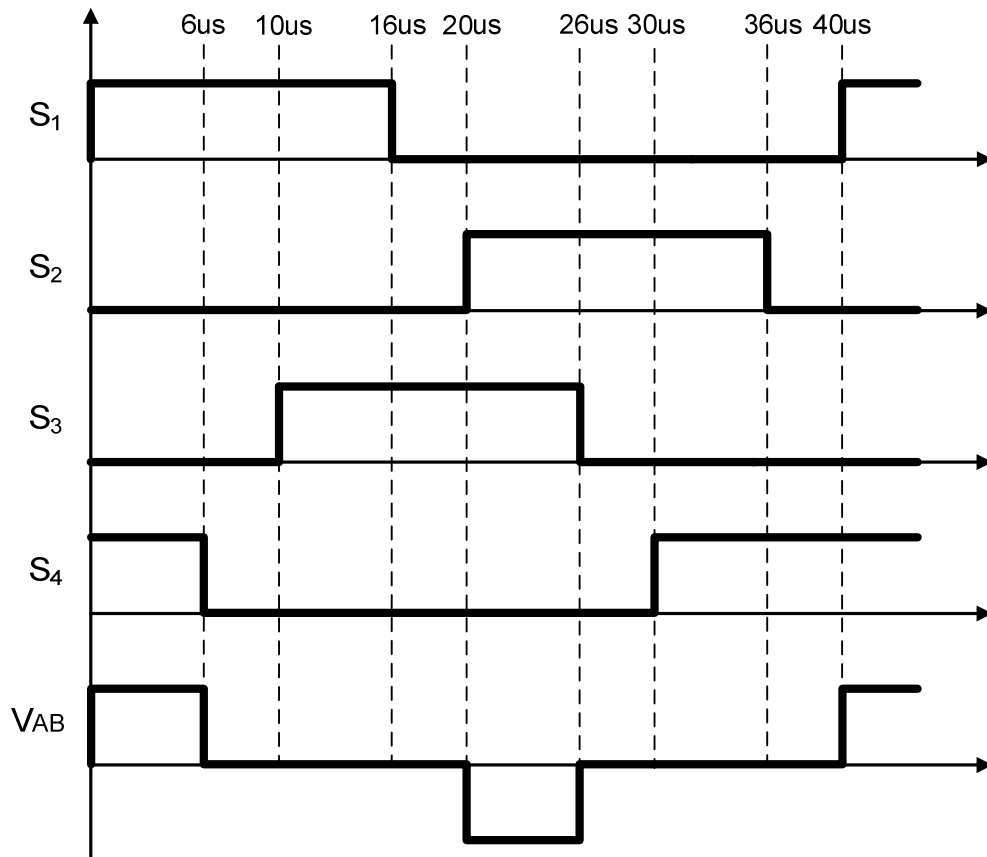


Figura 2.34 – Sinais de comando do inversor implementado.

Tendo em consideração que o inversor estará a alimentar com uma tensão máxima de 300 V um transformador de alta frequência a 25 kHz, com um fluxo Φ_{max} de 2,5 mWb, temos:

$$\Phi_{max} = \int_0^{T_{on}} V_p \cdot dt \quad (2.31)$$

$$2,5 \times 10^{-3} = V_p [T_{on} - 0] \quad (2.32)$$

$$T_{on} = \frac{2,5 \times 10^{-3}}{300} = 8,33 \mu s$$

Conclui-se que para o transformador não saturar, ao aplicar um impulso de 300 V no primário do transformador este só poderá ser aplicado no máximo durante 8,33 μ s.

2.4.2 Etapas de Operação.

As etapas de operação do conversor em ponte completa dependem da modulação empregada e da carga. Como carga do inversor tem-se o filtro LC correspondente ao circuito ressonante do transformador de alta tensão e o enrolamento do primário do transformador com um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo na saída.

1ª Etapa:

Na primeira etapa de operação os interruptores S_1 e S_4 conduzem a corrente de carga. Os demais semicondutores encontram-se bloqueados. A figura 2.35 representa esta etapa.

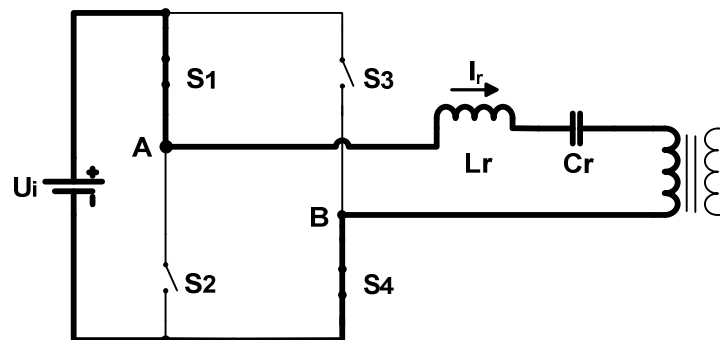


Figura 2.35 – Primeira Etapa.

2ª Etapa:

Após aplicado um impulso positivo durante T_{on} , passado um determinado tempo morto de modo a colocar S_1 e S_4 ao corte, dá-se então início a segunda etapa de operação, com a colocação de S_2 e S_3 à condução, como pode ser observado na figura 2.36.

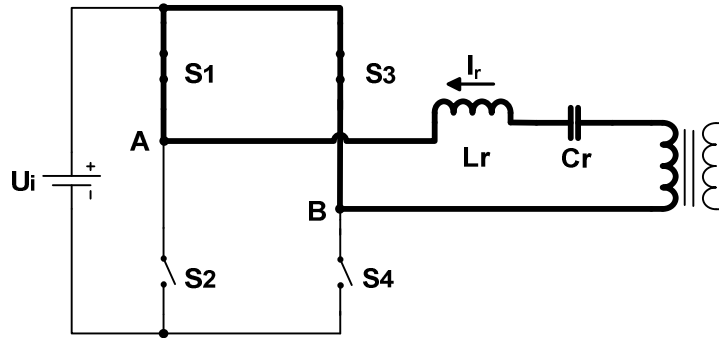


Figura 2.36 – Segunda Etapa.

Assim, neste modo de operação, procede-se à desmagnetização do transformador de modo a que o valor médio da tensão do primário seja zero, garantindo que este não satura.

3ª Etapa:

Nesta etapa procede-se à aplicação do impulso negativo ao primário do transformador por intermédio do accionamento dos semicondutores S_2 e S_3 .

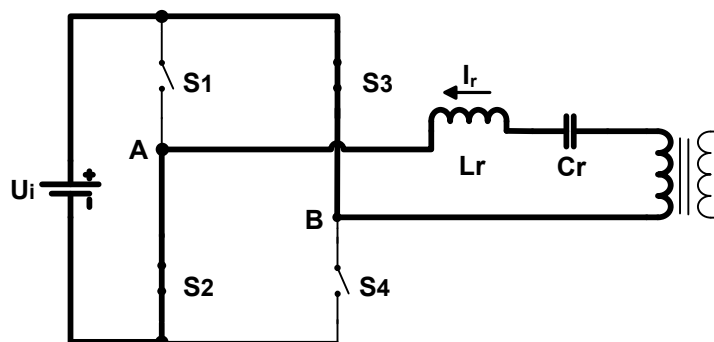


Figura 2.37 – Terceira Etapa.

Neste caso a corrente de alimentação inverte a polaridade, sendo que é necessário ter em atenção que o condensador ressonante não seja electrolítico.

4ª Etapa:

Após a aplicação do impulso negativo da etapa anterior, nesta quarta e última etapa deverão ser accionados S_2 e S_4 de modo a proceder à desmagnetização do transformador.

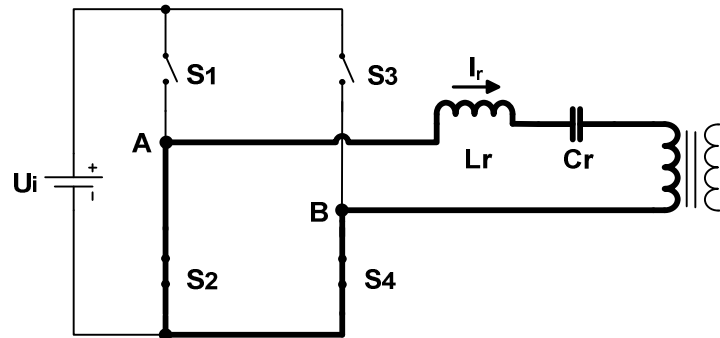


Figura 2.38 – Quarta Etapa.

Deste modo, à parte dos tempos mortos, com estas 4 etapas é garantido a alimentação do transformador de alta tensão.

3. Dimensionamentos e Implementação Prática do Rectificador e Inversor Monofásico.

Neste capítulo descrevem-se os circuitos realizados em laboratório e procede-se ao dimensionamento de alguns componentes dos respectivos circuitos de comando e de controlo.

3.1 Discrição do Sistema Desenvolvido

O sistema desenvolvido pode ser dividido em duas partes distintas. A primeira destina-se à obtenção de uma tensão contínua através de um rectificador monofásico em ponte totalmente controlado alimentado pela rede 230 V_{AC}.

O valor da tensão no barramento DC é definido por um sistema de controlo do ângulo de disparo dos tiristores da ponte rectificadora. Este sistema de controlo define o valor da tensão de comando aplicada ao circuito de disparo dos semicondutores da ponte rectificadora.

Na saída da ponte rectificadora será instalado um barramento de condensadores para armazenamento da energia. A capacidade instalada neste barramento está directamente relacionada com a energia consumida pela carga alimentada pelo transformador de alta tensão.

A segunda parte do circuito implementado destina-se à criação de um conversor electrónico DC/AC que permita a alimentação de um transformador de alta tensão a partir do barramento DC anterior. Este conversor tem também uma topologia em ponte, constituído por MOSFETs, sendo os respectivos sinais de comando gerados por um microcontrolador PIC. O diagrama de blocos geral dos sistemas implementados pode ser observado na figura 3.1.

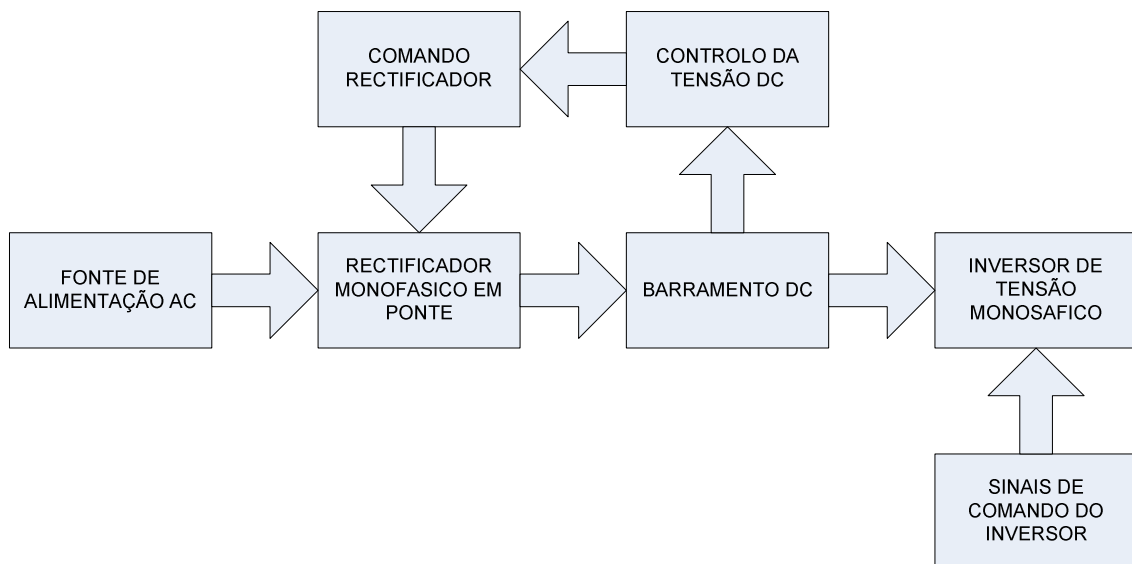


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do circuitos implementados.

Em anexo são apresentadas as imagens das placas de circuito impresso realizadas para a execução dos teste experimentais.

3.2 Dimensionamento do circuito de disparo.

Vamos agora dimensionar todo o sistema de disparo do rectificador monofásico representado anteriormente na figura 2.23.

Sabendo que o sinal de comando v_i para o disparo dos tiristores vem do circuito TCA 785, com amplitude de 15 V e frequência de 50 Hz, será necessário determinar a largura do impulso v_i .

Parâmetro	Valor
V_{cc}	15 V
$R_{DSon(max)}$	0.85 Ω
v_{GK}	2 V
I_{GK}	100 mA
Φ_{max}	300 V μ s
v_D	0,7 V

Tabela 3.1 – Parâmetros necessários para o dimensionamento do circuito de comando.

Atendendo que a relação do transformador de impulsos é de 1:1, temos que $v_s = v_p$.

$$v_s = v_{GK} + v_{D2} = 2 + 0,7 = 2,7 \text{ V} = v_p$$

Cálculo de v_{Z1} :

$$v_{Z2} = v_p + v_{D1} = 2,7 + 0,7 = 3,4 \text{ V}$$

Cálculo de $R_{1.1}$ e $R_{2.1}$:

$$V_{cc} = v_{R1.1} + v_p + v_{DS}$$

Sendo,

$$v_{DS} = R_{DS} \cdot i_1 = 0,85 \times 100 \times 10^{-3} = 0,085 \text{ V}$$

$$v_{R1.1} = V_{cc} - v_p - v_{DS} = 15 - 2,7 - 0,085 = 12,215 \text{ V}$$

$$R_{1.1} = \frac{v_{R1.1}}{i_1} = \frac{12,215}{100 \times 10^{-3}} = 122,15 \Omega$$

Cálculo de largura de impulso da tensão v_i :

$$\Phi_{max} = \int_0^{t_{on}} v_p \cdot dt \quad (2.31)$$

$$300 = v_p [t]_0^{t_{on}}$$

$$300 = v_p (t_{on} - 0)$$

$$t_{on} = \frac{300}{2,7} = 111,11 \mu s$$

Cálculo de v_{Z1} :

Uma vez que a tensão máxima na porta dos MOSFET $v_{GSS} = 20 \text{ V}$, e sabendo que poderão existir sobretensões que podem levar à ruptura do óxido torna-se indispensável a aplicação de v_{Z1} . Como a gama inferior à tensão v_{GSS} é de 18 V , então $v_{Z1} = 18 \text{ V}$.

Cálculo de $R_{2.1}$ e $R_{2.2}$:

Uma vez que $R_{2.1}$ e $R_{2.2}$ tem a função de amortecer o sinal de disparo em virtude do circuito de entrada apresenta indutâncias L_p e capacidades C_p parasitas, pode oscilar com uma frequência de ressonância $\frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$

O cálculo destas resistências envolve o conhecimento dos valores dos parâmetros parasitas de entrada considerando um factor de qualidade óptimo de 0,707, donde:

$$R_{2.1} \approx 1,41 \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (2.33)$$

Sendo que estes valores de $R_{2.1}$ rondam os 10 Ω e os 20 Ω .

Cálculo de C_{12} :

A largura de impulso da tensão v_i , calculada anteriormente, será obtida através do valor da capacidade de C_{12} do circuito do TCA 785.

A duração dos pulsos podem ser alteradas mediante a capacidade aplicada no pino 12, segundo a tabela abaixo.

C_{12} (pF)	100	220	330	680	1000
Duração (μ s)	80	130	200	370	550

Tabela 3.2 – Relação entre capacidade de C_{12} e largura de impulso.

De acordo com a tabela anterior, foi escolhido um condensador C_{12} de 100 pF para garantir uma duração de impulso inferior a 111 μ s.

De acordo com o datasheet do TCA 785 [7] sabemos que:

$$\frac{t_{on}[\mu s]}{C_{12}[nF]} = 620$$

Logo se,

$$t_{on} = 111 [\mu s] \rightarrow C_{12} = 0,179[nF]$$

Confirma-se que o valor máximo da capacidade a se instalar no pino 12 do TCA 785 de modo à duração do sinal aplicado ao transformador de impulsos não ser superior a 111 μs é de 179 μF .

3.3 Dimensionamento do circuito de controlo da tensão no rectificador.

Neste ponto vamos proceder ao dimensionamento do sistema de controlo da tensão de saída do rectificador.

3.3.1 Compensador do sistema de controlo.

Considerando uma carga com os parâmetros indicados na tabela 3.3

Parâmetros da Carga	Valores
R_t	1 Ω
L_t	4 mH
C_t	990 μF
R_0	1 k Ω

Tabela 3.3 – Tabela com parâmetros de carga.

Calcular T_p ,

$$T_d = \frac{T}{2 \cdot p} = 5 \times 10^{-3} \quad (2.26)$$

$$K_r = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot E}{u_{cmax}} \cdot \sin \frac{\pi}{p} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 230}{10} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = 65,0538 \quad (2.25)$$

$$K_v = \frac{10}{300} = \frac{1}{30}$$

$$T_p = 2 \cdot T_d \cdot K_r \cdot K_v = 2 \times 5 \times 10^{-3} \times 65,0538 \times \frac{1}{30} = 21,6846 \times 10^{-3} \quad (2.24)$$

$$K_d = \frac{L_t \cdot C_t}{T_p} = \frac{4 \times 10^{-6} 990 \times 10^{-6}}{21,6846 \times 10^{-3}} = 1,83 \times 10^{-4} \quad (2.27)$$

$$K_p = \frac{R_t \cdot C_t + \frac{L_t}{R_0}}{T_p} = \frac{990 \times 10^{-3} + \frac{4 \times 10^{-3}}{1 \times 10^3}}{21,6846 \times 10^{-3}} = 45,83 \times 10^{-3} \quad (2.28)$$

$$K_i = \frac{\frac{R_t}{R_0} + 1}{T_p} = \frac{\frac{1}{1 \times 10^3} + 1}{21,6846 \times 10^{-3}} = 46,16 \quad (2.29)$$

Podemos verificar que para a carga definida na tabela 3.3, o ganho proporcional e o ganho derivativo apresentam valores muito baixo para serem implementados fisicamente. Por isso, na prática será apenas implementado um controlador apenas com componente integral.

Para este efeito será utilizado um integrador de Miller, idêntico ao que foi abordado no ponto 2.3.3.2.

3.3.2 Transdutor de tensão.

Os sensores de tensão [8], representados na parte superior da figura 3.2, são alimentados a partir da fonte de tensão de +15 V e de -15 V.



Figura 3.2. Transdutores de tensão LV 25 - P.

O esquema de princípio de funcionamento do sensor encontra-se representado na Figura 3.3.

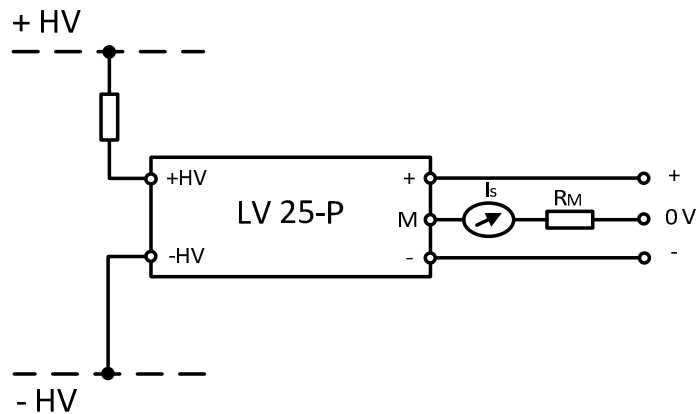


Figura 3.3. Esquema de princípio do sensor de tensão.

Como se verifica, é necessário dimensionar as resistências que se têm que colocar em dois terminais dos sensores. Considerando que a tensão máxima admissível para o trabalho se trata de 325 V_{DC} e considerando a corrente de entrada, indicada pelo fabricante do sensor, é de 10 mA, é necessário colocar uma resistência que satisfaça estes requisitos. A resistência vai ser dada por,

$$R_1 = \frac{325}{10 \times 10^{-3}} = 32,5 \text{ k}\Omega \quad (2.34)$$

Por outro lado, a corrente de saída do sensor é de 25 mA. Nos dados do fabricante, a resistência que se deve colocar à saída, deve ter valores entre 100 Ω e 190 Ω . Neste trabalho considerou-se uma resistência no valor de 190 Ω .

Assim, a tensão de saída do sensor corresponderá a

$$U_M = 190 \times 25 \times 10^{-3} = 4,75 \text{ V} \quad (2.35)$$

Como a tensão de entrada é contínua, então o sinal de saída também será um sinal contínuo, e de 4,75 V. Desta forma é necessário amplificar o sinal através de uma montagem não inversora com um ganho previamente

determinado de modo a aplicar um erro nulo ao sistema de compensação quando a amostragem da tensão de entrada for igual à tensão de referência.

3.4 Dimensionamento do Circuito Ressonante.

Para a realização do ensaio experimental do sistema de alimentação anteriormente projectado é necessário a introdução de um circuito eléctrico que permita o funcionamento em modo ressonante do inversor de tensão quando este estiver a alimentar o transformador de alta tensão. O modelo equivalente do transformador com o circuito ressonante introduzido em série com o enrolamento do primário está representado na figura seguinte.

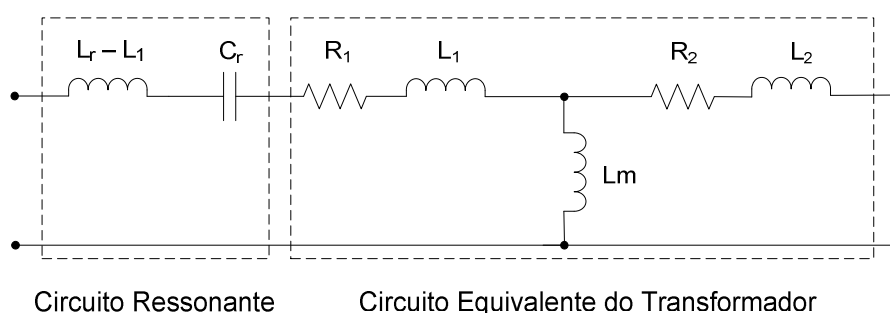


Figura 3.4 – Esquema equivalente do transformador com circuito ressonante.

Para este trabalho foi utilizado um transformador com os seguintes parâmetros:

- $n = N_2/N_1 = 10,38$
- $R_1 = 0,094 \text{ ohm}$
- $X_1 = 50 \times 10^{-6} \text{ henry}$
- $X_m = 8,393 \times 10^{-3} \text{ henry}$
- $R_2 = 0,125 \text{ ohm}$
- $X_2 = 81,46 \times 10^{-6} \text{ henry}$
- $\Phi_{\max} = 2,5 \times 10^{-3} \text{ Vs}$

Para o dimensionamento do circuito ressonante temos de inicialmente definir o valor médio da carga que o transformador irá alimentar. Considerou-se aplicar no secundário do transformador um carga R_L de 15 k Ω .

Sendo,

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_L} = \frac{2500^2}{15 \times 10^3} = 417 \text{ W} \quad (2.36)$$

A resistência de carga R_L referenciada ao primário é,

$$R'_L = \frac{R_L}{n^2} = \frac{15 \times 10^3}{(10,38)^2} = 139,2 \, \Omega \quad (2.37)$$

Assumindo um factor de qualidade óptimo,

$$Q = \frac{Z_C}{R'_L} = 0.667 \quad (2.38)$$

Logo, a impedância característica do circuito ressonante é obtida através de,

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Q \times R'_L = 0.667 \times 139,2 = 92,8 \, \Omega \quad (2.39)$$

Assim obtemos que,

$$L_R = 92,8^2 \times C_R \quad (2.40)$$

Considerando um valor de C_R , pela equação 2.40 temos,

$$C_R = 22 \text{ nF} \rightarrow L_R = 189,5 \, \mu\text{H}$$

Sabendo que a indutância do primário do transformador é de $50 \, \mu\text{H}$, então será necessário introduzir em série com o primário uma indutância com $139,5 \, \mu\text{H}$.

3.5 Implementação do Rectificador e Circuitos de Comando e Controlo.

De forma a obtermos um barramento de tensão contínua a partir da tensão da rede 230 V_{AC}, foi necessário implementar um conversor AC/DC, mais propriamente designado por rectificador. Este conversor é constituído de acordo como a ilustração da figura 3.5.

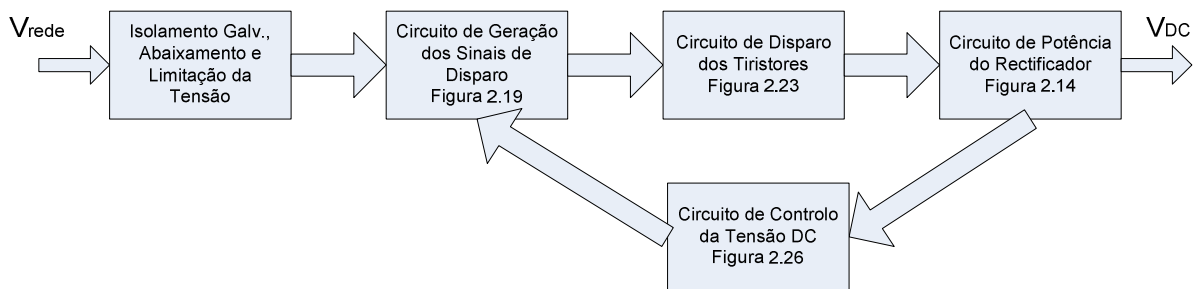


Figura 3.5 – Constituição do conversor AC/DC implementado.

Este conversor é constituído por 5 partes elementares:

- Isolamento galvânico, abaixamento e limitação da tensão: é constituído através de um transformador redutor de tensão e por dois diodos em anti-paralelo (figura 2.19) por forma a gerar o sinal de sincronismo necessário para a geração dos sinais de disparo.
- Circuito de disparo dos tiristores: este circuito tem como finalidade garantir o isolamento galvânico entre o circuito de comando e o circuito de potência através de transformadores de impulsos.
- Circuito de geração dos sinais de disparo: circuito que através da comparação de uma rampa síncrona com a tensão da rede com um sinal de comando contínuo, gera dois impulsos (desfasados 180°) de disparo dos tiristores.

- Circuito de potência do rectificador: constituído por uma ponte monofásica de quatro tiristores, dois por cada braço, sendo alimentado directamente com a tensão da rede 230 V_{AC}. Na saída estará o barramento DC com uma tensão máxima de $\sqrt{2} \cdot 230 V$.
- Circuito de controlo da tensão DC: tem a função de monitorizar a tensão no barramento DC e de regular os sinais de disparo de modo a colocar o nível de tensão no valor de referência.

3.6 Implementação do Inversor de Tensão.

Com o objectivo de criar um sistema de alimentação de um transformador de alta tensão é necessário a implementação de um inversor de tensão de maneira a converter a tensão do barramento DC numa tensão AC.

Assim a figura 3.6 mostra a constituição o circuito do inversor de tensão executado.

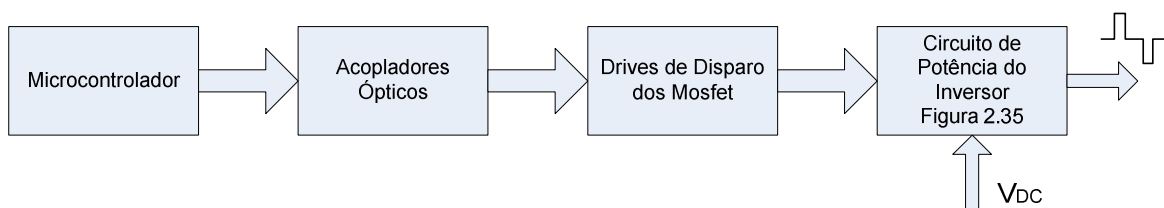


Figura 3.6 – Constituição do inversor de tensão implementado.

- Microcontrolador: a geração dos sinais de comando dos SP é e efectuada através de um microcontrolador PIC. Este deverá ser devidamente programado de modo a executar os sinais anteriormente dimensionados, e essencialmente respeitar os tempos mortos na comutação de dispositivos pertencentes ao mesmo braço.

O software de programação usado para implementar o código em linguagem Assembler foi o MPLAB IDE. Escolheu-se esta linguagem de programação devido ao facto de ser a linguagem leccionada na unidade curricular de microcontroladores do presente mestrado. O software MPLAB foi disponibilizado gratuitamente pela Microchip. A figura 3.7 mostra o ambiente de trabalho do MPLAB IDE e, como se pode verificar não é uma ferramenta de programação complexa.

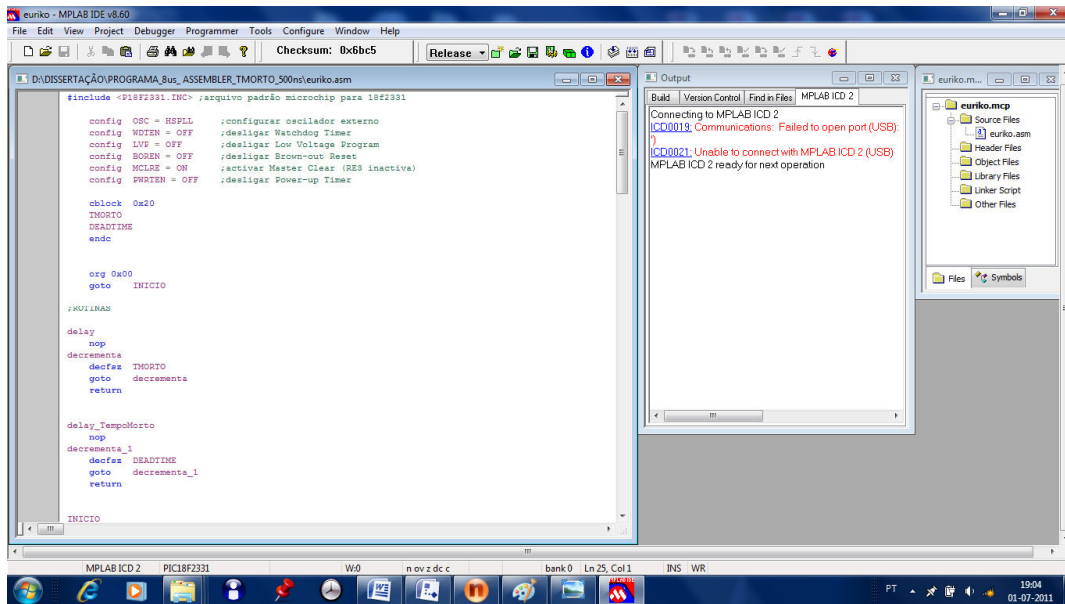


Figura 3.7 – Ambiente de trabalho do MPLAB IDE v8.60

Para enviar o código criado no MPLAB para o microcontrolador PIC é necessário o uso de um programador. O programador usado foi o *ICD2USB*, que é mostrado na figura 3.8.



Figura 3.8 – Programador ICD2 da Microchip

- Acopladores Ópticos: os sinais de controlo gerados no microcontrolador não devem ser enviados directamente para actuarem os semicondutores de potência devido ao facto do circuito de comando e do circuito de potência terem referências diferentes. Caso sejam enviados directamente podem originar curto-circuitos capazes de danificar o circuito de comando. Para evitar que isto aconteça são usados acopladores ópticos de modo a isolar galvânicamente o circuito de potência do circuito de comando, pois estes baseiam-se numa ligação entre a entrada e a saída através de foto díodos e foto transístores, tal como é mostrado na figura 3.9. O acoplador óptico usado foi o HCPL-2232 da *Hewlett Packard* [9].

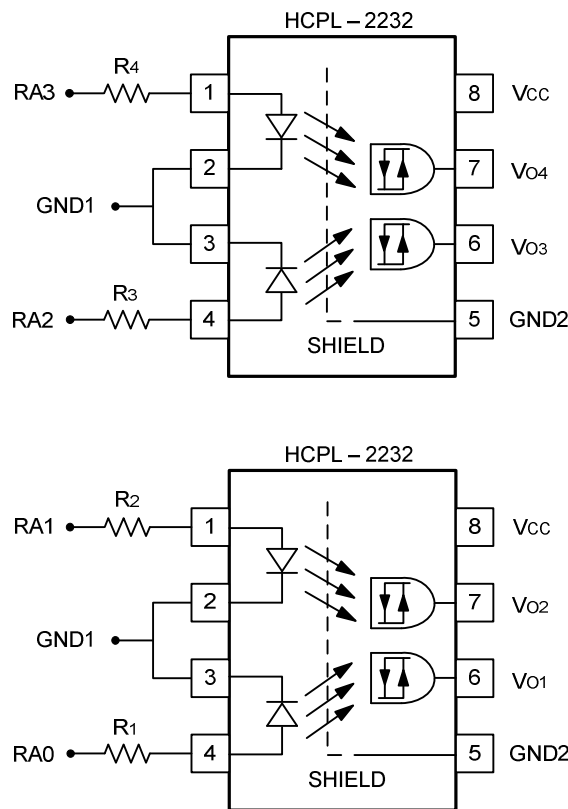


Figura 3.9 – Esquema dos Acopladores Ópticos HCPL-2232.

De modo a garantir o isolamento completo entre o microcontrolador e o circuito de potência são usadas fontes CC/CC, normalmente designadas por Traco Powers (figura B.4), que são ligadas aos acopladores no lado isolado para garantir que os sinais enviados para os semicondutores tenham

referências diferentes e assegurem níveis de tensão adequados para a comutação correcta dos semicondutores.

Foi também necessário colocar resistências em série com os fotodiodos (figura 3.9) de modo a limitar a corrente pedida ao microcontrolador. Pois se a corrente pedida pelos fotodiodos for superior à máxima fornecida pelo microcontrolador, diminui o nível de tensão dos sinais de saída do PIC.

4. Simulação e Resultados Experimentais.

4.1 Introdução.

Neste capítulo são apresentados os resultados tanto para o rectificador e sistema de controlo da tensão do barramento DC, como para o inversor de tensão realizada em ambiente Matlab/Simulink. Na secção 4.2 serão apresentados os resultados das simulações relativas ao rectificador em cadeia aberto e cadeia fechada, e na secção 4.3 será apresentado os resultados referentes à simulação do inversor de tensão. Na secção 4.4 serão apresentados os resultados experimentais que irão permitir efectuar uma comparação destes com os resultados simulados.

4.2.1 Simulação do Rectificador em Cadeia Aberta.

O rectificador que se pretende construir terá como opção o controlo da tensão de saída em cadeia aberta e em cadeia fechada através de um interruptor. Assim sendo o rectificador será simulado tendo em consideração estas duas configurações.

Na figura 4.1 apresenta-se o esquema global do modelo utilizado para a simulação do rectificador seja em cadeia aberta ou em cadeia fechada, realizado em MATLAB/SIMULINK.

No modelo representado na figura 4.1 pode-se visualizar uma ponte rectificadora monofásica, um filtro RLC com resistência R_0 em paralelo com o condensador C (de modo a reproduzir o sistema de carga).

Os sinais de disparo dos tiristores são obtidos através de um bloco disponível na toolbox SimPowerSystems do Simulink, designado por *Synchronized 6-Pulse Generator* que basicamente reproduz o funcionamento do circuito integrado TCA 784 a utilizar experimentalmente, ou seja, consoante o valor de ângulo de disparo introduzido este gera os impulsos de disparo síncronos com as tensões de amostragem.

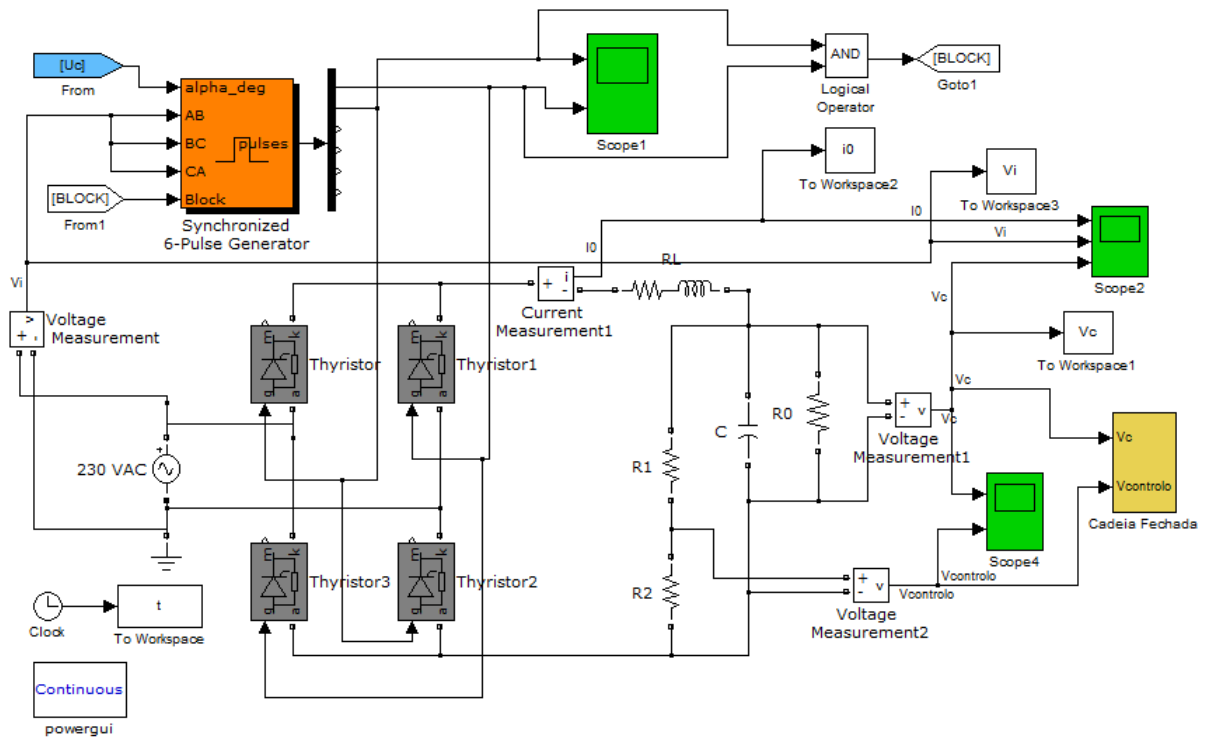


Figura 4.1 – Modelo construído em MATLAB/SIMULINK para simulação do rectificador.

De seguida, na figura 4.2 está representado o modelo construído para simular uma variação constante da tensão de comando U_C . Deste modo reproduzimos como na prática se estivesse a actuar no potenciómetro de regulação da tensão de comando.

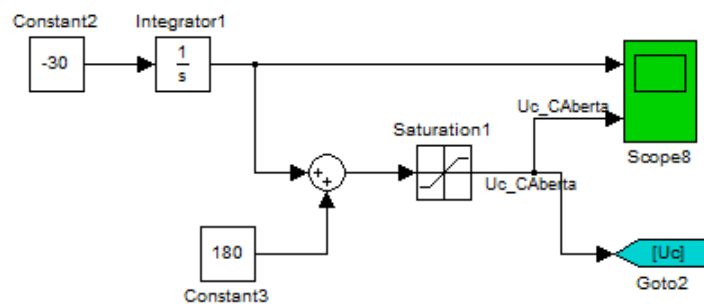


Figura 4.2 – Modelo construído em MATLAB/SIMULINK para reprodução de um sinal de comando U_c em cadeia aberta.

Através da integração de um valor constante será obtida uma rampa. Depois será limitar a evolução deste sinal de comando entre os 180° (ângulo máximo) e os 0° (ângulo mínimo).

Parâmetros	Descrição	Valores	Unidades
V_i	Tensão de alimentação AC	230	V
R_i	Resistência do filtro RLC	1	Ω
L_i	Indutância do filtro RLC	4	mH
C_0	Capacidade do filtro RLC	990	μF
R_L	Resistência de carga	1	k Ω
K_i	Ganho integral do controlador	46	

Tabela 4.1 – Tabela com parâmetros utilizados na simulação e na prática.

Como já foi referido atrás no dimensionamento do controlador, devido ao facto de para estes parâmetros de carga o ganho proporcional e o ganho derivativo apresentam valores muito baixo para serem implementados fisicamente, tanto na simulação como na prática será implementado um controlador apenas com componente integral.

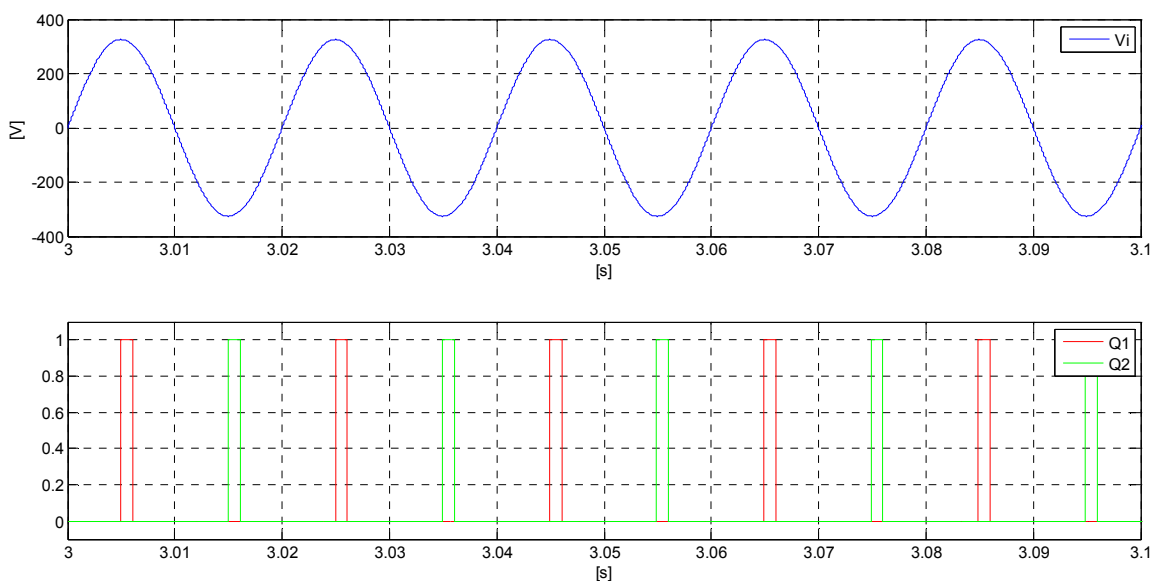


Figura 4.3 – Simulação dos sinais do circuito de comando do rectificador a tiristores e da tensão de alimentação

Na figura 4.3 estão representados os impulsos aplicados nos tiristores de modo a reproduzir no barramento DC uma tensão próxima de 300 V. Na figura 4.4 pode-se verificar a evolução da corrente de carga do barramento de condensadores quando estes alimentam uma carga de 1 k Ω .

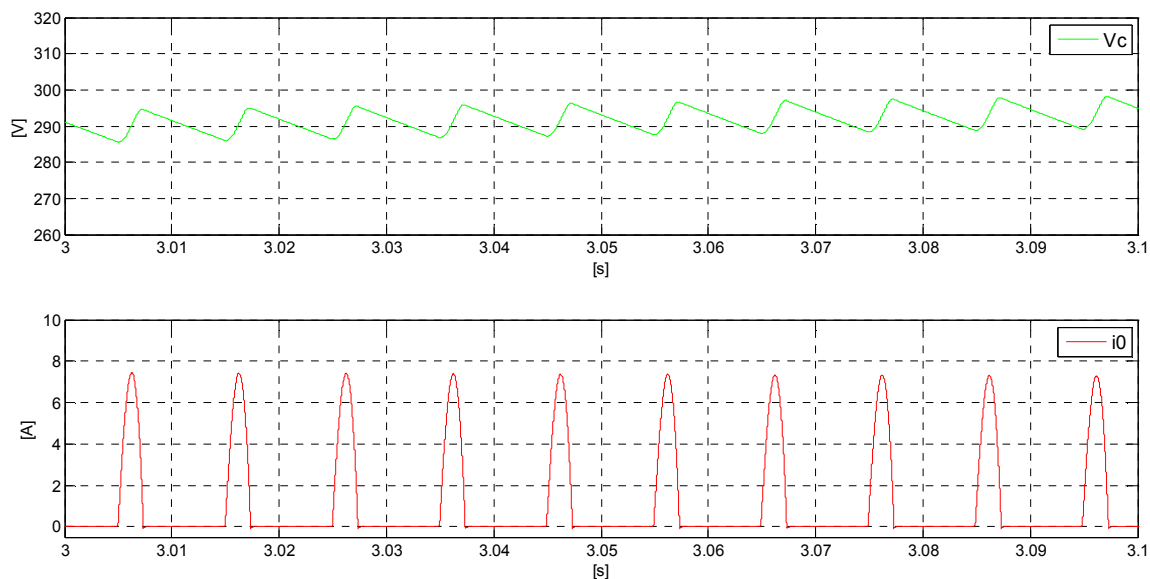


Figura 4.4 – Simulação da tensão no condensador C e da corrente de carga i_0 .

Este comportamento da corrente, visível na figura 4.4, só é possível mediante a colocação de uma indutância em série com os condensadores. Caso contrário, considerando uma capacidade instalada na ordem de 1 mF e que em termos ideais a potência de curto-circuito da rede é infinita, então nesse caso teríamos picos de corrente na ordem das centenas de Ampere.

Considerando que o sinal de comando U_C será aplicado através da variação de um potenciômetro P_{11} (figura 2.19) o sistema deverá apresentar um comportamento semelhante à figura 4.4.

Na prática este sinal de comando U_C corresponde a uma variação de uma tensão entre 10 e 0 V. Sendo que 10V equivale a aplicação de um ângulo de disparo mínimo (180°) e 0V corresponde à aplicação de um ângulo de disparo máximo (0°).

Torna-se extremamente importante garantir que este sinal de comando não seja sujeito a qualquer tipo de perturbações de modo a evitar variações bruscas no ângulo de disparo que implicam uma variação da energia transferida ao barramento de condensadores e conseqüentemente a picos de corrente aos quais o circuito de potência não possa estar preparado para suportar.

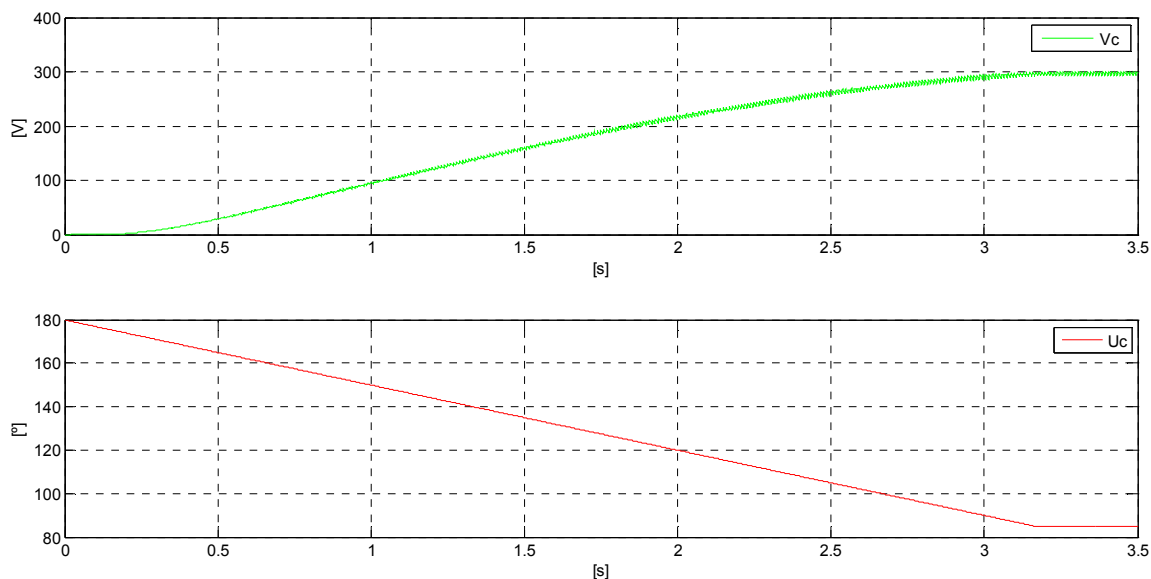


Figura 4.5 – Simulação da tensão no condensador C e do sinal de comando U_c .

4.2.2 Simulação do Rectificador em Cadeia Fechada.

Para simulação do comportamento do rectificador em cadeia fechada foi adicionado ao modelo utilizado em cadeia aberta (figura 4.1) o modelo em MATLAB/SIMULINK mostrado na figura 4.6. Este modelo tem como função simular a comparação entre a tensão no condensador de saída do rectificador e uma tensão de referência.

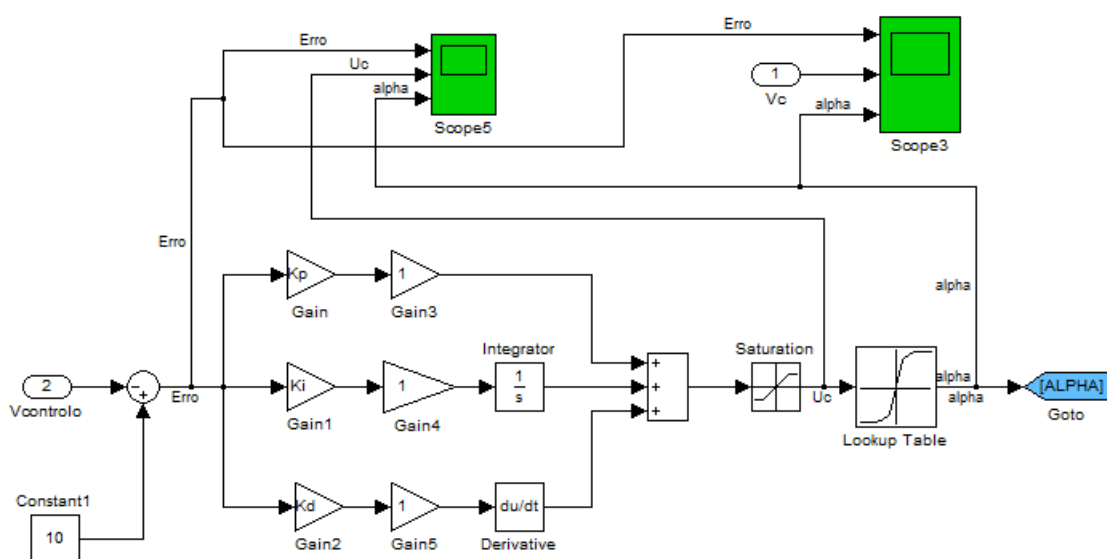


Figura 4.6 – Modelo para reprodução de um sinal de comando U_c em cadeia fechada.

A partir da integração do erro obtido entre a comparação da tensão de amostragem do condensador e a tensão de referência resultará um sinal de comando que terá de ser convertido para graus de modo poder ser aplicado no bloco de geração de disparos dos tiristores, *Synchronized 6-Pulse Generator*.

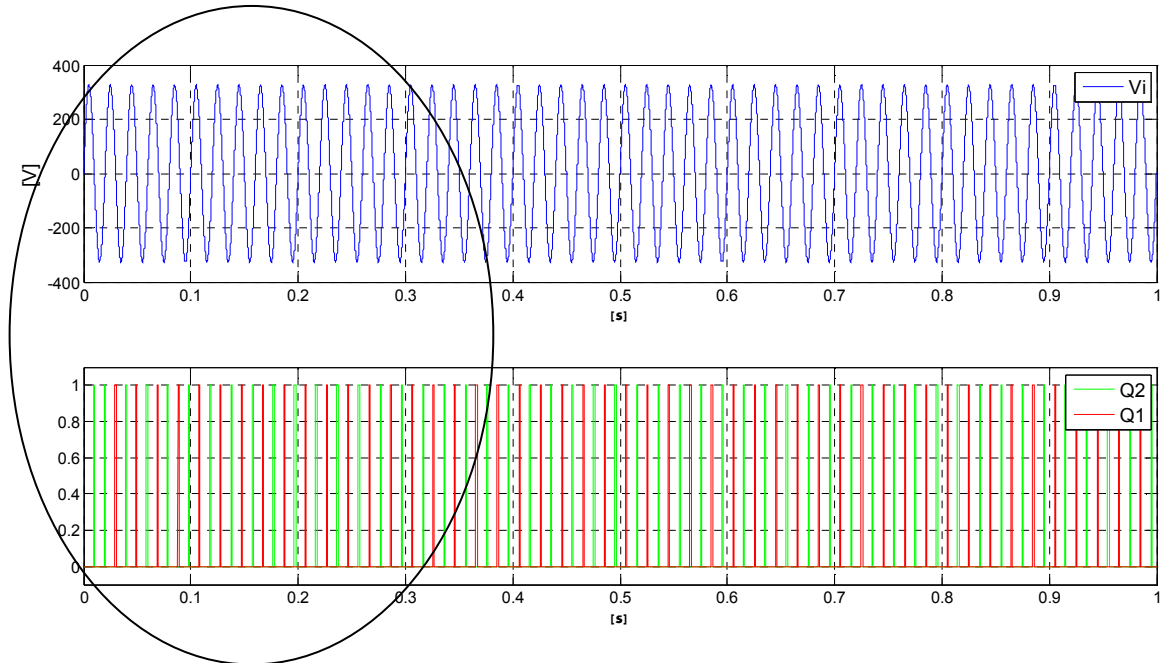


Figura 4.7 – Simulação dos sinais do circuito de comando do rectificador a tiristores em cadeia fechada e da tensão de alimentação ($t=1s$)

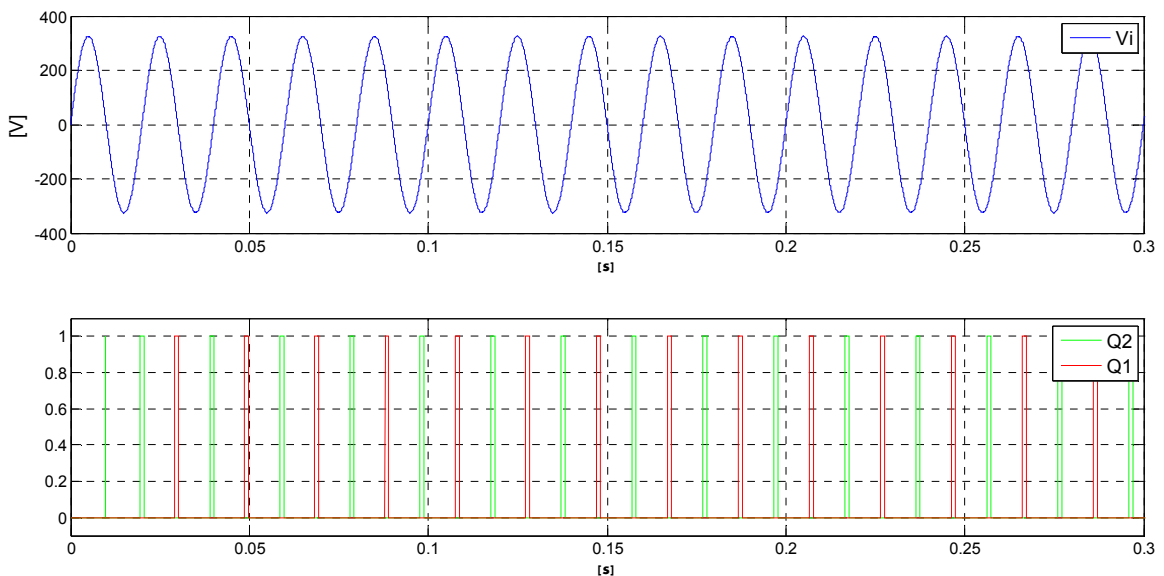


Figura 4.8 – Simulação dos sinais do circuito de comando do rectificador a tiristores em cadeia fechada e da tensão de alimentação ($t=300ms$)

Na figura 4.8 é mostrado uma ampliação do intervalo de maior variação do valor de erro, de modo a se poder visualizar melhor a variação do ângulo de disparo.

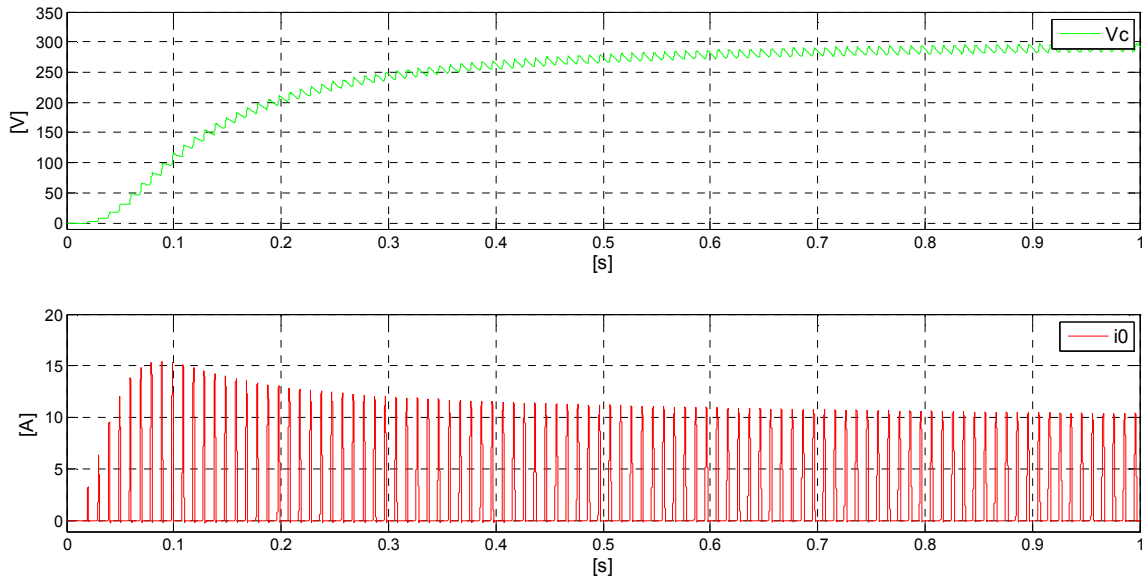


Figura 4.9 – Simulação da tensão no condensador C e da corrente de carga i_0 em cadeia fechada.

Na figura 4.9 é possível verificar a evolução do comportamento da corrente de carga do barramento de condensadores. Comprova-se que quanto mais rápida for a resposta maior será a amplitude da corrente de carga dos condensadores. Nestes casos é necessário estabelecer um compromisso entre a rapidez do sistema de controlo e a amplitude da corrente.

Na figura 4.10 está simulado o comportamento do sinal de comando U_C resultante da comparação entre a tensão de amostragem do barramento de condensadores e um sinal de referência.

Conclui-se também que para se obter uma tensão rectificada de 300 V será necessário impor um ângulo de disparo de aproximadamente 80° . No entanto se a carga diminuir será necessário aumentar o ângulo de disparo de modo a recolocar a tensão rectificada no valor de referência.

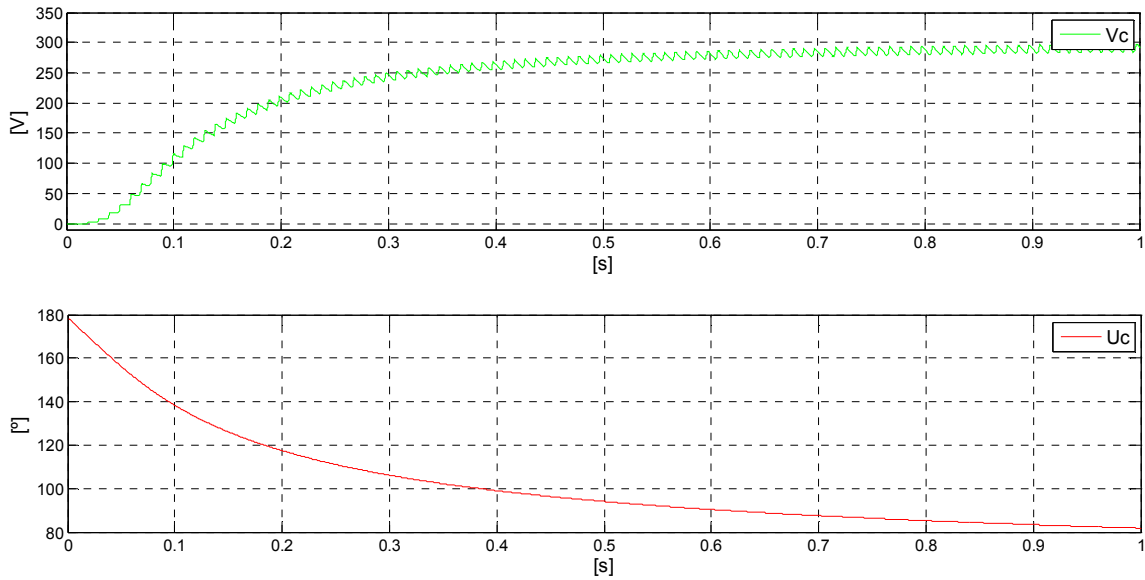


Figura 4.10 – Simulação da tensão no condensador C e do sinal de comando U_c em cadeia fechada.

4.3 Simulação do Inversor de Tensão.

Para simulação do funcionamento do inversor de tensão monofásico em ponte foi construído em MATLAB/SIMULINK o modelo representado na figura 4.11.

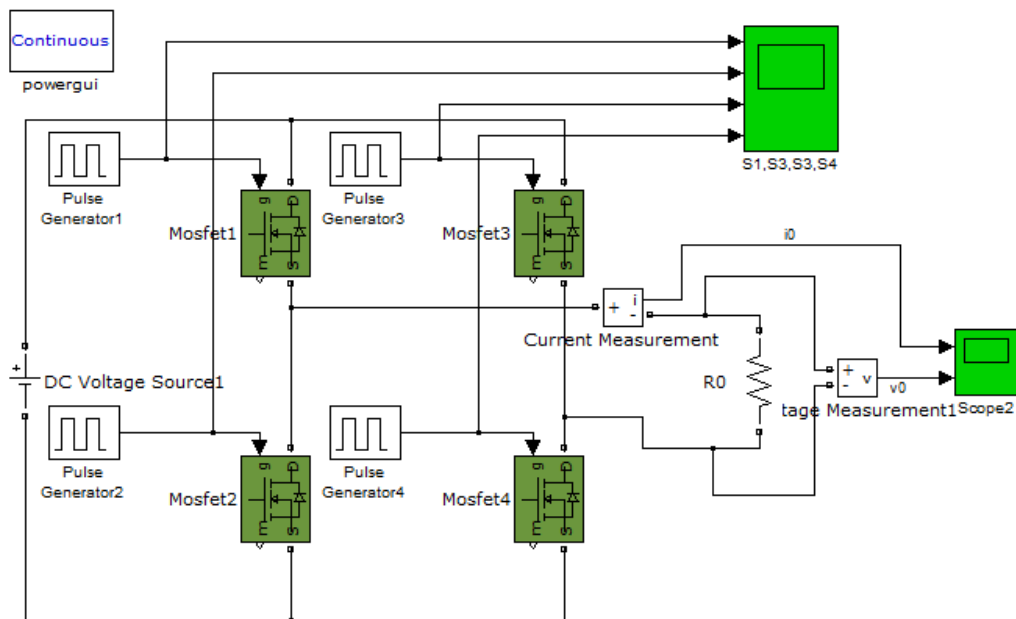


Figura 4.11 – Modelo construído em MATLAB/SIMULINK para simulação do inv. de tensão.

Este modelo de simulação tem por base os sinais dimensionados anteriormente na figura 2.34. Tais sinais estão representados para efeitos de simulação na figura 4.12.

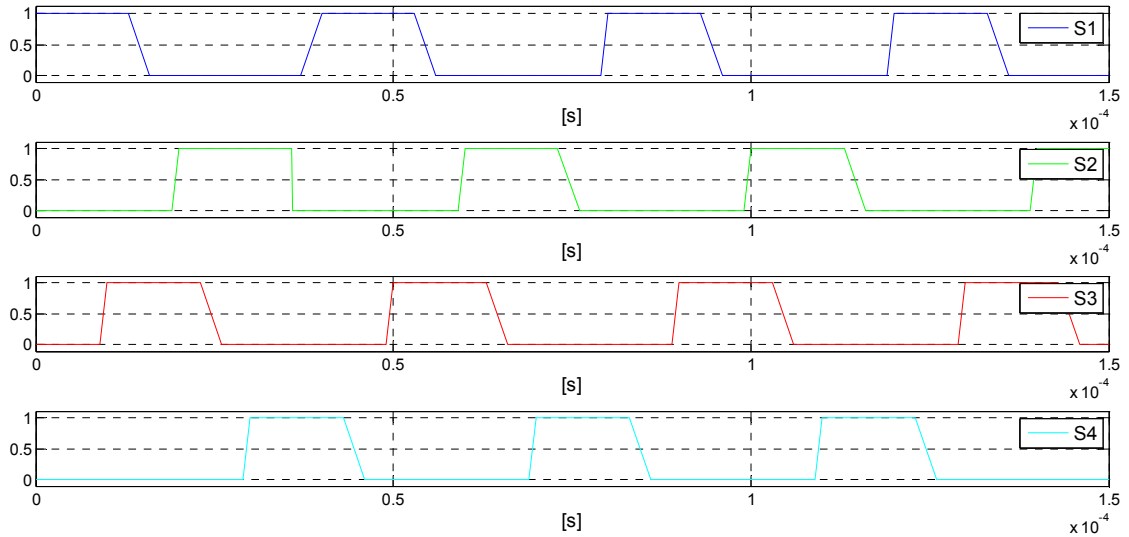


Figura 4.12 – Simulação dos sinais de comando aplicados aos semicondutores do inversor de tensão.

Considerando que o inversor alimenta uma carga resistiva, verifica-se na figura 4.13, como seria de esperar que a corrente apresenta o mesmo andamento que a tensão na carga.

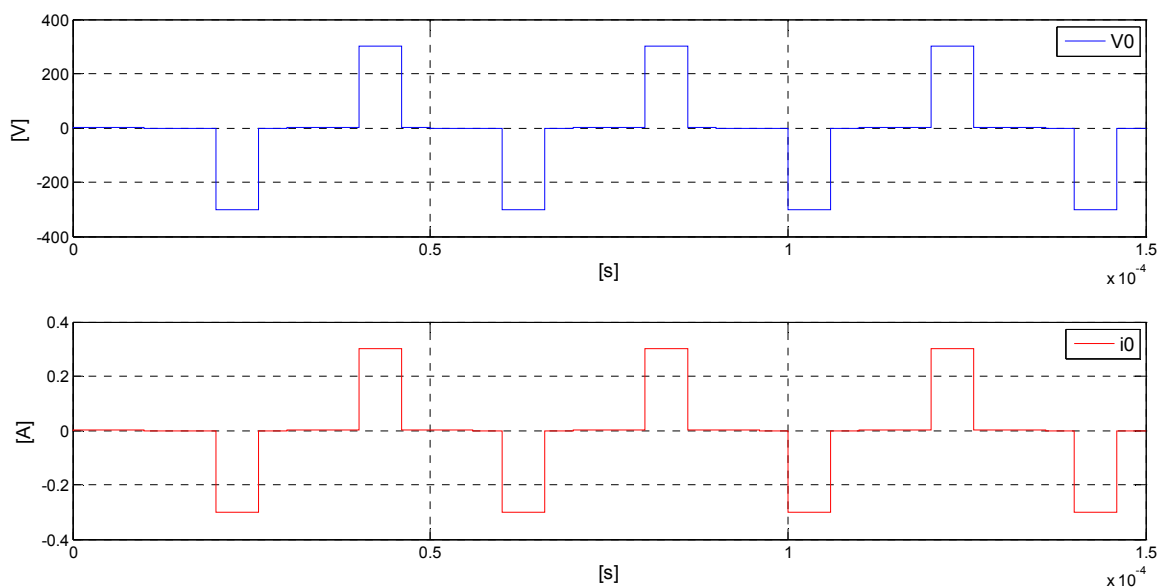


Figura 4.13 – Simulação de tensão e corrente de saída do inversor para uma carga resistiva.

4.4 Resultados Experimentais.

Neste ponto são apresentados os resultados obtidos do rectificador totalmente controlado (em cadeia aberta e cadeia fechada) e também do inversor de tensão. Depois da implementação prática e respectivos testes foi realizado um teste com o sistema completo, rectificador controlado/inversor/circuito ressoante/transformador de AT. No entanto serão apresentados os resultados a todos os objectivos inicialmente propostos. Em anexo serão também disponibilizados em alguns vídeos de demonstração do funcionamento de cada parte do sistema.

4.4.1 Rectificador totalmente controlado em cadeia aberta.

Com o rectificador totalmente controlado espera-se a conversão da tensão alternada da rede numa tensão contínua, para posterior aplicação no inversor de tensão. Em cadeia aberto o valor desta tensão contínua é controlado por actuação num potenciómetro, que define o valor do ângulo de disparo dos tiristores.

A figura 4.14 mostra a tensão de amostragem da tensão da rede (CH3) e a rampa síncrona com a tensão da rede (CH2).

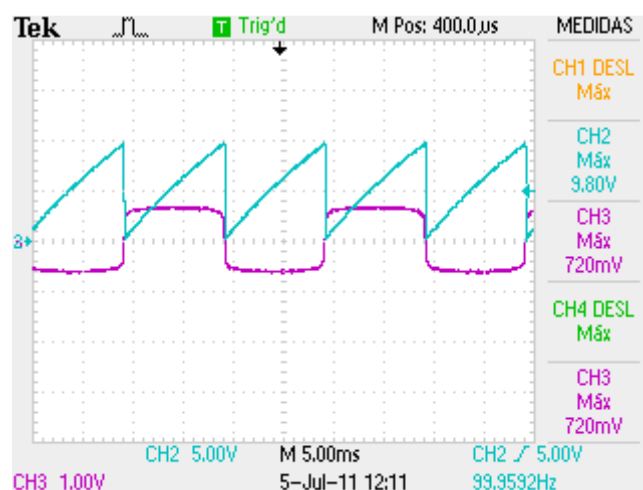


Figura 4.14 – Tensão dente de serra obtida através da tensão de amostragem da rede.

Do resultado da comparação desta rampa de sincronismo com a tensão de comando definida pelo potenciômetro anterior que resultará a geração dos impulsos de disparo dos tiristores do retificador.

Este funcionamento é mostrado nas figuras seguintes. Na figura 4.15 a) mostra o momento inicial em que os sinais de devem sempre encontrar no momento em que se liga a alimentação 230 V_{AC} ao retificador. Como inicialmente o barramento de condensadores está descarregado, o ângulo de disparo dos tiristores terá de variar gradualmente de modo a que não sejam aplicadas grandes diferenças de potencial aos respectivos condensadores, de modo a evitar picos de corrente que possam levar á danificação de componentes.

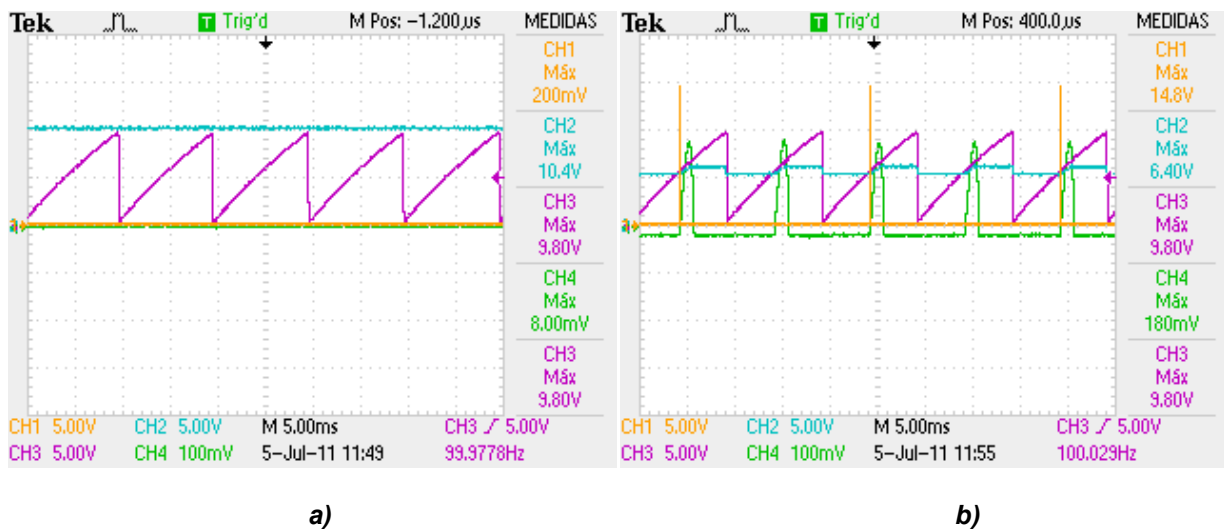


Figura 4.15 a) – Sinais de comando U_c e rampa de sincronismo em $t=0$.

Figura 4.15 b) – Sinais de comando U_c , rampa de sincronismo, impulsos de disparo dos tiristores e corrente na carga.

Na Figura 4.15 b) é possível verificar o momento de geração dos impulsos de disparo (CH1) pelo TCA 785. Tendo em conta os parâmetros indicados na tabela 4.1, verifica-se que para um ângulo de disparo de aproximadamente 90°, a corrente (CH4) fornecida à carga atinge os 2 A (sonda de corrente com ganho de 1A/100mV).

Como foi dimensionado anteriormente, os sinais de comando gerados pelo TCA 785 deverão ter uma largura de impulso que garantam que os

transformadores de impulsos não saturem. No dimensionamento realizado foi determinado um tempo máximo de impulso de 111 μs .

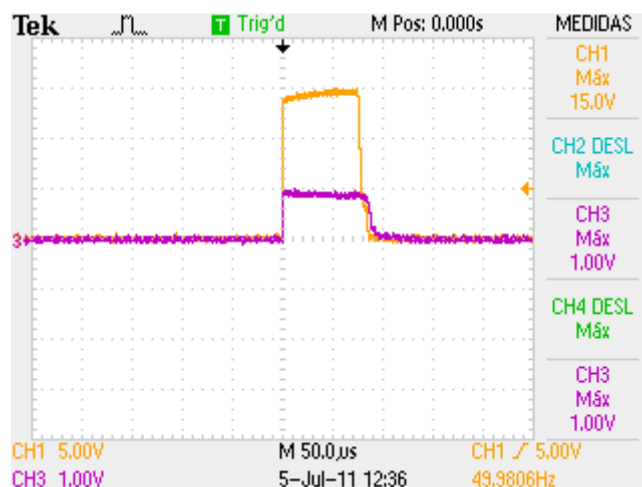


Figura 4.16 – Sinal de saída do TCA 785 e tensão (V_{GK}) aplicada em cada tiristor.

Na figura 4.16 é são mostrados um dos impulsos de disparo (CH1) gerados pelo TCA 785, tendo este um t_{ON} de aproximadamente 80 μs inferior ao t_{ON} máximo. No CH2 é mostrado o impulso aplicado no tiristor no circuito de potência, necessário para colocar o dispositivo à condução.

4.4.2 Rectificador totalmente controlado em cadeia fechada.

O sistema rectificador também contempla um circuito de controlo da tensão do barramento DC. Este sistema consiste na aquisição do valor da tensão dos condensadores através de um transdutor e compara esta leitura com um valor de referência estabelecido. O resultado desta comparação origina um erro que por sua vez será integrado e será obtido um valor da tensão de comando U_C .

Como ensaio ao comportamento do sistema de controlo foi efectuado uma variação da carga R_L entre 1 k Ω e 2 k Ω . Os resultados obtidos são mostrados na figura 4.17 a) e 4.17 b) sendo que sistema regulado para estabelecer uma tensão contínua no barramento DC (CH2) de 310 V. Inicialmente em 4.17 a), temos uma R_L de 2 k Ω . Neste caso, a corrente de carga (CH4) atinge aproximadamente 2 A em regime transitório.

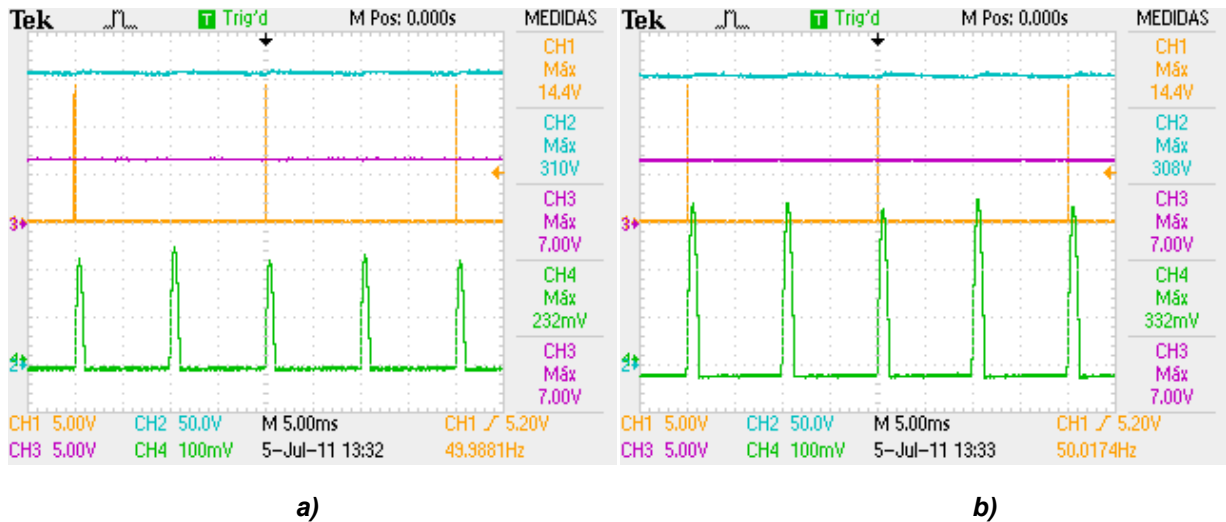


Figura 4.17 a) – Tensão no barramento DC e corrente de carga para $R_L=2K\Omega$.

Figura 4.17 b) – Tensão no barramento DC e corrente de carga para $R_L=1K\Omega$.

De seguida é reduzida R_L para 1 k Ω . Na figura 4.17 b) verifica-se que para esta diminuição de R_L a corrente de carga dos condensadores atinge os 3,5 A mas a tensão no barramento DC permanece com 308 V, diminuindo apenas 2 V relativamente ao ensaio anterior.

Nos vídeos disponibilizados em anexo, é possível visualizar com mais detalhe o funcionamento do sistema de controlo, nomeadamente a acção do controlador e o tempo de resposta deste a recolocar a tensão no valor de referência.

4.4.3 Inversor de tensão monofásico em ponte.

Para testar o funcionamento do inversor, colocou-se a tensão do barramento DC a alimentar a ponte inversora. Os sinais de comando dos semicondutores do inversor são gerados por um microcontrolador PIC 18F2331.

Em anexo encontra-se o código em Assembler do programa desenvolvido para reproduzir os sinais de comando previamente dimensionados.

Os sinais gerados no microcontrolador apresenta uma tensão de 0 ou 5 V, como é visível na figura 4.18 a). Ao ser enviado para *optocoupler* (HCPL2232), o sinal é alterado para níveis de tensão compreendidos entre 0 ou 15 V (figura 4.18 b)) de maneira a poder ser aplicado na *gate* do MOSFET. Desta forma, quando numa saída do microcontrolador o sinal de PWM se encontra no nível baixo (0 V), a saída do *drive* do MOSFET acha-se também no nível baixo (0 V), mantendo o semicondutor no estado de não condução. Por outro lado, se numa saída do microcontrolador for apresentado um sinal no nível lógico alto (+5 V) é aplicado ao semicondutor correspondente um sinal no nível lógico alto (+15 V), procedendo à saturação do interruptor.

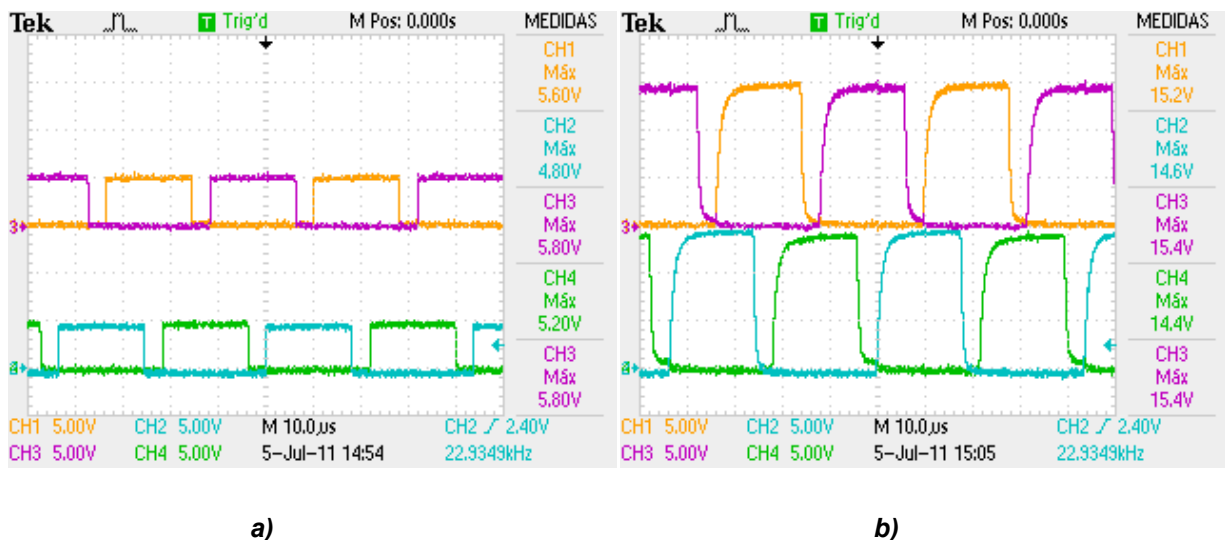
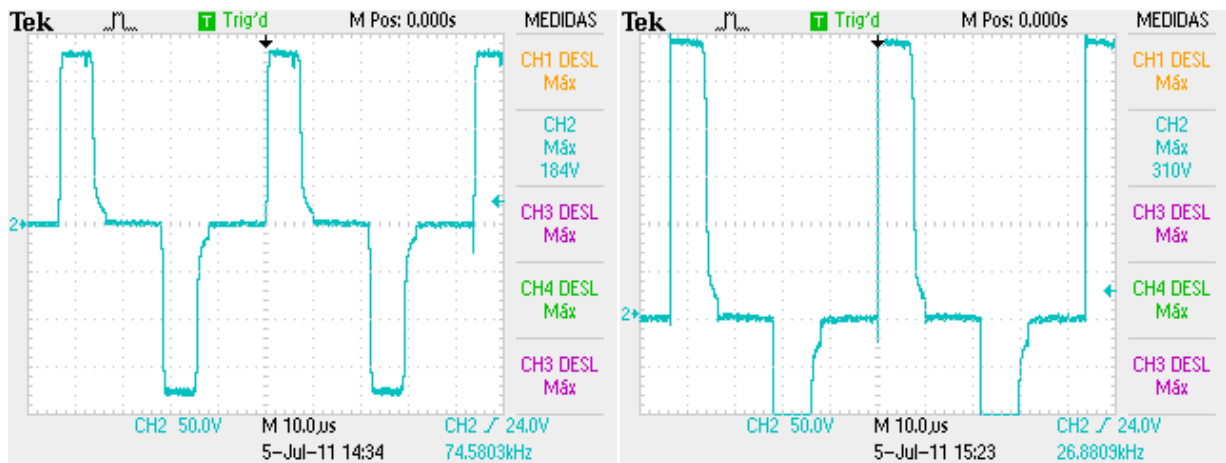


Figura 4.18 a) – Sinais de saída do microcontrolador.

Figura 4.18 b) – Sinais V_{GS} de cada Mosfet.

No momento da programação dos sinais do microcontrolador é necessário ter em atenção os tempos mortos entre sinais do mesmo braço de modo a garantir que não ocorra condução simultânea. Por este facto, estipulou-se um tempo morto de 4 μ s como adquado entre cada sinal do mesmo braço.

Para este ensaio transferiu-se a resistência R_L em paralelo com o barramento DC para a saída do inversor de tensão.



a)

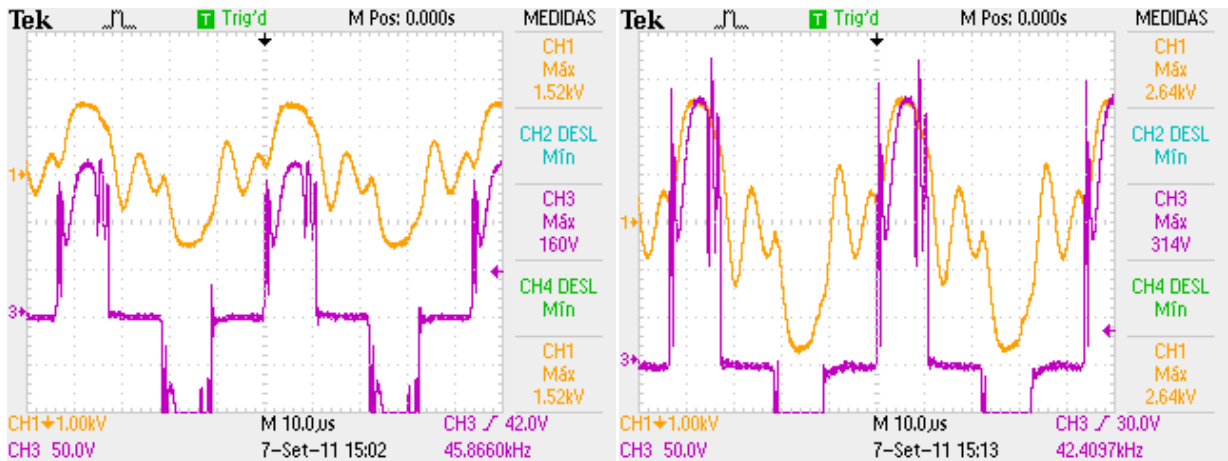
b)

Figura 4.19 a) – Tensão de saída do inversor com carga $R_L=1K\Omega$.

Figura 4.19 b) – Tensão máxima de saída do inversor com carga $R_L=1K\Omega$.

Como podemos verificar nas figuras anteriores, a tensão obtida à saída do inversor tem um comportamento idêntico ao obtido em simulação na figura 4.13.

Dado que esta tensão terá como finalidade a alimentação de um transformador, e sendo este um elemento indutivo, foi necessário projectar (ponto 3.4) e implementar um circuito intermédio entre o inversor e o transformador de modo a que a comutação dos semicondutores do inversor seja realizada em modo ressonante.



a)

b)

Figura 4.20 a) – Tensões na entrada do circuito ressonante e saída do transformador.

Figura 4.20 b) – Tensões máximas na entrada do circuito ressonante e saída do transformador.

Verifica-se que neste ensaio experimental quando não é aplicada tensão na entrada do circuito ressonante, a tensão de saída do transformador apresenta um comportamento oscilatório amortecido. Este facto deve-se ao facto de os elementos ressonantes, nomeadamente a indutância de ressonância, não apresentar o valor exacto obtido anteriormente no ponto 3.4.

5. Conclusões e Propostas de Trabalhos Futuros.

5.1 Conclusões.

O objectivo principal deste trabalho consistia no projecto e implementação de um sistema de alimentação de um transformador de alta tensão a alta frequência. Este sistema teria que ser composto por um conversor AC/DC, que convertesse a tensão da rede numa tensão contínua, e posteriormente por um conversor DC/AC que transformasse a tensão contínua numa tensão alternada de valor médio nulo.

Inicialmente foi feito um estudo sobre as diferentes configurações dos conversores AC/DC, usualmente denominados por rectificadores, para diferentes tipos de cargas. De seguida procedeu-se ao estudo projecto e dimensionamento dos circuito de geração de impulsos, e disparo e de controlo do rectificador. Posteriormente abordou-se o inversor de tensão, as possíveis estratégias de modulação e definiu-se as etapas de operação.

Por último, procedeu-se à simulação do sistema, e posteriormente à sua implementação para obtenção dos resultados práticos.

Em relação ao trabalho desenvolvido importa salientar em processos que envolvem armazenamento de energia em condensadores é necessário ter em atenção a dinâmica destes sistemas. Há que ter em atenção que não poderá haver grandes diferenças de potencial entre a tensão no banco de condensadores e a tensão aplicada aos mesmos.

No que diz respeito ao inversor há que ter em atenção ao processo de comutação dos semicondutores nomeadamente quando se pretende alimentar cargas não resistivas. Nestes casos há que tomar medidas que garanta um processo de comutação menos dissipativo.

5.2 Propostas de Trabalhos Futuros.

Como proposta para trabalho futuro, sugere-se que em alternativa ao sistema de controlo implementado por intermédio de electrónica analógica, seja realizado com recurso a microcontroladores. Neste caso seria também interessante desenvolver um sistema de comunicação entre o microcontrolador e o computador através da comunicação porta série (RS232). Depois de garantida a comunicação, sugere-se o desenvolvimento de um programa em *LabView* para monitorização do sistema. Para além da monitorização do sistema, todos os parâmetros de controlo do sistema poderia ser executados a partir de um computador pessoal.

Propõem-se também o desenvolvimento de um sistema de controlo da corrente pedida pela carga do sistema por forma a evitar que a tensão no barramento de condensadores à saída do rectificador apresente valores de *ripple* elevados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Silva, Fernando; *“Electrónica Industrial”*. – Fundação Calouste Gulbenkian, 1998, ISBN 972-31-0801-1
- [2] Palma, João; *“Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”* – Fundação Calouste Gulbenkian, 1999, ISBN 972-31-0839-9
- [3] Neti Vishwanathan; *“DC to DC Topologies for High Voltage Power Supplies Under Pulsed Loading”*, D.Ph (Engg) Thesis, 2004, Indian Institute of Science, Bangalore.
- [4] Redondo, Luís; *“Apontamentos sobre Amplificadores Operacionais para Engenharia Electrotécnica”*, 2008.
- [5] Redondo, Luís; *“Apontamentos sobre Semicondutores de Potência para Engenharia Electrotécnica”*, 2008.
- [6] Bose, Bimal K.; *“Modern Electronics and AC Drives”* – Prentice Hall PTR, 2002, ISBN 0-13-016743-6
- [7] “Phase Control IC TCA 785”, *Technical Data*
- [8] “Voltage Transducer LV 25-P”, *Technical Data*.
- [9] “HCPL-2232”, *Technical Data*.

ANEXOS

ANEXO A – Código em Assembler do comando do Inversor.

ANEXO B – Layouts e imagens das PCB.

ANEXO A

```
#include <P18F2331.INC> ;arquivo padrão microchip para 18f2331

config OSC = HSPLL           ;configurar oscilador externo
config WDTCN = OFF           ;desligar Watchdog Timer
config LVP = OFF             ;desligar Low Voltage Program
config BOREN = OFF           ;desligar Brown-out Reset
config MCLRE = ON            ;activar Master Clear (RE3 inactiva)
config PWRTEN = OFF         ;desligar Power-up Timer

cblock 0x20
    TMORTO
    DEADTIME
endc

org 0x00
goto INICIO

;ROTINAS

delay
    nop
decrementa
    decfsz TMORTO
    goto decrementa
return
```

```
delay_TempoMorto
    nop
decrementa_1
    decfszDEADTIME
    goto decrementa_1
return
```

INICIO

```
clrf    TRISA;configura o PORTA como saídas
clrf    TRISB
clrf    TRISC

clrf    LATA ;limpa o PORTA
clrf    LATB
clrf    LATC
```

MAIN

```
;tempo1:
    movlw b'00001001'
    movwf LATA

    movlw .17
    movwf TMORTO
    call  delay

;tempo morto1:
    movlw b'00000001'
    movwf LATA
```

```
movlw .9
movwfDEADTIME
nop
nop
call delay_TempoMorto
```

```
;tempo2:
movlwb'00000101'
movwfLATA
```

```
movlw .23
movwfTMORTO
nop
nop
call delay
```

```
;tempo morto2:
movlwb'00000100'
movwfLATA

movlw .9
movwfDEADTIME
nop
nop
call delay_TempoMorto
```

```

;tempo3:
    movlw b'00000110'
    movwf LATA

    movlw .17
    movwf TMORTO
    nop
    nop
    call delay

;tempo morto3:
    movlw b'00000010'
    movwf LATA

    movlw .9
    movwf DEADTIME
    nop
    nop
    call delay_TempoMorto

;tempo4:
    movlw b'00001010'
    movwf LATA

    movlw .23
    movwf TMORTO
    nop
    nop
    call delay

```

```
;tempo morto4:  
    movlw b'00001000'  
    movwf LATA  
  
    movlw .9  
    movwf DEADTIME  
    nop  
    nop  
    call  delay_TempoMorto  
  
    goto  MAIN  
end
```

ANEXO B

As placas de circuito impresso foram projectadas com recurso ao software Eagle v5.8.0.

O circuito da Figura B.1 corresponde ao *layout* do circuito de comando e controlo do rectificador monofásico a tiristores.

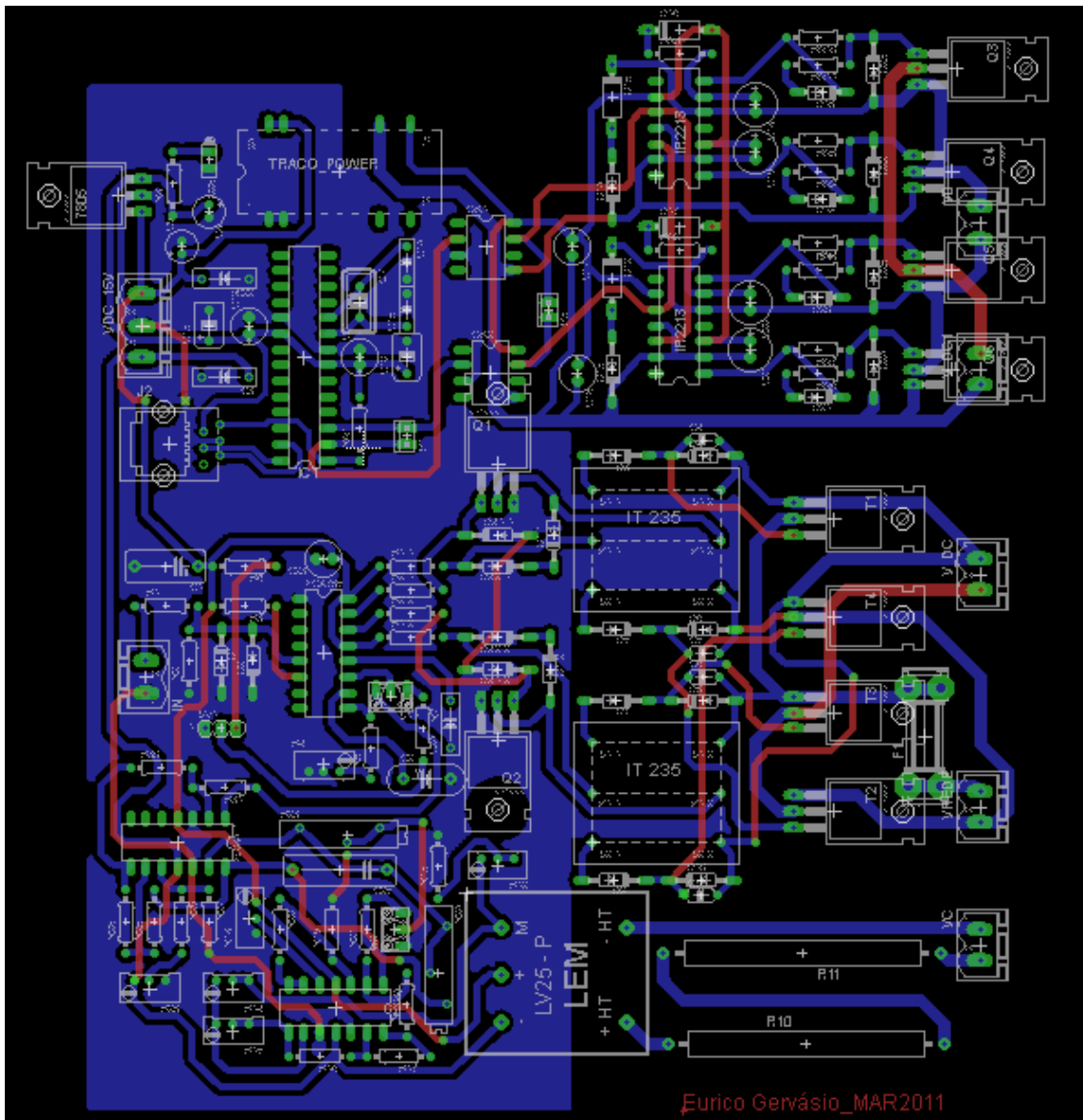


Figura B.1 – Layout do circuito de comando e controlo do rectificador monofásico em ponte.

Esta figura contém também na parte superior o circuito de um inversor em ponte, comandado a partir de apenas 2 sinais gerados pelo PIC.

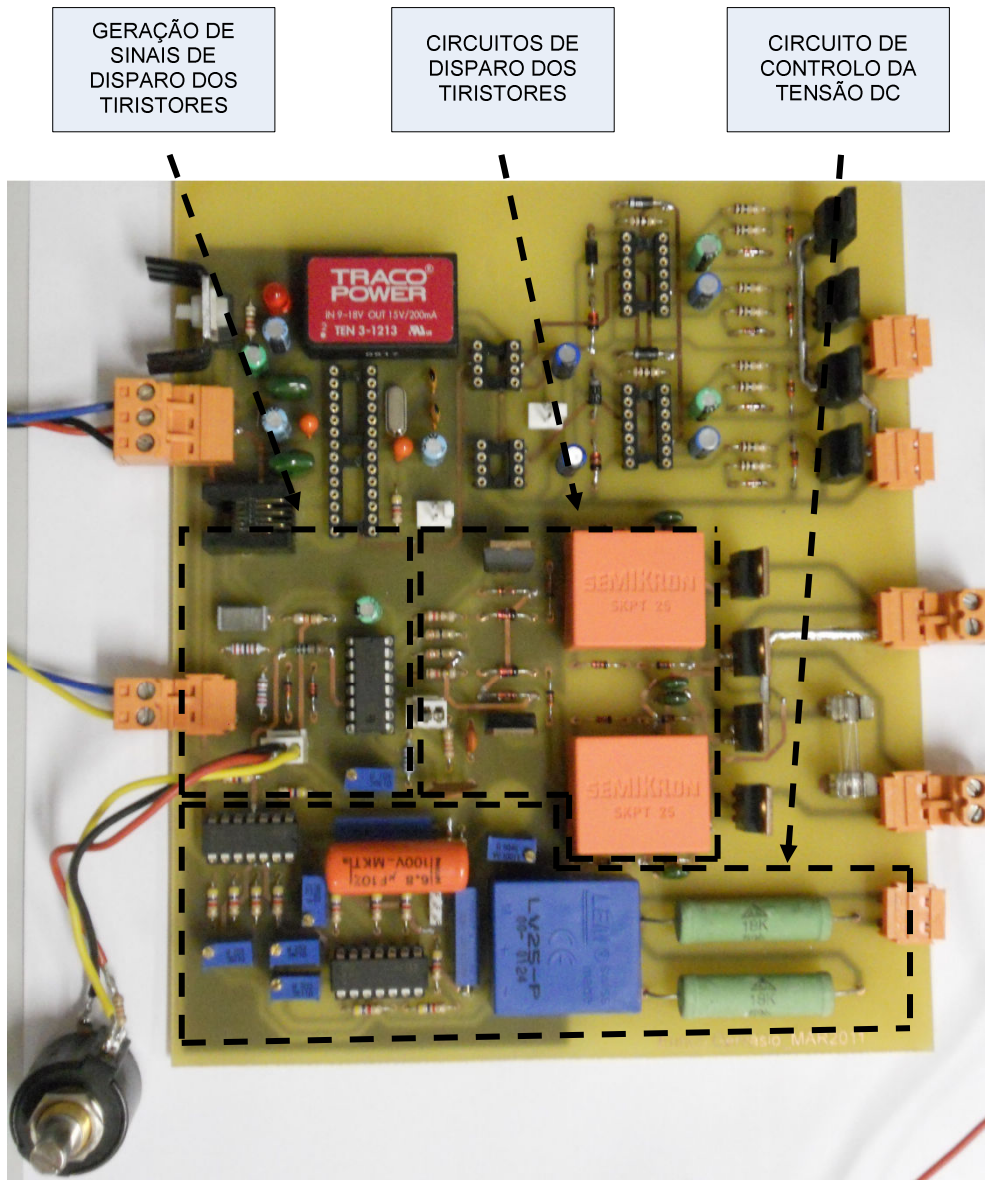


Figura B.2 – PCB do circuito de comando e controlo do rectificador monofásico em ponte.

No entanto, como foi visto anteriormente na figura 2.34, são necessários quatro sinais iguais mas desfasados entre si.

Assim foi necessário fazer um segundo inversor como está representado na figura B.3.

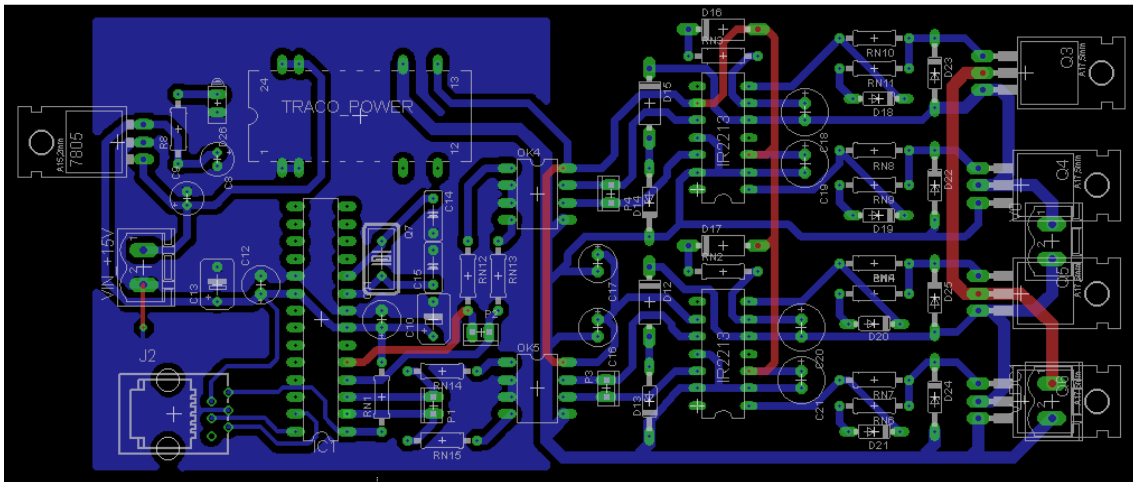


Figura B.3 – Layout do circuito de comando e potência do inversor monofásico em ponte.

A figura B.4 mostra a constituição do inversor de tensão implementado consoante as características de funcionamento necessárias para um correcto funcionamento do transformador que se pretende alimentar.

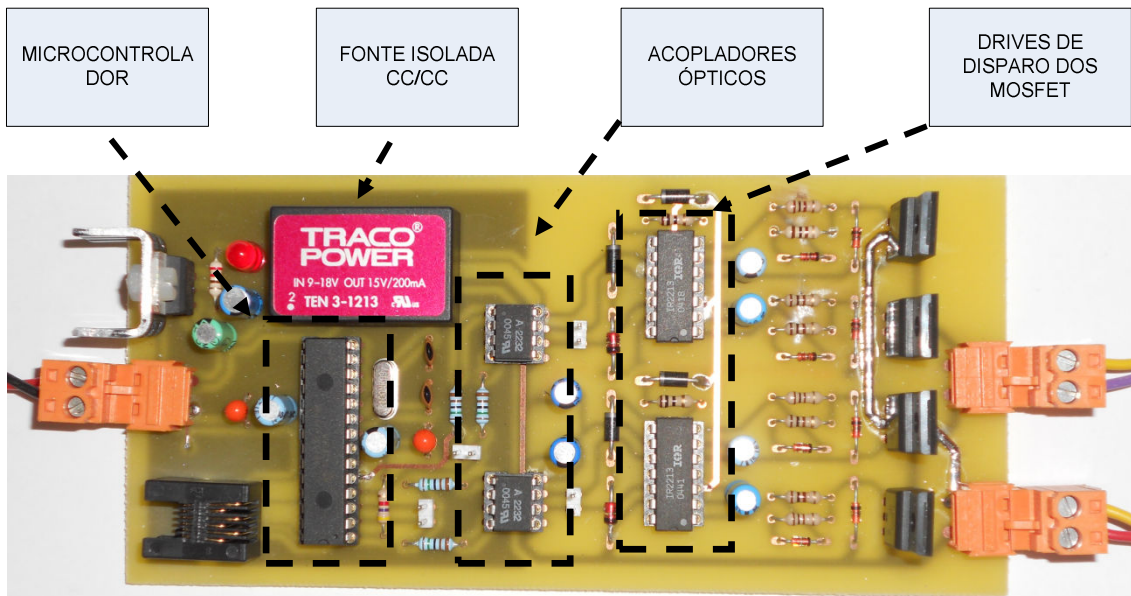


Figura B.4 – PCB do circuito de comando e potência do inversor monofásico em ponte.