



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



## **Modulador Ressonante Em Ponte Assimétrica Para Alvo Do ISOLDE - CERN**

**MARCO ANTÓNIO VIEIRA RODRIGUES**

(Licenciado)

Trabalho final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
Electrotécnica – ramo de Automação e Electrónica Industrial

Orientadores:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Doutor José Fernando Alves da Silva

Júri:

Presidente: Professor Doutor Elmano da Fonseca Margato

Vogais:

Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo (ISEL)

Doutor José Fernando Alves da Silva (IST)

Professor Paulo José Duarte Landeiro Gâmbôa (ISEL)

**Setembro de 2013**

## Dedicatória

*À minha Mãe e Meu Pai*

## Resumo

O presente projecto apresenta uma nova topologia de circuito para o modulador *On – Line – Isotope – Mass – Separator* – ISOLDE presente na Organização Europeia de Investigação Nuclear (CERN).

O protótipo estudado é um circuito ressonante para descarga do alvo do ISOLDE, ensaiado para valores de tensão entre 1000 e 5000 volts. O alvo do ISOLDE é polarizado com uma fonte de alimentação de precisão através de um semiconductor de potência de alta tensão comandado (*Behlke*).

Para recuperar a energia armazenada no alvo do ISOLDE, projectou-se um circuito ressonante em ponte assimétrica, constituída por dois *Behlkes* e dois díodos que transferem a energia presente no alvo para uma bobine. Posteriormente a energia armazenada na bobine é devolvida ao alvo do ISOLDE a quando da repolarização deste.

O controlo dos semicondutores de potência foi realizado através de um micro – controlador programado em linguagem *assembly*, permitindo uma versatilidade de operação dos *Behlke* consoante a função designada.

## Abstract

The present project is a new circuit topology for On – Line – Isotope – Mass – Separator (ISOLDE) located at the European Organization for Nuclear Research (CERN).

The studied prototype is a resonant circuit to discharge the target of ISOLDE, tested for voltage values between 1000 and 5000 Volt. The target in ISOLDE is polarized by a high voltage source through fast high voltage transistor switches (behlke).

To recovery the energy of ISOLDE's target was projected an asymmetric bridge to resonant circuit. This asymmetric bridge is consisting of two diodes and two behlkes that transfer energy in the target for an inductor. Subsequently, with target repolarization, the energy in inductor returns to the target.

The control of the power semiconductors (behlke) was performed through a micro – controller programmed in assembly language, allowing for versatile operation of behlke.

## Agradecimentos

Queria deixar um especial agradecimento aos meus dois orientadores: Dr. Professor Luís Manuel dos Santos Redondo do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (*ISEL*) e Dr. Professor José Fernando Alves da Silva do Instituto Superior Técnico (*IST*) que me deram o apoio e auxílio fundamental para a concretização da presente dissertação.

Ao professor Hiren Canacsinh e ao técnico superior João Mendes também um especial agradecimento pela sua disponibilidade e apoio tanto a nível científico como humano.

## Convenções

- Palavras/expressões de índole estrangeira são representadas em itálico.
- Todas as abreviaturas são primeiramente apresentadas entre parênteses a frente da palavra que designam.
- Marcas referenciadas nesta dissertação, serão exibidas a “*bold*” e itálico assim como as referências do material utilizado em “*bold*”, itálico e sublinhado.
- As expressões matemáticas mais relevantes apresentam a identificação do capítulo a que pertencem.
- As unidades vêm exibidas entre parênteses rectos pelas suas abreviaturas, sendo que a primeira vez que surjam na dissertação, à frente da abreviatura virá a respectiva designação por extenso.
- Os capítulos estão numerados em numeração românica, e as folhas da dissertação por numeração ocidental.
- As referências bibliográficas presentes no final do documento, encontram-se numeradas entre parênteses rectos. Ao longo desta dissertação serão referenciadas no texto/imagem pertencentes, as referências bibliográficas.

## Índice

Dedicatória.....	2
Resumo.....	3
Abstract.....	4
Agradecimentos.....	5
Convenções.....	6
Índice.....	7
Capítulo I: Introdução.....	10
I.1 – Motivação.....	11
I.2 – Objectivos.....	11
I.3 – Estrutura da dissertação.....	12
Capítulo II: Modulador para alvo do <i>ISOLDE</i> no <i>CERN</i> .....	13
II.1 – Breve introdução à Organização Europeia de Investigação Nuclear.....	14
II.2 – <i>On-Line Isotope Mass Separator (ISOLDE)</i> .....	16
II.3 – Funcionamento do <i>ISOLDE</i> .....	17
II.4 – Modulador de tensão <i>ISOLDE</i> .....	18
II.4.1 – Modulador <i>ISOLDE</i> com transformador de impulsos e <i>Thyratron</i> .....	19
II.4.1.1 – Testes preliminares do modulador <i>ISOLDE</i> .....	19
II.4.1.2 – Constituição e funcionamento do circuito.....	20
II.4.1.3 – Caracterização do material.....	21
II.4.1.4 – Simulações e resultados obtidos.....	22
II.4.2 – Circuitos propostos para modelador <i>ISOLDE</i> .....	26
II.4.2.1 – Circuito geral proposto e funcionamento.....	26
II.4.2.1.1 – Topologia de Circuito baseado no modelo de <i>Marx</i> .....	28
II.4.2.1.1.1 – Funcionamento do interruptor <i>S2</i> .....	28
II.4.2.1.1.2 – Resultados experimentais.....	31
II.4.2.1.2 – Topologia de Circuito baseado no modelo de interruptores <i>Behlke</i> .....	33
II.4.2.1.2.1 – Funcionamento do interruptor <i>S2</i> .....	33
II.4.2.1.2.2 – Resultados experimentais.....	33
II.4.2.1.3 – Conclusões.....	35
Capítulo III: Introdução ao Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica.....	37
III.1 - Introdução.....	38
III.2 – Conceito e Descrição.....	38
III.3 – Princípio de Funcionamento.....	39

III.3.1 – <i>Modo 1</i> – Transferência de energia da fonte para a carga .....	39
III.3.1.1 – Energia armazenada num condensador.....	40
III.3.2 – <i>Modo 2</i> – Transferência de energia da carga para a bobine.....	41
III.3.2.1 – Frequência de ressonância.....	42
III.3.2.2 – Demonstração de cálculo da corrente na bobine .....	43
III.3.3 – <i>Modo 3</i> – Conservação da energia presente na bobine.....	44
III.3.3.1 – Demonstração de cálculo da potência dissipada/Energia de perdas.....	45
III.3.4 – <i>Modo 4</i> – Recuperação da energia por parte da carga .....	46
Capítulo IV: Circuito de comando proposto.....	48
IV.1 – Introdução.....	49
IV.2 – Conceito do circuito de comando proposto .....	49
IV.3 – Constituição e funcionamento do circuito de comando.....	51
IV.3.1 – Convenções do circuito apresentado.....	51
IV.3.2 – Constituição .....	52
IV.3.3 – Funcionamento do circuito .....	54
IV.4 – Resultados Experimentais.....	57
Capítulo V: Dimensionamento do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica.....	59
V.1 – Descrição e Funcionamento do circuito.....	60
V.2 Dimensionamento e Material escolhido.....	61
V.2.1 – Fonte de alimentação ( $V_{DC}$ ).....	61
V.2.2 – Díodo de potência ( $D_{DC}$ ) .....	61
V.2.3 – Condensador ( $C_{DC}$ ) e Resistência ( $R_{DC}$ ) .....	62
V.2.4 – Interruptores $S1$ , $Sb2$ e $Sb3$ .....	64
V.2.5 – Carga ( $C_0//R_0$ ) .....	65
V.2.6 – Díodos de Potência ( $Db1$ e $Db2$ ) .....	65
IV.2.6.1 – Demonstração e cálculo da malha de equalização da tensão em regime estático .....	66
V.2.7 – Transdutor de Corrente (TC).....	68
V.2.7 – Bobine ( $Lb$ ) .....	69
V.2.7.1 – Demonstração de cálculo para solucionar as perdas excessivas na ponte.....	69
V.2.7.2 – Demonstração do cálculo do numero de espiras da bobine (N).....	71
V.2.7.3 – Demonstração do cálculo do diâmetro do condutor ( $S_{fio}$ ).....	72
V.2.7.4 – Demonstração do cálculo do entre – ferro do núcleo ( $I_{ENTREFERRO}$ ) .....	73
V.2.8 – Núcleo magnético .....	74

V.2.9 – Cálculos .....	75
V.2.9.1 – Para 1000 [V].....	75
V.2.9.2 – Para 5000 [V].....	75
Capítulo VI: Simulação e ensaio do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica.....	77
VI.1 – Circuitos simulados em <i>Orcad Pspice</i> e Ensaio laboratorial .....	78
VI.1.1 – Descrição .....	79
VI.1.1 – Resultados Obtidos .....	80
Capítulo VII: Conclusões e trabalho futuro .....	92
VII.1 – Conclusões .....	93
Bibliografia .....	95

## Capítulo I: Introdução

**Resumo:** No capítulo introdutório exibem-se a motivação, os objectivos e a estruturação da dissertação.

## I.1 – Motivação

A presente dissertação consiste num projecto de investigação científica que abrange a área da electrónica de potência aplicada à física de partículas.

Com a investigação científica realizada pretende-se dar um contributo significativo para o desenvolvimento pessoal e da área de electrónica de potência.

## I.2 – Objectivos

Em seguida são apresentados os principais objectivos que se pretendem alcançar nesta dissertação:

- A obtenção dos sinais de comando dos *Behlke* através de um micro – controlador;
- Estudo e validação do modelo teórico do circuito ressonante proposto;
- Validação a nível laboratorial (prático):
  - Validação dos dispositivos *Behlke* no funcionamento do circuito ressonante;
  - Obtenção de impulsos de tensão no alvo de 1000/5000 com tempos de subida e descida muito baixos ( $\mu\text{s}$ )
  - Recuperação de energia da carga igual ou superior a 75% do seu valor inicial

### I.3 – Estrutura da dissertação

A dissertação apresenta os seguintes capítulos:

**Capítulo I: Introdução** – Neste capítulo é apresentada a motivação, os objectivos e estruturação da dissertação.

**Capítulo II: Modulador para alvo do ISOLDE no CERN** – Neste capítulo faz-se uma breve introdução ao CERN e ISOLDE. Estuda-se o modulador ressonante usado no ISOLDE, assim como as propostas efectuadas para substituir o mesmo.

**Capítulo III: Introdução ao Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica** – No terceiro capítulo é feita a introdução teórica do circuito a desenvolver nesta dissertação: Descrição, leis matemáticas que regem o circuito e princípio de funcionamento.

**Capítulo IV: Circuito de comando proposto** – No quarto capítulo, é fornecido toda a informação referente ao circuito de comando proposto: Conceito, material utilizado e princípio de funcionamento.

**Capítulo V: Dimensionamento do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica** – O capítulo V documenta todos os dimensionamentos efectuados para o circuito de potência para uma tensão de 5000 [V], o material escolhido e cálculos pertinentes.

**Capítulo VI: Simulação e Ensaio do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica** – O sexto capítulo apresenta os circuitos simulados em *Orcad Pspice* (1000, 2000 e 5000 [V]) assim como o circuito ensaiado em laboratório e respectivos resultados experimentais.

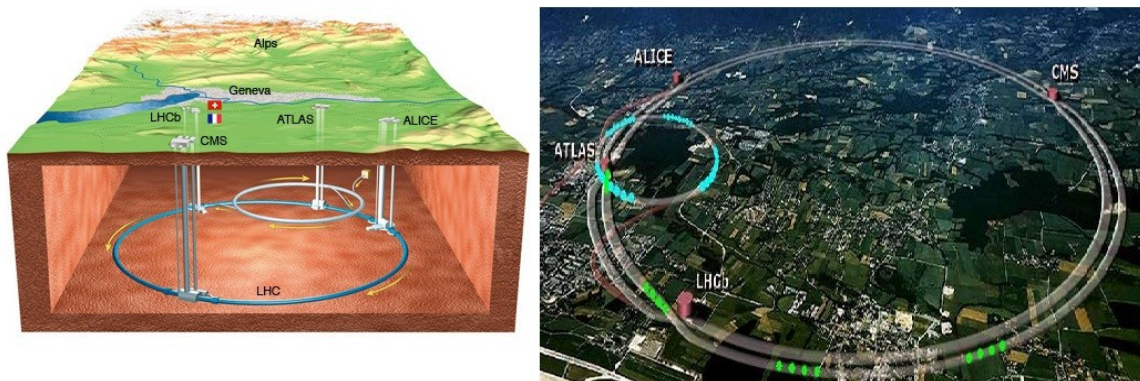
**Capítulo VII: Conclusão e Trabalho Futuro** – No ultimo capítulo é feita uma análise crítica a todo o trabalho desenvolvido, fazendo-se uma análise e comparação dos resultados obtidos. Neste capítulo também é feita uma ponte entre o que já foi conseguido com este projecto e aquilo que se poderá melhorar.

## Capítulo II: Modulador para alvo do *ISOLDE* no *CERN*

**Resumo:** Neste capítulo faz-se uma breve introdução ao *CERN* e *ISOLDE*. Estuda-se o modulador ressonante usado no *ISOLDE*, assim como as propostas efectuadas para substituir o mesmo.

## II.1 - Breve introdução à Organização Europeia de Investigação Nuclear

A Organização Europeia de Investigação Nuclear (*CERN*), situada a noroeste de Genebra, na fronteira entre França e Suíça, foi fundada em 1954, com o objectivo de promover a colaboração entre países Europeus na área da física fundamental de modo a permitir à Europa a liderança nesse domínio. Para tal era necessário reunir os vários cientistas dispersos pela Europa (muitos deles fugitivos e receosos uns dos outros devido à segunda guerra mundial) e criar um complexo laboratório para estudo de física fundamental (que seria impossível sem a união dos vários países devido aos elevados custos das instalações necessárias), que albergasse na sua constituição, os vários países Europeus. Apesar das dificuldades da época, chegou-se ao consenso de que a Europa não poderia depender dos Estados Unidos da América ou da URSS para efectuar investigação na área da física fundamental e como tal, **Pierre Auger**, **Raoul Dautry**, **François de Rose** (França), **Edoardo Amaldi** (Itália) e **Niels Bohr** (Dinamarca) foram os “pais” fundadores do laboratório para estudo e investigação na área da física de partículas. [1] [2]

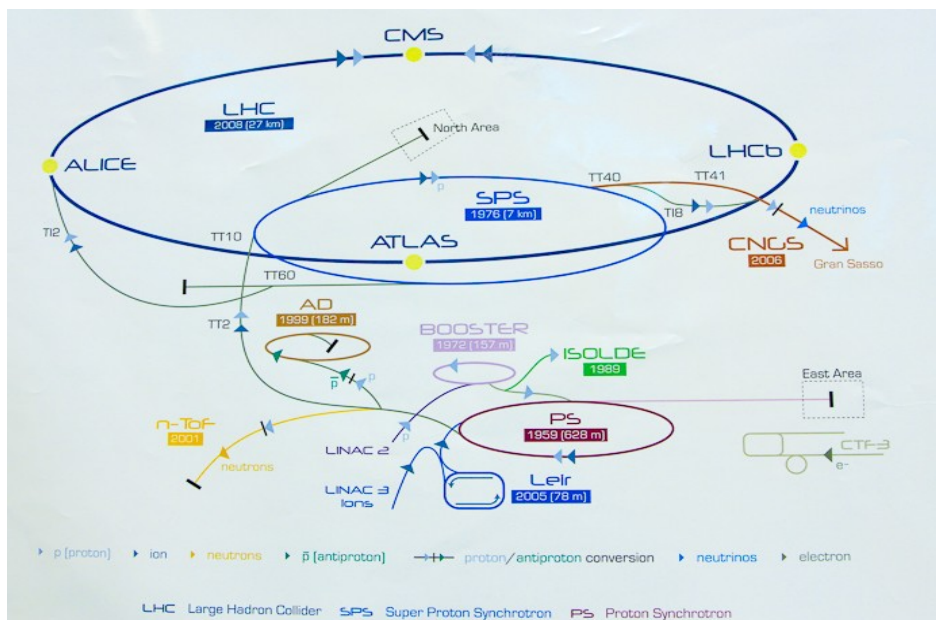


**Figura1:** Na esquerda mostra-se um esquema tridimensional da geografia do CERN; À direita um esquema do perímetro geográfico do CERN. [3] [4]

A física de partículas, base de estudo e investigação do CERN, é um ramo da física que estuda os constituintes elementares da matéria (partículas elementares são a porção indivisível da matéria como os electrões, protões e neutrões) e da radiação e as suas interacções e aplicações. O estudo desta área da física, tem uma propriedade singular, que se deve ao facto de muitas partículas elementares serem criadas a energias elevadas o que leva inevitavelmente a que as mesmas também só sejam detectadas a altas energias de aceleração. Como tal, para que as experiências efectuadas no CERN sejam

possíveis, dois elementos são fundamentais: hidrogénio e chumbo. Os protões de hidrogénio (após remoção dos electrões dos átomos de hidrogénio) e os iões de chumbo (produzidos a partir do chumbo vaporizado) que se encontram no princípio de todo o processo, são inseridos nos aceleradores de partículas que fornecem energia a feixe de partículas electricamente carregadas, antes de as enviar para as experiências ou para outro acelerador.

No CERN existe um complexo de seis aceleradores de partículas distintos, sendo eles: O LINAC 2 e LINAC 3 (aceleradores lineares) que no caso do primeiro acelera partículas a 50 [MeV]<sup>1)</sup> (mega electrão – volt) para injectar no PSB (*Proton Synchrotron Booster*) e no caso do segundo, fornece iões pesados de 4,2 [MeV] para injectar no LEIR (*Low Energy Ion Ring*) que por sua vez acelera as partículas de iões que serão injectadas no PS (*Proton Synchrotron*). O SPS (*Super Sincrotrão de Prótons*), é um acelerador de 7 [km] (quilómetros) que recebe as partículas do PS e acelera-as para as fornecer ao LHC (*Large Hadron Collider*), o maior acelerador de partículas do CERN, que tem como objectivo obter dados sobre as colisões de feixes de partículas, tanto de protões (7 [TeV] = 1,12 [μJ] (micro Joule)) por partícula, como de núcleos de chumbo com energia de 574 [TeV] (92 [μJ]) por núcleo. [5]



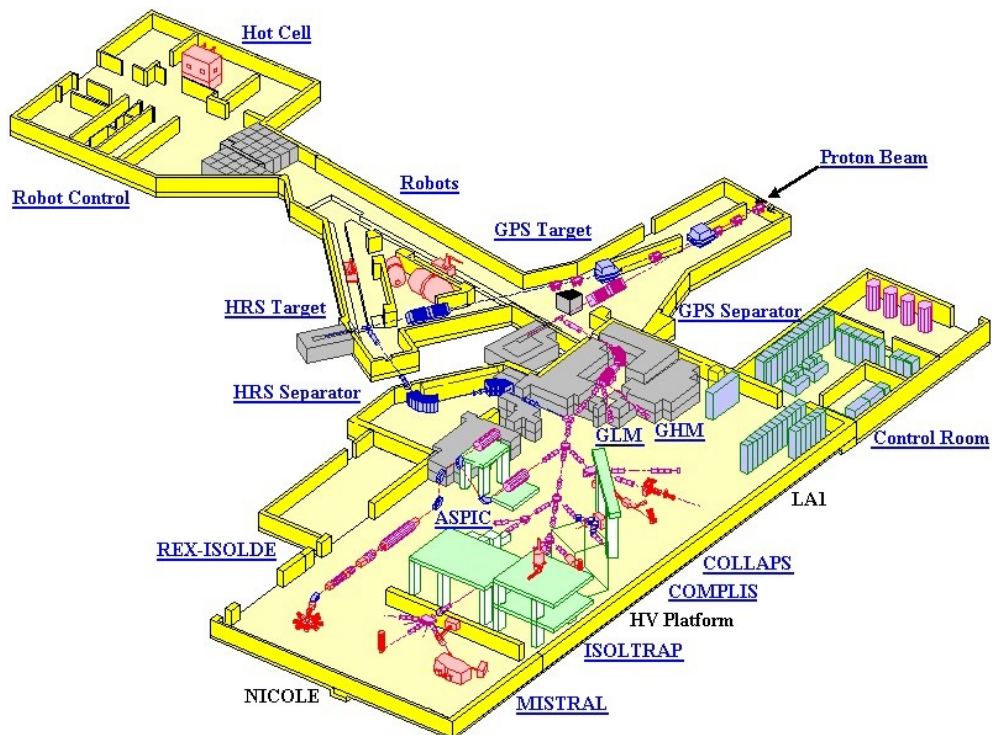
**Figura2:** Esquema dos percursos efectuados pelos protões, neutrões, electrões, iões, anti-protões e neutrinos ao longo do CERN. [5]

<sup>1)</sup> Electrão – volt (eV) é a unidade de medida da energia cinética ganha por um electrão quando acelerado por uma diferença de potencial de 1 volt, no vácuo; <sup>2)</sup> 1 eV = 1, 60217733(49)×10<sup>-19</sup>.

## II.2 – On-Line Isotope Mass Separator (ISOLDE)

O *ISOLDE* (*On-Line Isotope Mass Separator*) ou Separador de Massa de Isótopos em linha inicialmente localizado no *CERN SC* foi inaugurado em 1967, com o intuito de produzir e estudar núcleos radioativos. Passados 24 anos da sua inauguração o *ISOLDE* foi obrigado a interromper o seu funcionamento, devido ao envelhecimento do antigo acelerador *SC*, que foi fechado. Contudo, o amplo interesse no programa de física de iões da *ISOLDE*, levou a que o mesmo fosse transferido para o acelerador *PSB* (1 [GeV]), tendo ficado mesmo localizado entre o *PSB* e o *PS* como se pode verificar na figura 2.

Ao longo dos seus 45 anos de existência o *ISOLDE* aprimorou o seu funcionamento e reuniu um importante legado no que diz respeito às pesquisas com feixes radioativos. Actualmente, mais de 700 isótopos de mais de 70 elementos distintos foram utilizados numa vasta gama de domínios de investigação, como as áreas da física atómica e nuclear, ciência dos materiais, ciências da vida e física do estado sólido. [7] [8] [9]



**Figura3:** Esquema do laboratório do *ISOLDE*. [6]

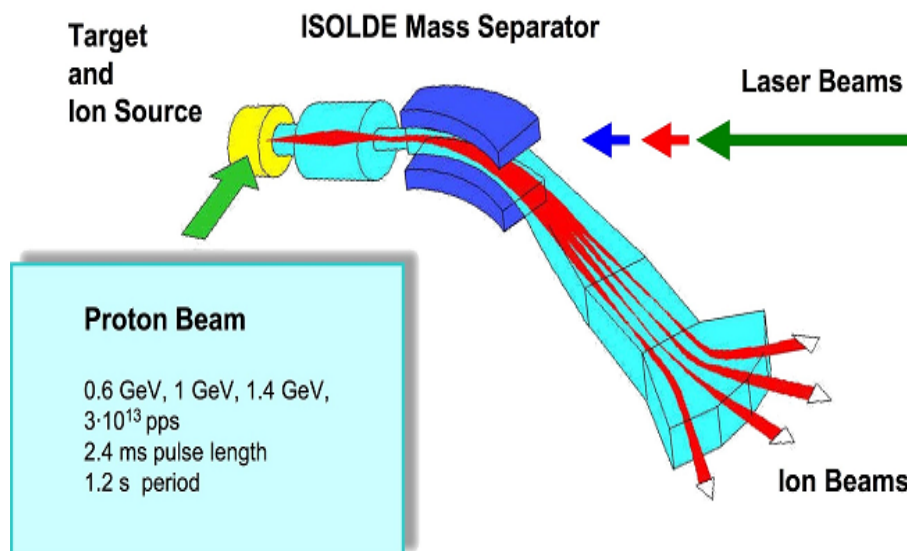
### II.3 – Funcionamento do *ISOLDE*

Depois da breve introdução feita à Organização Europeia de Investigação Nuclear e ao *ISOLDE* é necessário descrever o mecanismo de produção de núcleos radioactivos por parte do *ISOLDE* para se conseguir chegar ao objecto em estudo nesta dissertação.

Para o seu processo de funcionamento o *ISOLDE* necessita, basicamente, de um denso alvo, uma fonte de iões e um electroímã com ligação à terra.

A produção de núcleos radioactivos advém das reacções de alta energia dos prótons, provindos do acelerador *PSB*, com os densos alvos do *ISOLDE*, construídos a partir de metais fundidos. Estes alvos (conectados a fontes de iões) têm de se manter a temperaturas elevadas para que os átomos radioactivos produzidos se possam difundir pela fonte de iões. Após o feixe de prótons se extinguir, a fonte de iões é polarizada a 30/60 [kV] (quilo volts) para que os iões produzidos sejam acelerados e recolhidos por um electroímã ligado à terra, onde são separados de acordo com a sua massa.

No processo descrito anteriormente a fonte de iões necessitava de ser polarizada, para que os iões produzidos sejam acelerados. É nesta parte do processo que se insere o modulador estudado nesta dissertação. [7] [8] [9]



**Figura4:** Esquema geral de funcionamento do *ISOLDE*. [9]

## II.4 – Modulador de tensão ISOLDE

No processo de funcionamento do *ISOLDE*, é necessário que a fonte de iões seja polarizada a uma tensão de 60 [kV]. Porém a fonte de iões encontra-se conectada ao alvo, levando a que ambos tenham de se encontrar a uma tensão estável, em relação ao eléctrodo de terra, para que se consiga fornecer a tensão de aceleração requerida aos iões.

Apesar do alvo, fonte e eléctrodo de extracção se encontram num ambiente preenchido por vácuo (estando mesmo o alvo inserido num depósito sujeito a vácuo que eleva o potencial de aceleração ao máximo), a intensidade de impacto do feixe de protões é tão elevada que provoca a sua deslocação através do ar que se encontra a cerca de um metro, a montante e a jusante do depósito de vácuo do alvo, fazendo com todo esse ar seja ionizado. O fenómeno descrito pode perturbar a tensão de aceleração referida em cima, pois acrescenta uma carga adicional significativa sobre a fonte de tensão.

O problema de estabilidade referido anteriormente, foi de fácil resolução para o acelerador *SC*, com a introdução de uma *hard tube series* que fornecia uma tensão regulada (com escala e resposta adequada) para lidar com os efeitos das explosões de protões (600 [MeV]) que tinham um tempo de duração de 20 [ $\mu$ s] (micro segundos) ate intervalos regulares de 5 [ms]. Entretanto com a passagem do *ISOLDE* para o acelerador *PSB* (acelerador com maior potência), verificou-se que as explosões de feixe eram 4 vezes superiores ( $2 \times 10^{13}$  protões) às resultantes no *SC* e tinham uma duração de 2.5 [ $\mu$ s] (8 vezes inferior às suas congéneres). Este aumento significativo resulta no aumento da ionização que por sua vez interfere de forma negativa no funcionamento do circuito, provocando o curto – circuito da fonte de alimentação e podendo mesmo originar o aparecimento de descargas disruptivas entre o reservatório de vácuo do alvo e a terra.

Devido aos problemas enunciados nos parágrafos anteriores, a comunidade científica chegou ao consenso de que a tensão de aceleração dos iões deveria ser moldada a zero volts durante o período crítico (período em que os protões bombardeiam o alvo), sendo esse período de valor inferior a 10 [ms] para se conseguir detectar isótopos radioactivos com tempos de vida muito curtos. Como tal, foi proposto e implementado o modulador *ISOLDE* com transformador de impulsos e *thyatron* que será de seguida objecto de estudo. [10]

## II.4.1 – Modulador ISOLDE com transformador de impulsos e *Thyratron*

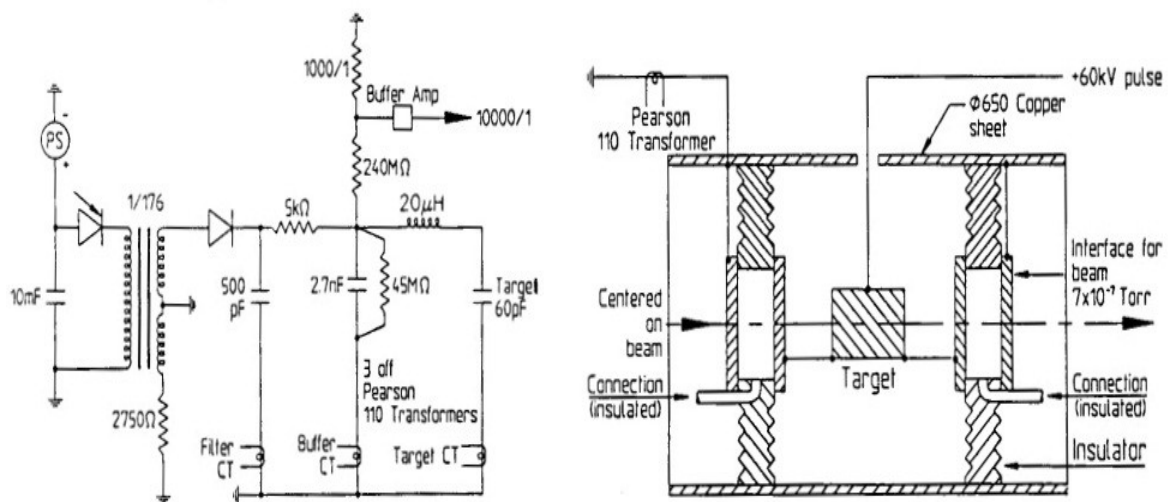
O modulador de tensão com transformador de impulsos e *thyatron* foi a solução implementada para suprimir os problemas gerados pelo aumento do poder de ionização provocados pelo *PSB*. Antes da implementação do circuito modulador, foram efectuados alguns testes para validação do modelo.

### II.4.1.1 – Testes preliminares do modulador ISOLDE

Para se efectuar os testes preliminares, utilizou-se um transformador trifásico com uma potência de 50 [kVA] (quilo volt – ampere) e uma tensão de isolamento de 380 [V], uma linha coaxial de 5 [m] com blindagem em cimento, inúmeras cremalheiras de 19” para os transformadores redutores, encravamentos e controlos **CAMAC**.

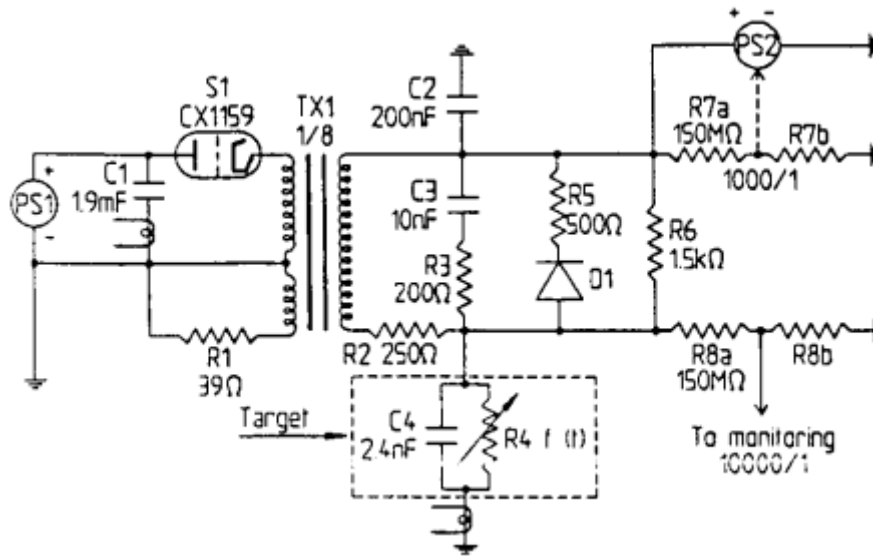
No primeiro teste, utilizou-se o acelerador *SC*, e o circuito conseguiu produzir um impulso rápido de 60 [kV] em 900 [ $\mu$ s] sem haver repartição à terra ou entre componentes e sem haver perturbação dos controlos. A análise dos resultados indicou que a carga total seria um R//C de 2,4 [nF] (nano Farad) e 50 [M $\Omega$ ] (mega Ohm), sendo esta ultima imputável à água desmineralizada dos circuitos de refrigeração do alvo e fonte de iões.

O segundo teste explorou os riscos de descargas disruptivas num alvo, suspenso no ar, que é atingido por um feixe, com mais de  $1,8 \times 10^{13}$  protões por impulso, proveniente do acelerador *PSB* e serviu para quantificar a resistência de perdas pós – impacto.



**Figura5:** À esquerda configuração eléctrica e à direita a configuração mecânica para o teste de simulação do alvo

### II.4.1.2 – Constituição e funcionamento do circuito



**Figura6:** Modulador ISOLDE com *thyatron* (CX1159) e o transformador de impulsos (TX1) de relação 1:8

O circuito da figura 4 apresenta um transformador de impulsos com uma relação de transformação do primário para o secundário de 1:8.

O primário (PS1) do transformador é alimentado por uma fonte de alimentação auxiliar de 11,6 [kV] que tem como função carregar C1. O condensador (C1) por sua vez descarrega-se sobre o primário do transformador, quando o *thyatron* **CX1159** comuta (o *thyatron* tem como função, permitir a alimentação do primário do transformador). É nesta fase que se dá início à modulação da tensão de 60 [kV] para 0 [kV] no alvo.

No secundário do transformador, ligado a um dos pólos, tem-se a resistência R2 que faz a ligação da fonte de 60 [kV] (PS2) com a carga ressonante. Esta resistência, assim como R1 permitem a redução do tempo de re – estabilização do pólo em que se inserem. No outro pólo do secundário encontra-se o condensador de 200 [nF] (C2). Visto o condensador C2 ser muito maior do que C4, limita a oscilação da tensão aos terminais da (PS2). Sendo PS2, uma fonte de alta tensão que requer alta precisão e estabilidade, retira-se vantagem da sua ligação a C2 e não a C4 permitindo minimizar as oscilações que este equipamento deve suportar, a cada modulação.

Durante o funcionamento do circuito as correntes que percorrem o secundário do transformador, provocam a descarga do condensador C4. Por outro lado o condensador

C3 presente aos terminais do secundário, permite que o *thyatron* não deixe de conduzir prematuramente e permite que C4 recupere uma parte da sua carga.

O divisor de tensão constituído por R7, permite regular a saída da PS2. A circulação entre PS2 e o alvo pode dar-se por dois caminhos: através de R6 com uma razão de ciclo menor que 4 [ $\mu$ s], ou por TX1 e R2 com uma razão de ciclo de 1,7 [ms].

### II.4.1.3 – Caracterização do material

#### Transformador de impulsos e seu dieléctrico

O transformador do circuito tem uma relação de transformação, do primário para o secundário, de 1/8.

Para além dos enrolamentos do primário e do secundário, existe um terceiro enrolamento que previne a saturação do núcleo. Núcleo esse que, tem um entreferro de 6 [mm] para que a indutância de magnetização do transformador seja inferior a 0,5 [H] (Henry) (esta característica é fundamental para que a estabilização da tensão no alvo ocorra dentro do tempo previsto). O dieléctrico é constituído por barreiras sólidas de isolamento e óleo.

A indutância de fugas do transformador tem um valor de 16,5 [mH]. Esta indutância e respectivo valor atribuído têm como função determinar, para um alvo capacitivo fixo, o tempo necessário para que a tensão no mesmo se reduza a 0 [V].

#### Fonte de alimentação PS2

A fonte de alimentação PS2 é uma unidade híbrida de estado sólido (*solid state hybrid*), regulado por uma válvula electrónica de vácuo (*hard tube*).

A obtenção da alta tensão contínua (DC), por parte desta fonte, é feita à custa de um multiplicador de tensão do tipo “*Cockcroft-Walton*”. Este circuito é alimentado através de um modulador de largura de impulso de 30 [kHz] (quilo Hertz).

### Fonte de alimentação PS1

É uma fonte comercial com uma saída de 0 a 15 [kV].

Um condensador de 400 [J/s] recarrega a fonte de alimentação que opera a 11,6 [kV] para fazer ressonar a tensão de alvo a 60 [kV].

### Thyratron – CX1159

O *thyatron*, usado neste circuito é um *tetrode* (válvula electrónica com quatro eléctrodos activos) *thyatron*, com deutério ( $^2\text{H}$  – isótopo estável do hidrogénio). Este tipo de *thyatron* para além de apresentar baixa taxa de oscilação, é indicado no uso de circuitos com taxas elevadas de repetição de impulsos, em paralelo para a comutação de altas tensões ou para a comutação de longos impulsos.

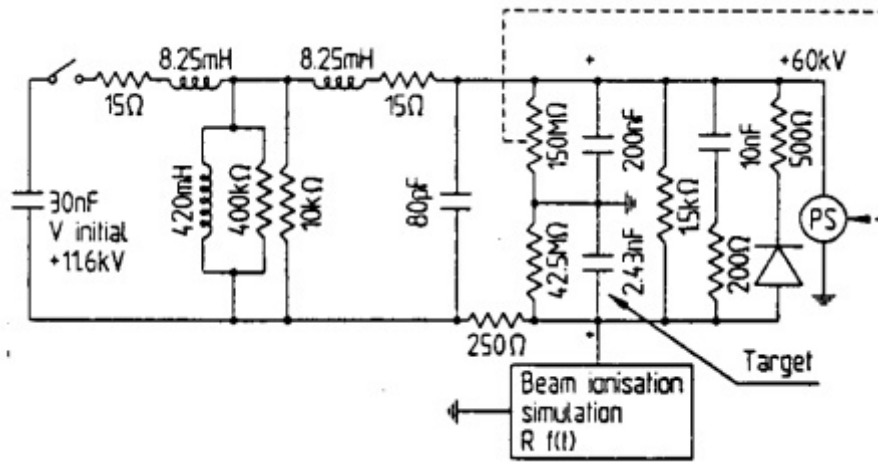
Este dispositivo suporta uma tensão directa de pico de 33 [kV] e uma corrente de pico de 1 [kA] (quilo ampere).

#### **II.4.1.4 – Simulações e resultados obtidos**

Feita a apresentação do circuito e seus componentes, para o tipo de modulador que se trata, é necessário que o seu funcionamento cumpra os seguintes requisitos:

- ✓ Tempo de descida da tensão no alvo de 33 [ $\mu\text{s}$ ], permanecendo a sua tensão perto de 0 [V] durante o impacto do feixe.
  
- ✓ Durante o tempo de recuperação, a tensão no alvo não deve oscilar mais do que 2.5 [kV] acima da tensão nominal.
  
- ✓ A tensão nominal do alvo (+/- 1 [V]) deve ser repostada em menos de 5-6 [ms].

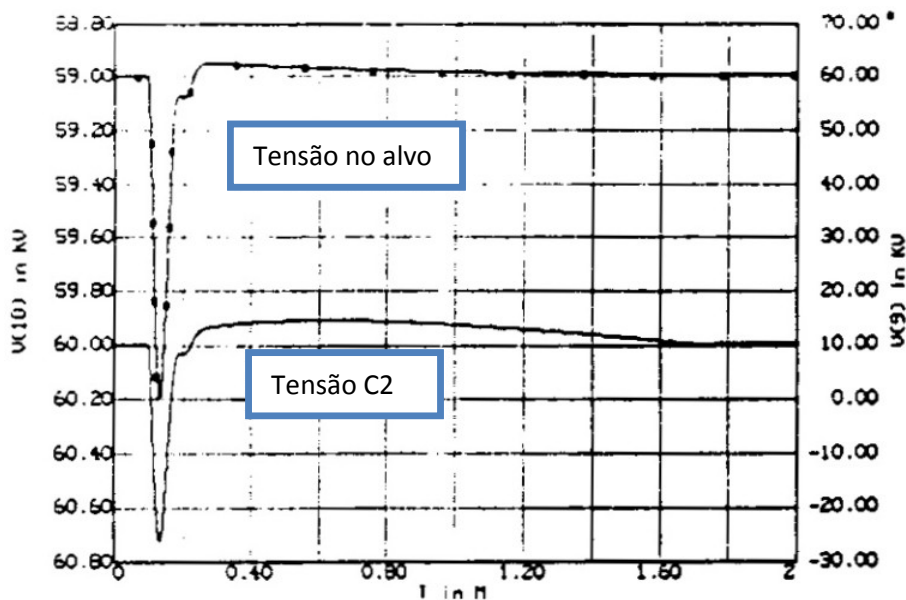
O circuito da figura 7 representa o circuito equivalente do modulador para uma tensão de 60 [kV], simulado com a ferramenta *MicroCap III*.



**Figura7:** Circuito equivalente do modulador simulado em *MicroCap III*

O transformador (TX1) está representado na figura 7, pelo seu circuito equivalente e a fonte de alimentação (PS2) por um dispositivo limitado a um pico de corrente de 40 [mA] e tempo de subida (*time rise*) de 1 [ms].

As perdas por ionização, que não devem ser negligenciadas, também estão presentes no circuito através de uma resistência variável no tempo.

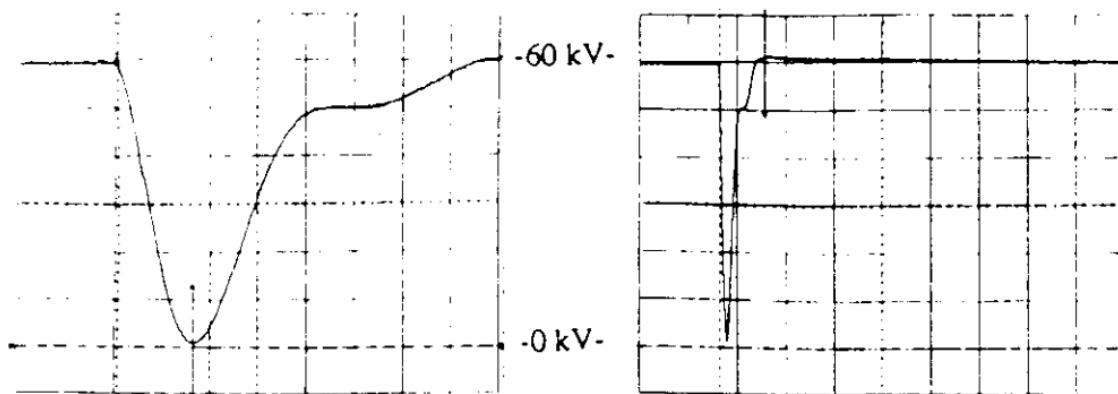


**Figura8:** Formas de onda da tensão no alvo (2,43 [nF]) e no condensador C2 (200 [nF]) resultantes da simulação do circuito da figura 7.

Os resultados obtidos na figura 8, são validos se respeitarem os seguintes parâmetros e intervalos:

A nível laboratorial, foram realizados testes com o modulador da figura 6, apresentando uma carga capacitiva de 2,4 nF em paralelo com resistência de 50 MΩ equivalente ao alvo do *ISOLDE*.

Foi tido em consideração a construção de um circuito auxiliar para simular a ionização provocada pelo feixe de protões, pois verificou-se que esta influenciava a corrente na PS2, aumentando-a (elevação de carga a suportar).



**Figura 9:** Resultado obtido a nível experimental, da tensão na carga; À esquerda tensão na carga para 20 [μs] /divisão; À direita tensão na carga para 200 [μs] /divisão

Os resultados obtidos em *MicroCap III* e laboratorialmente seguem-se na próxima tabela:

	<b>Unidades</b>	<b>MicroCap III</b>	<b>Teste de laboratório</b>
<b>Time fall da carga</b>	[ $\mu$ s]	33	32
<b>Tempo de estabilização <math>\pm 1</math> [V]</b>	ms	5,7	<6
<b>Tensão no primário</b>	[kV]	12,0	11,6
<b>Pico de corrente no primário</b>	[A]	560	500
<b>Tempo à condução no primário</b>	[ $\mu$ s]	162	199
<b>Sobre tensão máxima</b>	[kV]	2,5	1,6
<b>Corrente de fugas induzida pelo feixe</b>	[mA]	<b>Pico:</b> 53 <b>Após 2 [ms]:</b> 13	<b>Pico:</b> 56 <b>Após 2 [ms]:</b> 15

**Tabela1:** Resultados da simulação e ensaio laboratorial.

Os resultados obtidos vão de acordo o previsto, validando o modulador. Porém o rápido desenvolvimento da ciência tornou este modulador obsoleto, tanto no seu funcionamento como nos materiais que o constituem (desenvolvimento tecnológico). Para colmatar esta situação, são propostos de seguida três moduladores para o *ISOLDE*, sendo dois deles tratados neste capítulo e o terceiro estudado nos restantes capítulos desta dissertação.

**Nota:** O ponto II.4.1 desta dissertação foi baseado e apoiado pelas referências bibliográficas [10] [12].

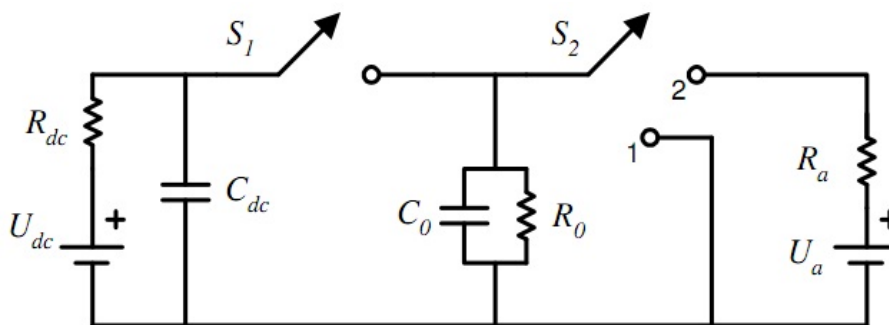
## II.4.2 – Circuitos propostos para modelador *ISOLDE*

No início do funcionamento do *ISOLDE* viu-se a necessidade de utilizar um *hard tube series*, quando o feixe de prótons ainda era fornecido pelo acelerador *SC*. Posteriormente, com a passagem do *ISOLDE*, do *SC* para o acelerador *PSB* (tecnologicamente mais evoluído) impôs-se a projecção de um novo modulador (estudado anteriormente), visto o *hard tube series* comprometer o bom funcionamento do *ISOLDE* para este “novo” acelerador.

O rápido processo evolutivo da ciência tornou o modulador da *ISOLDE* obsoleto, levando a que fossem apresentadas duas propostas de circuitos alternativos para a tensão de alvo de 60 [kV]. Estes dois circuitos já foram testados (não sendo propostas desta dissertação), e têm o único propósito, nesta dissertação, de fazer a ligação entre o trabalho até à data realizado e a proposta de modulador que será estudada e testada nesta dissertação.

As duas topologias de circuito que de seguida serão descritos são o modelo de *Marx* e o modelo *fast high voltage transistor switches (Behlke)*, baseados no conceito de circuito da figura 11.

### II.4.2.1 – Circuito geral proposto e funcionamento

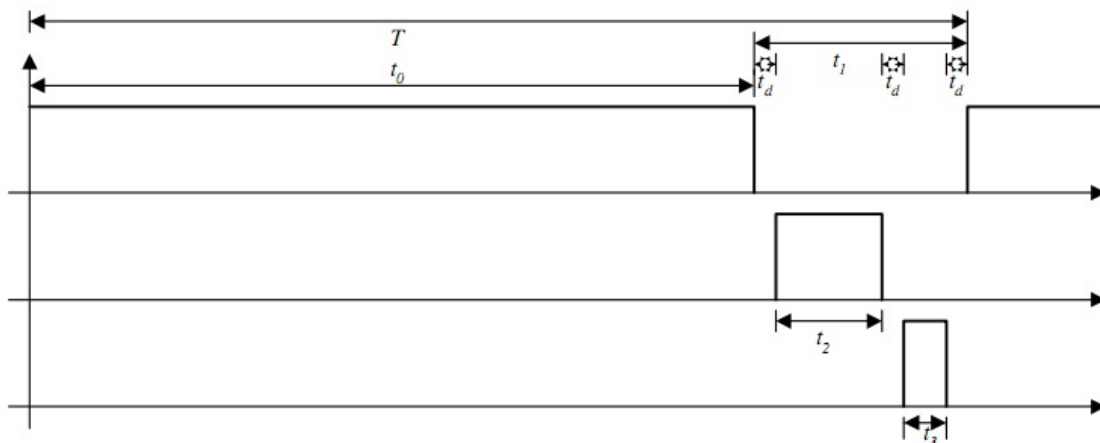


**Figura 11:** Conceito do circuito proposto para modular o alvo do *ISOLDE*

O circuito da figura 11 apresenta o conceito geral de funcionamento dos circuitos propostos de *Marx* e *Behlke*. Este circuito usa uma fonte de alimentação ( $U_{dc}$ ) que representa o *PS* de 60 [kV] e em série a sua resistência interna ( $R_{dc}$ ). Em paralelo com a fonte tem-se um condensador de impulso ( $C_{dc}$ ). O circuito ainda exhibe dois interruptores de estado sólido (*solid-state*) de alta tensão (60 [kV]), a carga  $R_0/C_0$  e uma fonte auxiliar ( $U_a$ ) com a sua respectiva resistência interna ( $R_a$ ) em série.

O funcionamento do circuito está comprometido com o funcionamento dos interruptores (S1 & S2). Quando S1 está à condução,  $U_{dc}$  alimenta a carga a 60 [kV] (o modulador polariza o alvo do *ISOLDE*), ao comutar de estado, S1, desconecta a carga da fonte e S2 passa à condução no estado 1, em que a carga se descarrega por completo (antes do feixe de prótons incidir sobre o alvo, o modulador deixa de polariza-lo ficando este a um potencial de 0 [V]. Durante um período de tempo a tensão na carga é nula (durante o feixe de prótons incidir sobre o alvo), até S2 comutar para o estado 2, onde é permitido à carga se carregar até um nível desejado de tensão. Estando carregada, S2 passa ao corte e a tensão na carga volta a ser controlada pela fonte  $U_{dc}$  de modo a atingir-se a estabilidade.

Na figura 12 exhibe-se as formas de onda teóricas que compreendem o processo de operação do circuito.



**Figura 12:** Formas de onda teóricas do funcionamento do circuito – T, Período;  $t_0$ , S1 à condução;  $t_1$ , S1 ao corte;  $t_2$ , S2 na posição 1;  $t_3$ , S2 na posição 2;  $t_d$ , tempo morto.

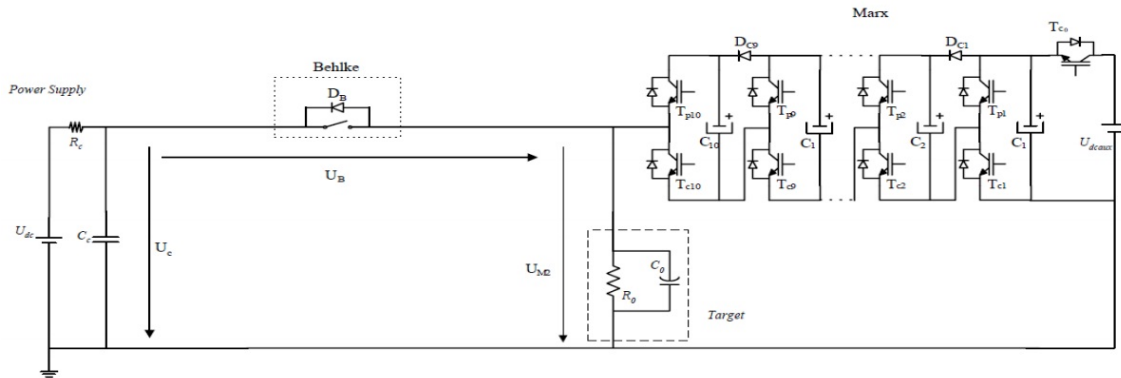
Na primeira forma de onda é representado o período de funcionamento do circuito, onde  $t_0$  é o tempo em que a carga está a ser alimentada por  $U_{dc}$ , (S1 *on* e S2 *off*),  $t_d$  o tempo morto imposto ao circuito para que os interruptores tenham tempo de comutar sem entrarem à condução intempestivamente.

Na segunda forma de onda,  $t_2$ , descreve o tempo em que a carga se descarrega e permanece com uma tensão de 0 [V] (S1 *off* e S2 na posição 1).

A terceira forma de onda,  $t_3$ , demonstra o tempo de em que a carga é carregada pela fonte  $U_a$  (S1 *off* e S2 na posição 2).

**II.4.2.1.1 – Topologia de Circuito baseado no modelo de Marx**

A figura 13 demonstra o conceito aplicado à topologia de circuito *Marx*.



**Figura 13:** Topologia do tipo *Marx* implementado do circuito da fig.11.

O circuito é constituído por um semicondutor de potência – *Behlke* (S1) e um gerador de *Marx* (S2).

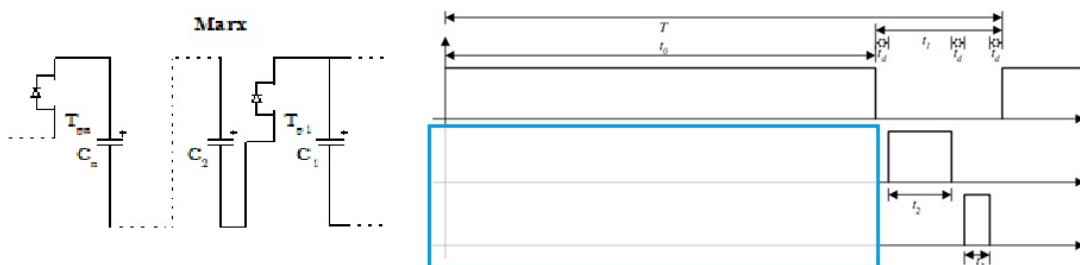
O gerador de *Marx* é um gerador de impulsos positivos, tipicamente alimentado por uma fonte de alta tensão contínua.

O gerador exhibe dois conjuntos de transístores bipolares de *gate* isolada (*IGBT*): Os  $T_{pn}$  que fazem a conexão em série entre os condensadores  $C_n$  e a carga; Os  $T_{cn}$  permitem que os  $C_n$  sejam carregados em paralelo pela fonte de alta tensão.

**II.4.2.1.1.1 – Funcionamento do interruptor S2**

Com vista a uma melhor compreensão desta tipologia, de seguida descreve-se o princípio de funcionamento do interruptor S2 baseado no gerador de *Marx*.

Interruptor S2 off



**Figura 14:** À esquerda o esquema do circuito gerador de *Marx*, quando S2 off e à direita sublinhada a sua evolução temporal

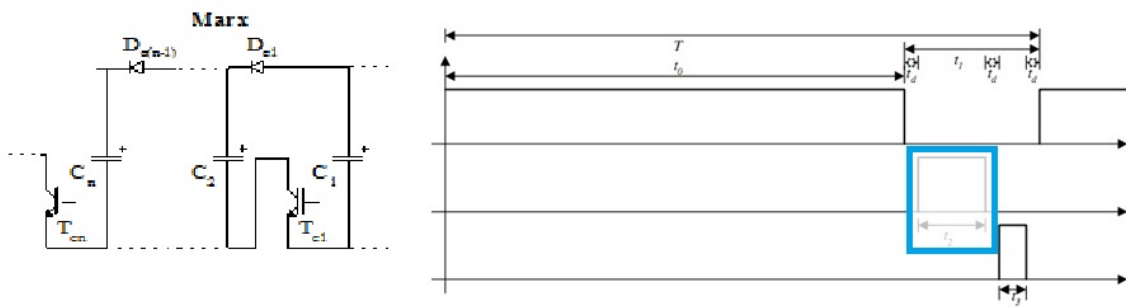
O interruptor S2 está ao corte se o gerador de *Marx* apresentar:

- ✓ Os *IGBT* ( $T_{pi}$ ) ao corte;
- ✓ Os *IGBT* ( $T_{ci}$ ) ao corte.

Estas condições colocam os condensadores  $C_i$  em paralelo com a carga, devido aos díodos em anti – paralelo dos *IGBT*  $T_{pi}$ ;

Os  $C_i$  por imposição de estado dos *IGBT* encontram-se em série distribuindo a sua energia pelos *IGBT*  $T_{ci}$  (uma serie de condensadores filtra a corrente continua, impedindo que passe corrente pelo S2).

Interruptor S2 on – Posição 1



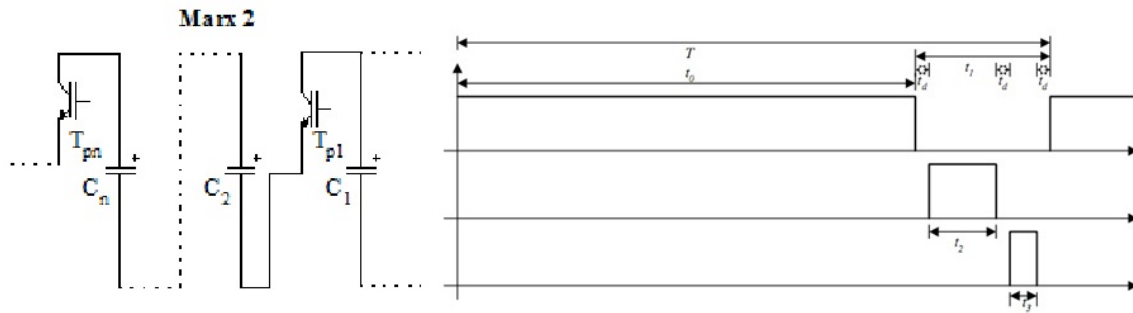
**Figura 14:** À esquerda o esquema do circuito gerador de *Marx*, quando S2 está na posição 1 e à direita sublinhada a sua evolução temporal

O interruptor S2 passa para a posição 1 se o gerador de *Marx* apresentar:

- ✓ Os *IGBT* ( $T_{pi}$ ) ao corte;
- ✓ Os *IGBT* ( $T_{ci}$ ) à condução;

Estas condições levam a carga a descarregar a sua energia sobre a massa devido aos *IGBT* ( $T_{ci}$ ) que curto – circuitam a mesma. É neste modo que os condensadores de S2 são carregados (encontram-se em paralelo com  $U_{dcaux}$ ).

Interruptor S2 on – Posição 2



**Figura 15:** À esquerda o esquema do circuito gerador de *Marx*, quando S2 está na posição 2 e à direita sublinhada a sua evolução temporal

O interruptor S2 passa para a posição 2 se o gerador de *Marx* apresentar:

- ✓ Os IGBT ( $T_{pi}$ ) à condução;
- ✓ Os IGBT ( $T_{ci}$ ) ao corte;

Estas condições permitem aos condensadores  $C_n$  fiquem em paralelo com a carga e a fonte auxiliar sobre a carga a uma tensão de  $n \times V_{Udcaux}$ , onde  $n$  representa o número de IGBT ( $T_{pi}$ ) e  $V_{Udcaux}$  a tensão da fonte auxiliar.

II.4.2.1.1.2 - Resultados experimentais

O circuito testado está representado na figura 16.

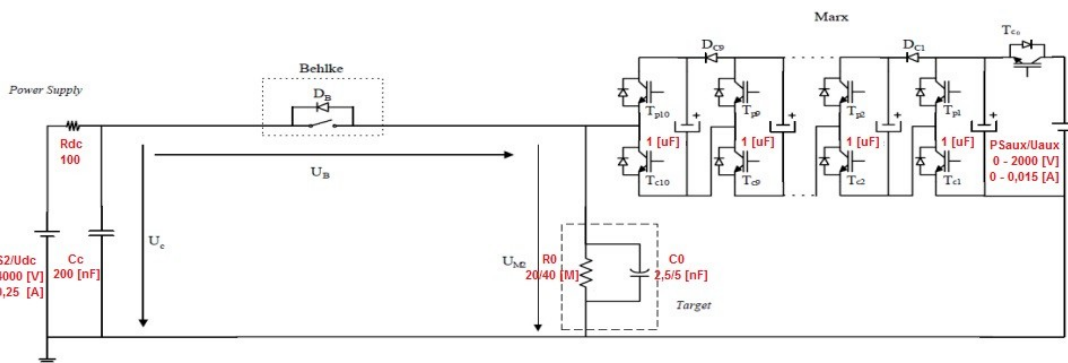


Figura 16: Circuito ensaiado (cima) e seu circuito equivalente (baixo)

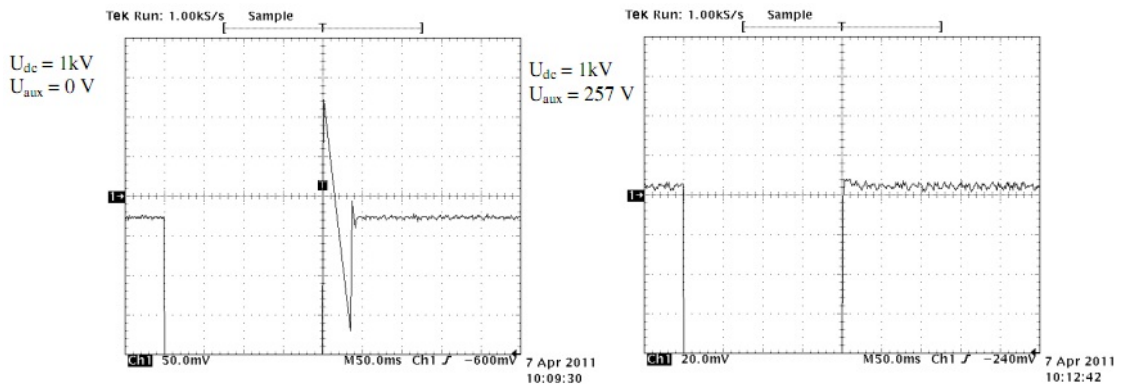
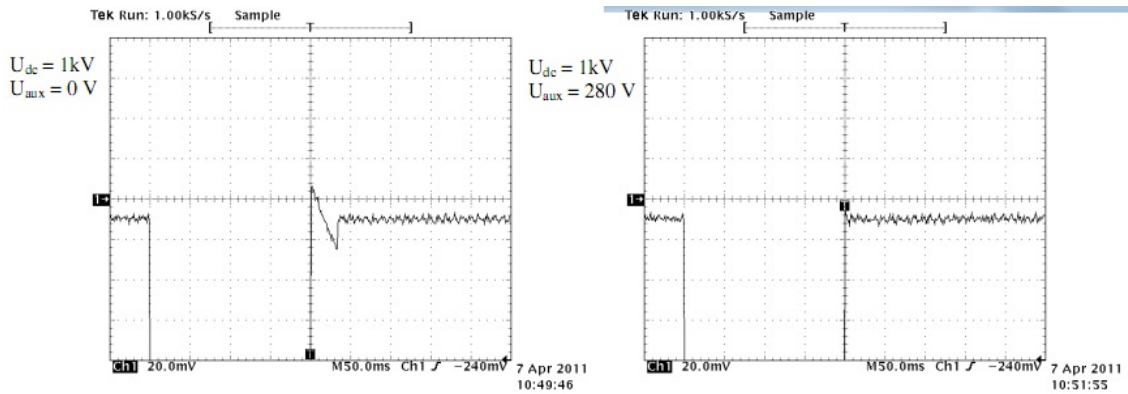


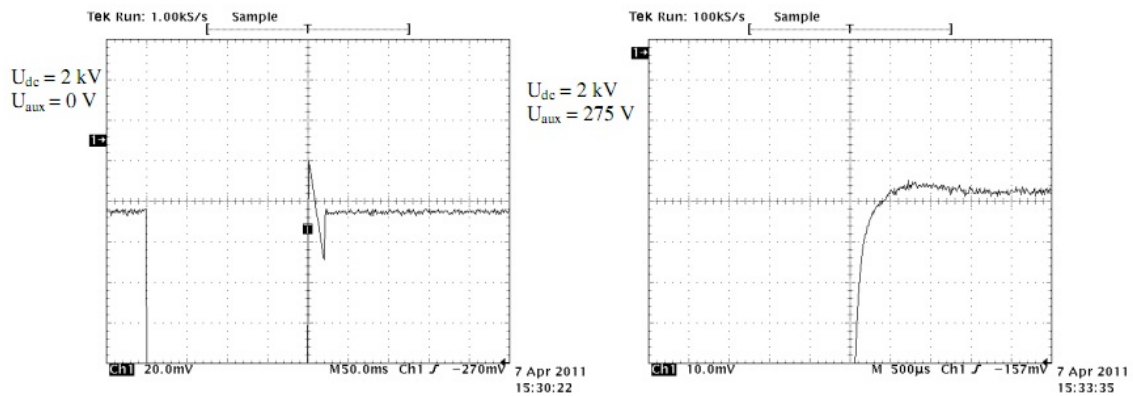
Figura 17: Formas de onda da tensão na carga 1 [kV] para gerador de Marx de 4 estágios nas figuras da esquerda e da direita onde está o patamar da tensão.

Ensaio efectuado com um condensador auxiliar de 250 [nF]  $T_{c0}$  em funcionamento. Carga composta por  $R0//C0$  (40 [M $\Omega$ ] //2,5 [nF]). No ensaio da direita utilizou-se a fonte auxiliar não se verificando o mesmo para o ensaio da esquerda.



**Figura 18:** Formas de onda da tensão na carga 1 [kV] para gerador de *Marx* de 4 estágios.

A figura 18 é semelhante à figura 17 com a diferença de que  $T_{c0}$  não está em funcionamento, o que leva a que a fonte de alimentação esteja sempre ligada aos condensadores do gerador de *Marx*. Tanto os estágios do gerador, como a capacidade auxiliar e a carga são iguais às do ensaio anterior.

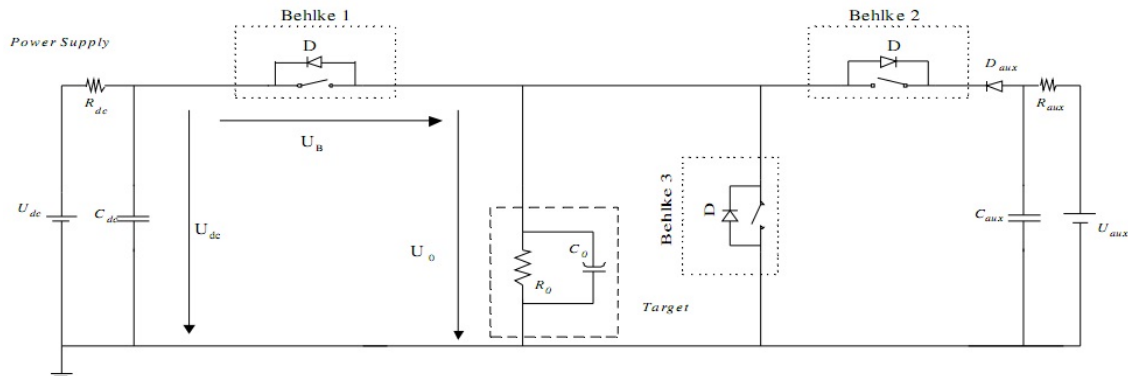


**Figura 19:** Formas de onda da tensão na carga 2 [kV] para gerador de *Marx* de 8 estágios.

Ensaio efectuado com uma carga  $R0//C0$  (20 [M $\Omega$ ]/5 [nF]), condensador auxiliar de 125 [nF] e  $T_{c0}$  em funcionamento. No ensaio da direita utilizou-se a fonte auxiliar não se verificando o mesmo para o ensaio da esquerda.

#### II.4.2.1.2 – Topologia de Circuito baseado no modelo de interruptores *Behlke*

A figura 20 demonstra o conceito aplicado à topologia de circuito usando *Behlkes*.



**Figura 20:** Topologia do tipo *Behlke* implementado do circuito da fig.11

Relativamente ao circuito da topologia anterior, o *Behlke 1* mantém-se. O *Behlke 3* assegura a posição 2 do interruptor S2, enquanto o *Behlke 2* permite que o mesmo interruptor ocupe a posição 1. Em suma, a principal diferença da topologia anterior para esta prende-se pela substituição do gerador *Marx* pelos *Behlke 2 e 3* e inclusão do diodo  $D_{aux}$  em série com o *Behlke 2*.

##### II.4.2.1.2.1 – Funcionamento do interruptor S2

O interruptor S2, neste circuito é composto pelos *Behlke 2 e 3*.

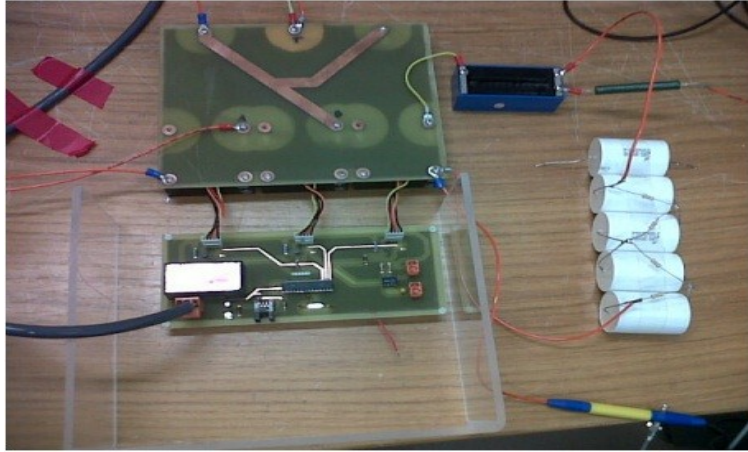
Como verificamos no princípio de funcionamento do circuito base da figura 11, o *behlke 1* ao entrar à condução permite que a fonte  $U_{DC}$  transfira energia para a carga, até a mesma estar completamente carregada. Após este processo inicial, o interruptor S2 assume neste circuito o seguinte funcionamento:

- ✓ Posição 1 – Atingida quando o *Behlke 3* entra à condução, curto – circuitando a carga que assim dissipa toda a sua energia (0 [V]);
- ✓ Posição 2 – Tendo findado o “feixe de protões”, o *Behlke 3* passa ao corte e o *Behlke 2* à condução garantindo que a fonte auxiliar re – polarize o alvo (carga).

O diodo  $D_{AUX}$  em série com o *Behlke 3* (este posicionado inversamente ao sentido do *Behlke 1*) não permitem que haja retorno de corrente à fonte auxiliar, assegurando igualmente a transferência de energia da fonte auxiliar para a carga.

##### II.4.2.1.2.2 – Resultados experimentais

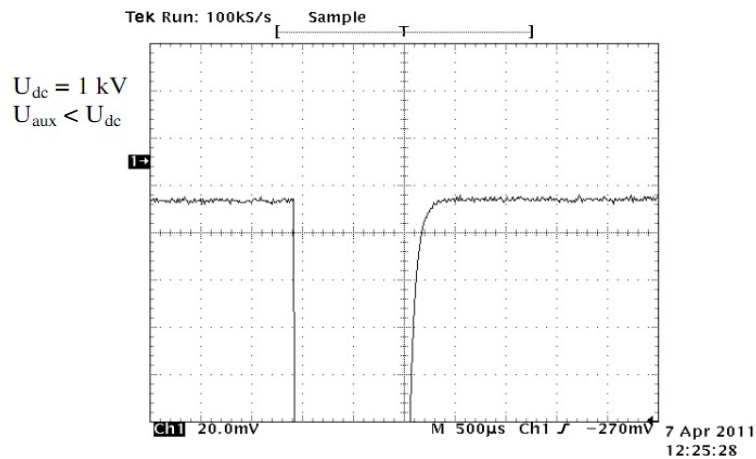
A figura 21 mostra o circuito ensaiado para esta topologia.



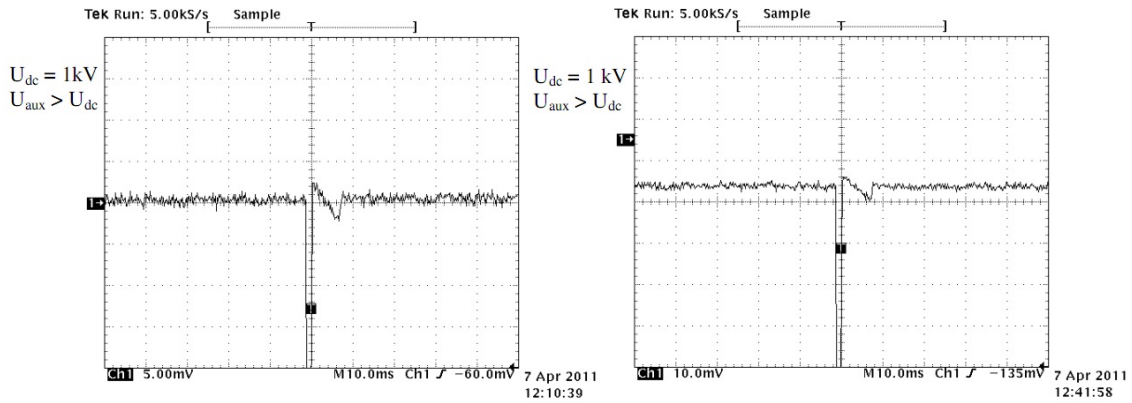
**Figura 21:** Circuito ensaiado com a topologia *Behlke*

O circuito ensaiado apresentava:

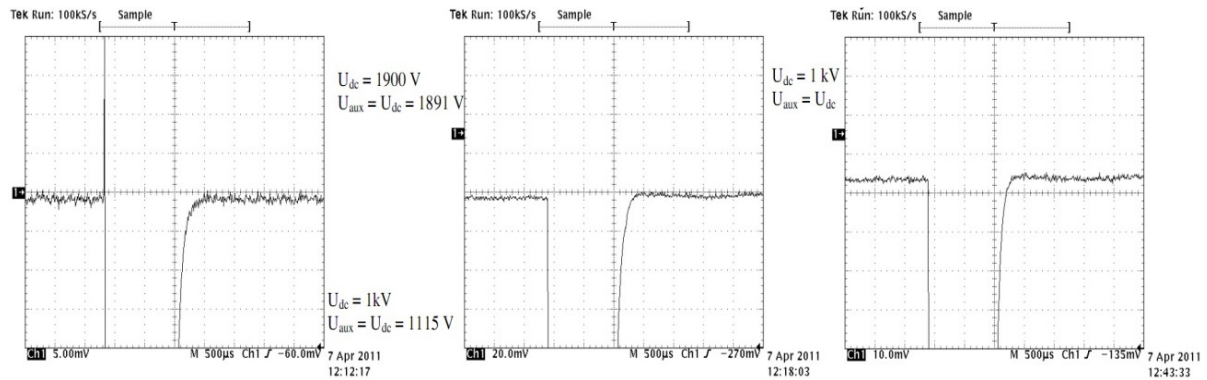
- ✓ Carga de  $R_0//C_0$  ( $20 \text{ [M}\Omega\text{]//}5 \text{ [nF]}$ );
- ✓ Tempos programados:  $t_0 = 1 \text{ [s]}$ ,  $t_2 = 1 \text{ [ms]}$ ,  $t_3 = 100 \text{ [}\mu\text{s]}$  (valores segundo figura 12);
- ✓ Condensador de impulsos,  $C_{DC} = 200 \text{ [nF]}$ ;
- ✓ Condensador auxiliar,  $C_{AUX} = 250 \text{ [nF]}$ ;



**Figura 22:** Forma de onda da tensão na carga com  $U_{DC} > U_{AUX}$ .



**Figura 23:** Forma de onda da tensão na carga com  $U_{DC} < U_{AUX}$  com ganho de tensão: de 5 [mV]/div à esquerda; de 10 [mV]/div



**Figura 24:** Forma de onda da tensão na carga com  $U_{DC} = U_{AUX}$  com tensão: de 1115 [V] à esquerda; de 1891 [V] /div ao meio; de 1000 [V] /div.

#### II.4.2.1.3 – Conclusões

Um dos pontos chaves para o bom funcionamento do modelador é a estabilização da tensão no alvo/carga, após o/a mesmo/a ser recarregado/a pela fonte auxiliar. A tensão no alvo deve estabilizar o mais próximo possível da tensão nominal da fonte  $PS/U_{DC}$ . A tensão no condensador auxiliar  $C_{AUX}$  tem um papel importante na estabilização da tensão na carga.

Relativamente aos dois circuitos propostos retêm-se:

- ✓ Tempo de recuperação inferior a 0,5 [ms] e sobre tensão inferior a 0,2% para uma carga estática e tensão de 1 – 2 [kV];
- ✓ O circuito de *Marx* apresenta um melhor tempo de recuperação com o aumento dos estágios do gerador (esta situação representa uma menor capacidade auxiliar);

- ✓ O tempo de descarga do alvo/carga é diferente nos dois circuitos (*Marx* – 200 [ms], *Behlke* – 1 [ms]), isto acontece porque a capacidade auxiliar no circuito de *Marx* é carregada durante o tempo de descarga do alvo enquanto no circuito *Behlke* este condensador é carregado continuamente.

Os resultados apresentados para os circuitos baseados na topologia *Marx* e *Behlke* validaram o modelo apresentado na figura 11. Os resultados de ambas as topologias foram semelhantes. Em suma, os resultados apresentam uma acentuada melhoria de funcionamento para o modulador *ISOLDE*, relativamente ao modulador em uso.

Apesar dos avanços alcançados, relativamente ao modulador de tensão no alvo para o *ISOLDE*, por imposição do *ISOLDE* nesta presente dissertação será projectado um novo modulador.

**Nota:** O ponto II.4.2 desta dissertação foi baseado e apoiado pelas referências bibliográficas [12] [13].

## Capítulo III: Introdução ao Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica

**Resumo:** No presente capítulo é feita a introdução teórica do circuito a desenvolver nesta dissertação: Descrição, leis matemáticas que regem o circuito e princípio de funcionamento.

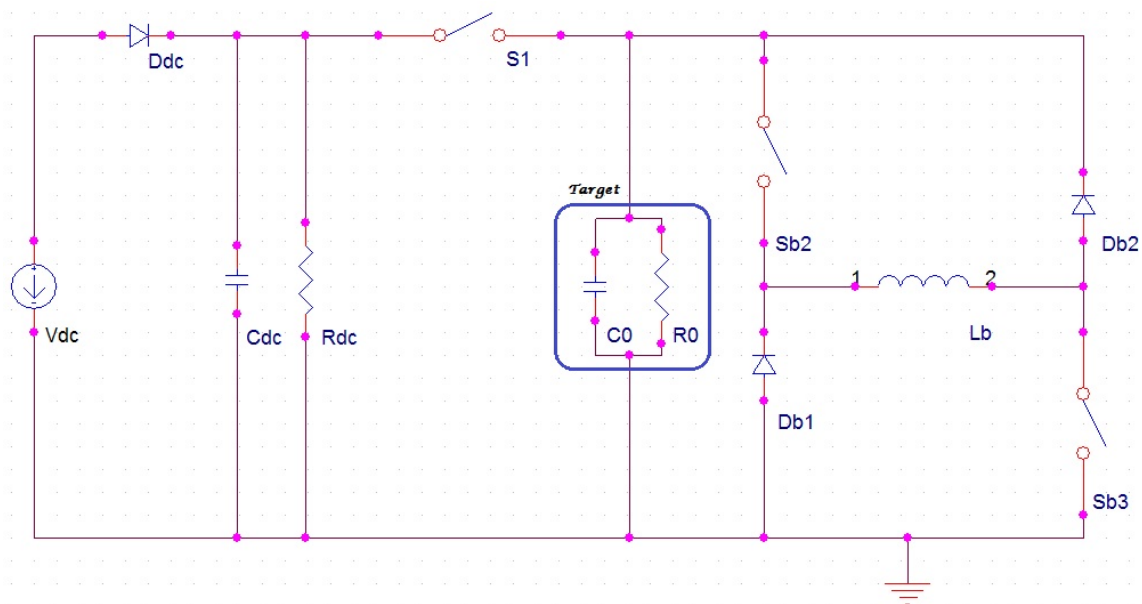
### III.1 - Introdução

No capítulo anterior apresentou-se o modulador de tensão no alvo do *ISOLDE* baseado no transformador de impulsos e *thratron*, assim como os circuitos propostos para substituir o anterior (topologia *Marx* e topologia *Behlke*).

Os resultados obtidos com os circuitos propostos foram satisfatoriamente melhores do que os do antigo modelador. Contudo o célere desenvolvimento tecnológico e humano apresenta soluções quase instantâneas para melhorar os recursos e meios existentes. Devido a esta última premissa é apresentada uma nova topologia de circuito: Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica. Este circuito, é uma evolução do modulador proposto (estudado no capítulo II), tendo como grande diferença a malha de recuperação de energia da carga.

### III.2 - Conceito e Descrição

O novo conceito de circuito é representado na figura 25



**Figura 25:** Conceito de modulador *ISOLDE* proposto.

O circuito da figura 25 é constituído por uma fonte de alimentação ( $V_{DC}$ ) em série com o diodo ( $D_{DC}$ ). Em paralelo com  $V_{DC}$  tem-se o condensador de impulso e a sua resistência de descarga ( $R_{DC}$ ). O circuito apresenta três interruptores e dois diodos:

- *S1* – Faz a ligação da carga/alvo à fonte de alimentação;
- *Sb2 e Sb3* – Fazem a ligação da carga/alvo à bobine;

- *Db1 e Db2* – Promovem a circulação nas malhas da ponte e posterior ligação entre a bobine e a carga/alvo.

### III.3 – Princípio de Funcionamento

De seguida demonstra-se o princípio de funcionamento do circuito, relevando os seus modos de funcionamento e respectiva evolução temporal.

O princípio de funcionamento do circuito depende dos instantes de comutação dos interruptores, podendo dividir-se o funcionamento do circuito em quatro modos distintos:

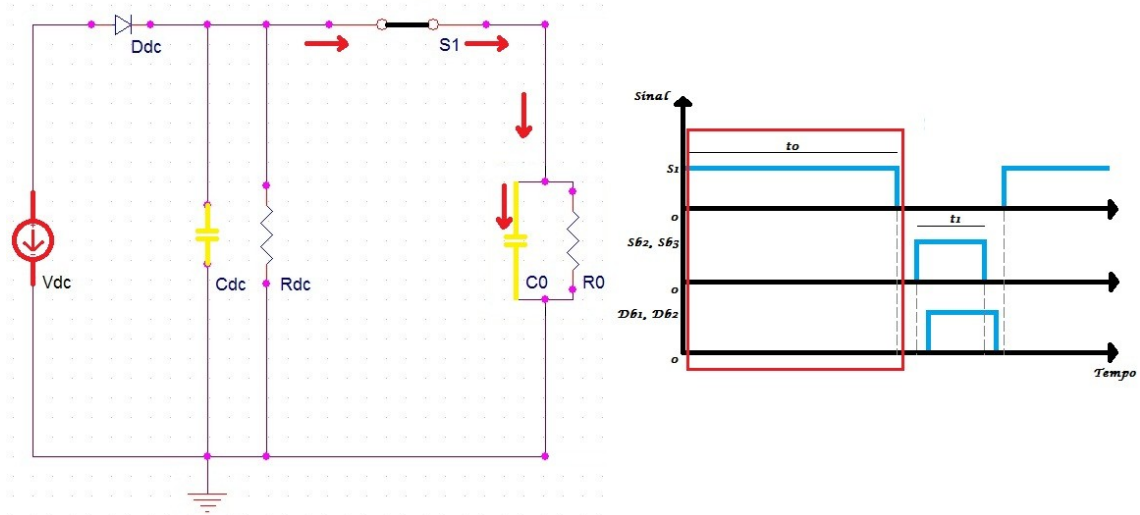
- *Modo 1* – *S1 on*, *S<sub>b2</sub>* e *S<sub>b3</sub> off*, *D<sub>b1</sub>* e *D<sub>b2</sub>* inversamente polarizados;
- *Modo 2* – *S1 off*, *S<sub>b2</sub>* e *S<sub>b3</sub> on*, *D<sub>b1</sub>* e *D<sub>b2</sub>* inversamente polarizados;
- *Modo 3* – *S1 off*, *S<sub>b2</sub>* e *S<sub>b3</sub> on*, *D<sub>b1</sub>* e *D<sub>b2</sub>* directamente polarizados;
- *Modo 4* – *S1 off*, *S<sub>b2</sub>* e *S<sub>b3</sub> off*, *D<sub>b1</sub>* e *D<sub>b2</sub>* directamente polarizados;

#### III.3.1 – *Modo 1* – Transferência de energia da fonte para a carga

Considere-se o circuito em regime permanente com o interruptor *SI* à condução de tal forma que o condensador  $C_{DC}$  esta carregado a partir da fonte de alimentação  $V_{DC}$ , em série com o diodo ( $D_{DC}$ ), bem como com a carga, constituída pela resistência  $R_0$  em paralelo com o condensador  $C_0$ .

- ✓ O diodo ( $D_{DC}$ ) em série com a fonte, não permite que haja retorno de corrente à mesma;
- ✓ O tempo de subida da tensão na carga deve-se à resistência  $R_{DC}$  assim como ao condensador  $C_{DC}$ .
- ✓ O interruptor *SI* mantêm-se à condução o tempo necessário para que a carga se completamente carregada;
- ✓ A constante de tempo do circuito expressa-se:  $\delta_C = C_{DC} R_{DC}$  (**1,III**)

Na figura 26 é representado o circuito ressonante em ponte assimétrica, assim como a sua evolução temporal.



**Figura 26:** *S1* à condução, permitindo aplicar a tensão da fonte  $V_{DC}$  à carga (esquerda); evolução temporal assinalada para o modo 1 de funcionamento (direita).

Na evolução temporal, estão representados os sinais dos interruptores assim como dos díodos.

Verifica-se pela evolução temporal que o circuito se encontra no primeiro modo de funcionamento:

- ✓  $S1$  *on*;
- ✓  $S_{b2}$  e  $S_{b3}$  *off*;
- ✓  $D_{b1}$  e  $D_{b2}$  inversamente polarizados.

De seguida demonstra-se a energia armazenada num condensador.

### III.3.1.1 - Energia armazenada num condensador

A capacidade de um condensador pode ser entendida como a propriedade que o mesmo tem para armazenar energia eléctrica sobre a forma de um campo electrostático.

Esta capacidade, depende da quantidade de carga que o condensador permite armazenar,  $Q$  e da diferença de potencial suportada aos seus terminais,  $\Delta V$ .

$$C = \frac{Q}{\Delta V} \quad (2, III)$$

A energia armazenada num condensador varia com o quadrado da tensão aos seus terminais, ou seja, aumenta quadraticamente quando se aplica uma tensão mais elevada.

$$E_C = \int_{q_1}^{q_2} \Delta V dq = \int_{q_1}^{q_2} \frac{Q}{C} dq = \frac{q_2^2 - q_1^2}{2 \times C} = \frac{1}{2} \times C \times \Delta V^2 \quad (3, III)$$

Na expressão em cima, verifica-se que a energia armazenada num condensador, é o integral da tensão aplicada ao mesmo em ordem à quantidade de carga armazenada, sendo a carga inicialmente armazenada, representada por  $q_1$  e a carga final por  $q_2$ .

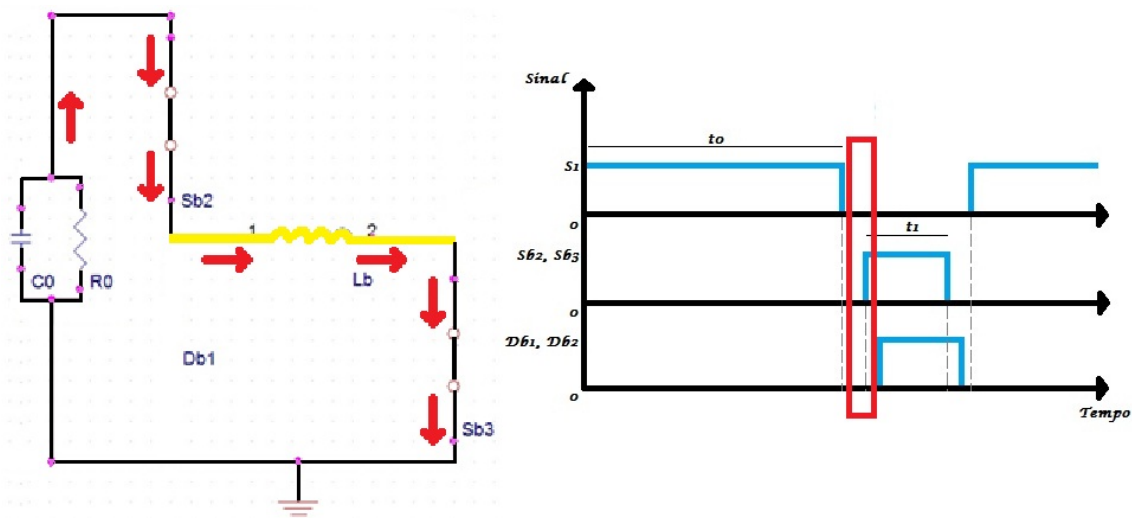
Da expressão anterior retira-se:

$$E_{C_{inicial}} = \frac{1}{2} C V_{inicial}^2 \quad (3.1, III)$$

### III.3.2 - Modo 2 - Transferência de energia da carga para a bobine

Neste segundo modo são invertidas as comutações dos interruptores, ou seja,  $S1$  passa ao corte e  $Sb2$  e  $Sb3$  passam à condução. A carga deixa de ser alimentada e a energia do condensador  $C_0$  é transferida para a bobine  $Lb$ , através dos interruptores  $Sb2$  e  $Sb3$ . A tensão em  $C_0$  diminui e a corrente em  $Lb$  aumenta (O tempo de subida da corrente em  $Lb$  é determinado pelo tempo de descida da tensão na carga  $C_0$ ), pois trata-se de um circuito ressonante LC. Inerente a este circuito é de realçar algum amortecimento devido às resistências intrínsecas dos fios e dispositivos.

Na figura 27 é representado o circuito ressonante em ponte assimétrica, assim como a sua evolução temporal.



**Figura 27:**  $Sb2$  e  $Sb3$  à condução, permitindo a transferência de energia da carga para a bobine (esquerda); evolução temporal assinalada para o modo 2 de funcionamento (direita).

Verifica-se pela evolução temporal que o circuito se encontra no primeiro modo de funcionamento:

- ✓ S1 *off*;
- ✓ S<sub>b2</sub> e S<sub>b3</sub> *on*;
- ✓ D<sub>b1</sub> e D<sub>b2</sub> inversamente polarizados.

A seguir são demonstradas as leis matemáticas que regem o tempo de subida da corrente na bobine/tempo de descida da tensão no condensador da carga assim como da corrente na bobine.

### III.3.2.1 - Frequência de ressonância

O circuito ressonante em ponte assimétrica é um RLC paralelo, pois, quando S<sub>b2</sub> e S<sub>b3</sub> passam à condução, a carga, fica em paralelo com a bobine.

Nos circuitos RLC paralelo, existe ressonância, quando se verifica a igualdade das reactâncias da bobine e do condensador presentes no circuito. Como tal, o cálculo da frequência de ressonância:

$$X_L = sL \quad (4, III)$$

$$X_C = \frac{1}{Cs} \quad (5, III)$$

$$\frac{1}{Cs} + Ls = 0 \quad (6, III) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -\frac{1}{Cs} = \frac{LsCs}{Cs} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -1 = LCs^2 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow |s^2| = \left| \frac{1}{C} \right| \quad (6.1, III)$$

Como  $s = 2\pi f$ , obtém-se, assim, a frequência de ressonância do circuito:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7, III)$$

Sendo o período o inverso da frequência, verifica-se:

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad (8, III)$$

**III.3.2.2 - Demonstração de cálculo da corrente na bobine**

Continuando a trabalhar no domínio de *Laplace* (como já havíamos feito anteriormente), sabemos:

$$w = s = 2\pi f \quad (9, III)$$

A tensão na bobine, no domínio de *Laplace* é dada:

$$V_L = I_L L s \quad (10, III)$$

Ora para a frequência de ressonância, obtida na expressão (7, III), temos:

$$V_L = I_L L 2\pi f \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_L = 2\pi I_L L \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_L = I_L \frac{L}{\sqrt{LC}} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_L^2 = I_L^2 \frac{L^2}{LC} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow I_L^2 = V_L^2 \frac{C}{L} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow I_L = V \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (11, III)$$

No domínio do tempo:

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (12, III)$$

Supondo a corrente na bobine igual ao produto do seno da frequência angular no tempo com o valor máximo da corrente na bobine:

$$i_L(t) = I_{max} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) \quad (13, III)$$

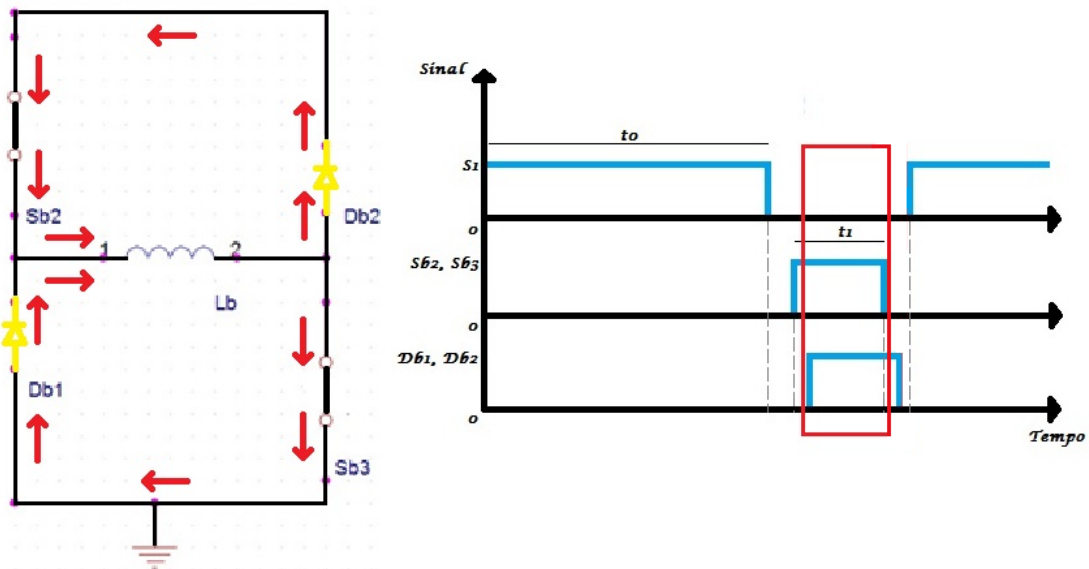
$$v_L(t) = L \frac{d(I_{max} \sin(\omega t))}{dt} = L\omega I_{max} \cos(\omega t) = V_{max} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) \quad (14, III)$$

A expressão (11) demonstra que a corrente que atravessa a bobine esta directamente relacionada com a alimentação do circuito, condensador de carga e indutância da própria bobine. A expressão (13) demonstra a evolução temporal da corrente na bobine, apresentando o produto entre a sua corrente máxima ( $I_{MAX}$ ) e o seno da frequência angular do circuito em ordem ao tempo.

### III.3.3 – Modo 3 – Conservação da energia presente na bobine

Após a carga se descarregar, a tensão aos seus terminais tende a inverter-se, polarizando directamente os díodos D1 e D2. Ao passarem à condução, os díodos garantem a continuidade da energia armazenada na bobine, distribuindo-se assim a corrente pelos dois circuitos paralelos que contêm  $Sb2$  e  $Sb3$ . A energia armazenada na bobine, a nível teórico, é igual à energia inicial da carga. Porem a nível prático é impossível observar-se esse fenómeno, devido às resistências intrínsecas ao circuito que dissipam parte da energia inicial da carga.

Na figura 28 é representado o circuito ressonante em ponte assimétrica, assim como a sua evolução temporal.



**Figura 28:**  $Sb2$  e  $Sb3$  à condução e  $Db1$  e  $Db2$  directamente polarizados permitindo a circulação da corrente da bobine (esquerda); evolução temporal assinalada para o modo 3 de funcionamento (direita).

Verifica-se pela evolução temporal que o circuito se encontra no primeiro modo de funcionamento:

- ✓ S1 *off*;
- ✓ S<sub>b2</sub> e S<sub>b3</sub> *on*;
- ✓ D<sub>b1</sub> e D<sub>b2</sub> directamente polarizados.

De seguida é demonstrada a potência dissipada/energia de perdas.

### III.3.3.1 - Demonstração de cálculo da potência dissipada/Energia de perdas

O circuito possibilita a conservação de energia que inicialmente existia na carga. A energia final (recuperada), que a nível teórico, deveria ser igual à energia inicial da carga, na realidade é inferior (como já vimos anteriormente). Isto deve-se às perdas na bobine e nos semicondutores da ponte do circuito (percurso da corrente). Esta energia dissipada é tanto maior, quanto maior for a corrente e/ou resistência à condução dos elementos do circuito.

Nas seguintes expressões, torna-se relevante o facto de os componentes e cabos terem de ser bem dimensionados, assim como a corrente, e a bobine escolhida a introduzir no circuito, de modo a se a maximizar a energia conservada.

$$P_d = U_{ef} I_{ef} = UI \frac{t_{on}}{T} = RI^2 \delta = R_{dson} I_L^2 \delta \quad (15, III)$$

A potência dissipada na ponte encontra-se descrita na expressão (15, III).

A corrente que circula na ponte, depara-se no seu percurso, com resistências (dispositivos e cabos), onde se dissipa sobre a forma de calor, parte da energia, provinda da carga. A soma de todas essas resistências, dá origem à resistência à condução, da ponte (R<sub>DSON</sub>). A corrente  $i_L$ , é a corrente que passa na bobine, como se comprova pela formula (12, III), quanto maior for a corrente que passa na bobine, maiores serão as perdas. Por fim, encontra-se o factor de ciclo, que é o quociente entre  $t_{ON}$  (tempo em que os *Behlke* 2 e 3 estão á condução) e o período, T.

A ponte de dois quadrantes do circuito deve ser dimensionada de modo a que nenhum destes três últimos factores seja demasiado elevado.

A energia de perdas, é semelhante a (15, III), com a diferença que, em vez de termos o factor de ciclo, desta vez usamos, unicamente, o  $t_{on}$  dos *Behlke* da ponte, para fazer os cálculos.

$$E_{perdas} = R \times I_p^2 \times t = R_{dson} \times I_L^2 \times t_{on} \quad (16, III)$$

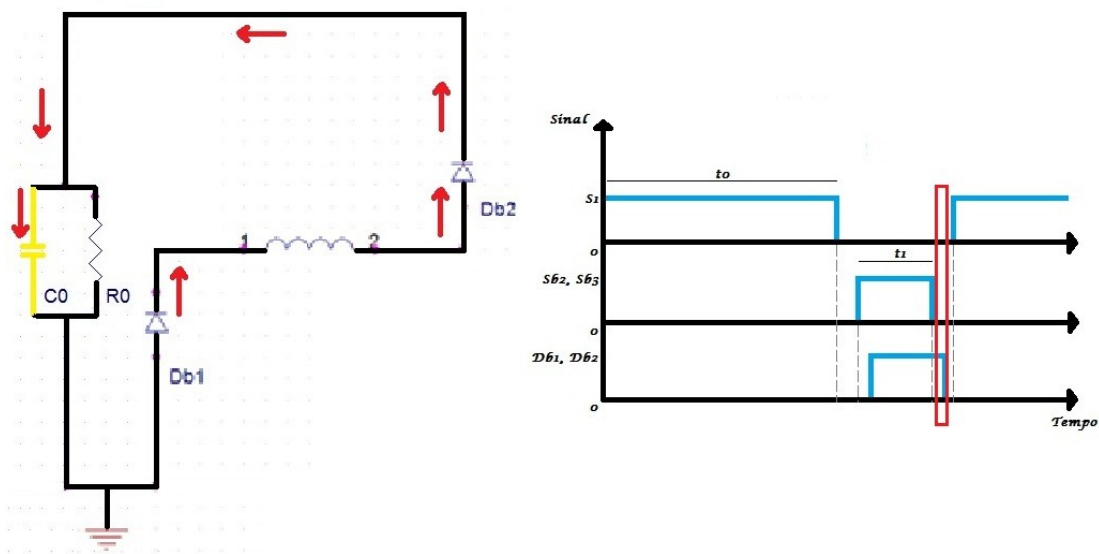
A corrente expressa em (16, III), é a corrente de pico (máxima) da bobine.

### III.3.4 - Modo 4 - Recuperação da energia por parte da carga

Neste último modo  $Sb2$  e  $Sb3$  passam ao corte, mas os díodos mantêm-se directamente polarizados transferindo a energia restante em  $Lb$  de volta para  $Cc$ , recarregando assim carga para um valor, teórico e sem perdas, igual à tensão  $V_{DC}$  original. O tempo de descida da corrente em  $Lb$  determina o tempo de subida da tensão na carga, sendo os tempos de subida e descida da corrente na bobine dependentes do valor da própria e de  $Cc$  como se verificou na equação (7, III).

É na quarta fase de funcionamento do circuito que se conclui uma das propriedades mais importantes deste circuito, a recuperação da energia inicial presente na carga.

Na figura 29 é representado o circuito ressonante em ponte assimétrica, assim como a sua evolução temporal.



**Figura 29:**  $Sb2$  e  $Sb3$  ao corte e  $Db1$  e  $Db2$  directamente polarizados permitindo a recuperação de energia à carga (esquerda); evolução temporal assinalada para o modo 4 de funcionamento (direita).

Verifica-se pela evolução temporal que o circuito se encontra no primeiro modo de funcionamento:

- ✓  $S1$  *off*;
- ✓  $Sb2$  e  $Sb3$  *off*;
- ✓  $Db1$  e  $Db2$  directamente polarizados.

Após o quarto modo de funcionamento, a carga volta a ser controlada pela fonte de alimentação do circuito.

No capítulo anterior realçou-se a importância de se introduzir nos circuitos propostos (*Marx e Behlke*) uma fonte auxiliar em paralelo com a carga que tinha como principais objectivos a estabilização da tensão na carga, na passagem do seu controlo à fonte principal e a diminuição da tensão de sobre elevação.

No circuito proposto nesta dissertação não se recorreu a uma fonte auxiliar mas sim à ponte assimétrica que apresenta funções semelhantes às da fonte auxiliar presente nos circuitos congéneres.

Diferentemente da fonte auxiliar que fornecia uma tensão constante à carga, a ponte só transfere da bobine para a carga a energia inicial da mesma menos a energia de perdas na ponte e como tal é necessário dimensionar os dispositivos de modo a se perder o mínimo de energia. Recorrendo à equação da energia de perdas (13, III), e fixando o tempo em que os dispositivos estão à condução, verificamos que podemos minimizar a energia de perdas, actuando na resistência dos dispositivos da ponte ou na corrente que passa na bobine.

No capítulo V (Dimensionamento do circuito de potência) será estudada esta temática, referida no parágrafo anterior.

## Capítulo IV: Circuito de comando proposto

**Resumo:** No quarto capítulo, é fornecida toda a informação referente ao circuito de comando proposto: Conceito, material utilizado e princípio de funcionamento.

## IV.1 – Introdução

O circuito ressonante em ponte assimétrica estudado no capítulo III apresenta três interruptores ( $S1$ ,  $Sb2$  e  $Sb3$ ) e dois díodos de potência ( $Db1$  e  $Db2$ ). Os interruptores serão representados, no circuito de potência ensaiado, por três semicondutores comandados – *Behlke* (constituídos pela associação de *MOSFET* em série e paralelo).

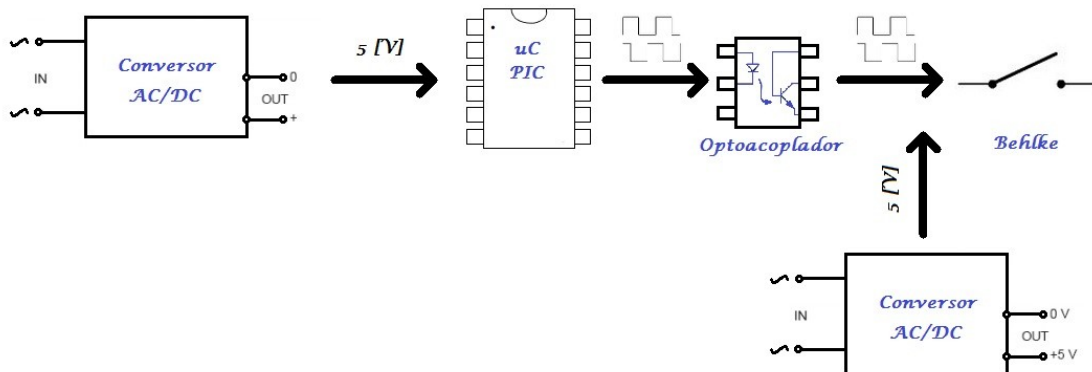
Os díodos de potência que serão estudados no próximo capítulo são dispositivos não comandados, ou seja, o seu funcionamento num circuito só depende das características do mesmo. A passagem ao corte ou à condução, destes elementos dá-se automaticamente (caso o circuito reúna as condições necessárias para a passagem a cada um dos estados de funcionamento), não necessitando de estímulos externos ao circuito.

Contrariamente aos díodos, os semicondutores comandados necessitam de estímulos para comutarem.

Com o propósito de disparar (criar os estímulos para a comutação) os *Behlke*, neste capítulo é proposto um circuito de comando organizado e orientado para um micro controlador onde serão gerados os sinais necessários.

## IV.2 – Conceito do circuito de comando proposto

Na figura demonstra-se o esquema geral do circuito a propor/desenvolver.



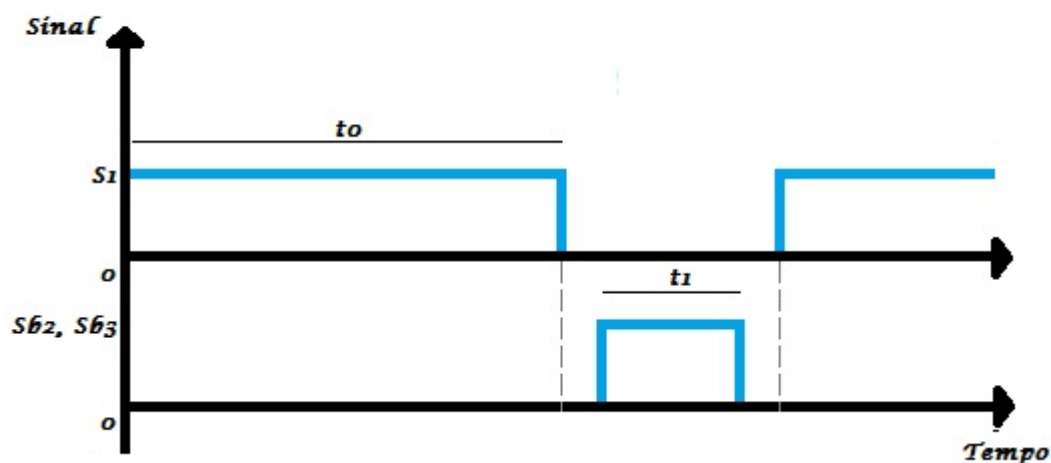
**Figura30:** Diagrama geral de funcionamento do circuito de comando

O diagrama funcional da figura 30 representa a primeira aproximação ao circuito de comando idealizado.

O conceito do circuito parte da geração dos sinais de comando, dos *Behlke*, por parte do micro – controlador ( $\mu\text{C}$ ) PIC. O PIC é o centro de funcionamento do circuito, sendo alimentado por um conversor AC/DC e programado a partir do dispositivo, da *Microship*, ICD 2 (em anexo é abordada esta temática com mais pormenor).

Os sinais que chegam aos *Behlke* vêm do PIC, através de opto – acopladores que isolam o circuito do PIC, dos semicondutores comandados. Este facto leva à necessidade de se introduzir um conversor AC/DC para alimentar os *Behlke*.

A figura 31 mostra a concepção teórica da evolução temporal dos sinais de comando dos *Behlke*.



**Figura31:** Formas de onda teóricas dos sinais de comando

Na figura 31 estão representadas as formas de onda teóricas idealizadas para o funcionamento dos interruptores do circuito de potência. Pretende-se gerar as formas de onda no micro – controlador de modo:

- ✓ Durante  $t_0$  o PIC gere os sinais necessários para que  $S1$  esteja *on* e  $Sb2$ ,  $Sb3$  *off*;
- ✓ Durante  $t_1$  o PIC gere os sinais necessários para que  $S1$  esteja *off* e  $Sb2$ ,  $Sb3$  *on*.

Entre as comutações dos dispositivos pretende-se que o PIC imponha um *time delay*, para garantir que os três interruptores não entrem à condução ao mesmo tempo.

A figura 32 mostra o esquema eléctrico a ser montado em laboratório para o circuito de comando, assim como o seu funcionamento.

### IV.3 – Constituição e funcionamento do circuito de comando

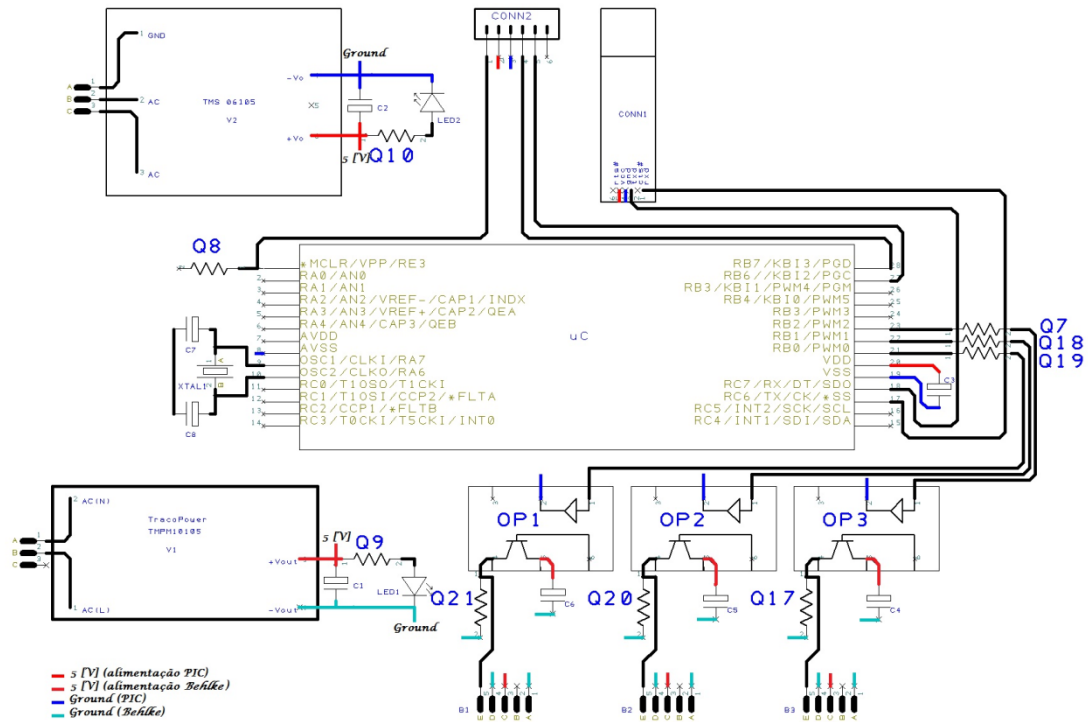


Figura32: Circuito de comando proposto

#### IV.3.1 – Convenções do circuito apresentado

Para simplificação do mesmo, só se concretizaram as ligações entre componentes que não têm a função de alimentar o circuito, tendo-se assinalado na figura (com uma linha a encarnado) a alimentação dos componentes que estão ligados às suas respectivas fontes e a massa (linha a azul) a que corresponde a cada componente. Tanto a alimentação como a massa estão legendadas no canto inferior esquerdo da figura e devidamente discriminadas. O circuito apresenta duas massas diferentes assim como duas fontes diferentes que alimentam, cada uma, o seu sector do circuito.

## IV.3.2 – Constituição

### IV.3.2.1 - Fontes de Alimentação

O circuito da figura 32 tem duas fontes de alimentação (*V1* e *V2*).

A fonte de alimentação *V1* é um conversor de tensão AC/DC **TracoPower TMS 06105** que converte a tensão da rede em 5 [V] contínuos. Esta fonte exibe uma corrente de 1200 [ma] e 6 [W].

A fonte *V2* é, igualmente, um conversor de tensão AC/DC da **TracoPower** mas de referência **TMLM 10105**. Esta *Traco* também converte a tensão da rede em 5 [V] contínuos mas apresenta uma corrente superior, à anterior, de 2000 mA e 10 [W] de potência.

À saída das fontes de alimentação encontram-se os condensadores C1 e C2 de 0,1 [ $\mu$ F], as resistências Q9 e Q10 de 220 [ $\Omega$ ] e dois leds.

### IV.3.2.2 – Fichas de Programação

Os componentes *CONN1* e *CONN2* são fichas macho e fêmea, respectivamente. A ficha *CONN1* é um conversor *USB* da **FTDI TTL – 232 – PCB** que permite a conversão de dados *USB* para *TTL serial USART*, enquanto *CONN2* é uma **RJ11** que permite a ligação do programador *ICD2* ao micro – controlador.

### IV.3.2.3 – Micro – Controlador

O centro de operações do circuito de comando é designado ao micro – controlador ( $\mu$ C). Este dispositivo é o  $\mu$ C **PIC18F2331** da **Microchip**, apresenta 28 *pins* configuráveis, 75 instruções, 3 *Ports* (*A*, *B* e *C*) de 8 *bits* configuráveis e frequência de operação de 40 [MHz].

O PIC ainda apresenta nas suas entradas *OSC1/CLKI/RA7* e *OSC2/CLKO/RA6* um cristal de 10 [Mhz/ppl] 4x com os condensadores C8 e C7 de 27 [pF] em série. No *MasterClear* esta ligada a resistência Q8 de 4,7 [k $\Omega$ ] e aos terminais *VDD/VSS* – *AVDD/AVSS* o condensador C3 de 0,1 [ $\mu$ F].

Os *pins I/O* *RB0/PWM0*, *RB1/PWM1* e *RB2/PWM2* têm à saída as resistências Q19, Q18 e Q7, respectivamente de 220 [ $\Omega$ ] que fazem a ligação entre o PIC e os opto – acopladores.

#### IV.3.2.4 – Opto – Acopladores

Os opto – acopladores (*OP1, OP2 e OP3*) presentes no circuito, são da **Vishay 4N25**.

Os opto 4N25 são foto - transístores constituídos por leds infravermelhos de arseniato de gálio e um foto – transístor NPN de silício.

À saída do colector de cada opto encontra-se um condensador (C4, C5 e C6) de tântalo de 10 [ $\mu$ F]. É do colector que se faz a ligação aos pinos 3 de controlo (+5.00 VDC (+2%, 500 [mA])) dos *Behlke*. Já no emissor uma resistência de 1 [k $\Omega$ ] (Q17, Q20 e Q21). Cada emissor é ligado aos pinos 1 de controlo (*Control Input, (3 – 10 [V])*) dos *Behlke*.

A saída das resistências de 1 [k $\Omega$ ] e dos condensadores de tântalo é ligada aos pinos 2 e 5 (*Ground/GND/Return*) de cada *Behlke*.

#### IV.3.2.5 – Pinos de comando dos *Behlke*

Os *Behlke* têm 5 pinos de controlo:

- ✓ Pino 1 - *Control Input, (3 – 10 [V])*, pino responsável por receber o sinal de comando transmitido pelo PIC;
- ✓ Pino 2, 5 - *Ground/GND/Return*, massa dos *Behlke*;
- ✓ Pino 3 - +5.00 VDC (+2%, 500 [mA]), alimentação de 5 [V] dos *Behlke*;
- ✓ Pino 4 – *Fault Signal Out, L = Fault*, sinal de erro enviada pelos *Behlke* quando há erro na recepção do sinal.

### IV.3.3 – Funcionamento do circuito

O circuito de comando é para ser concebido numa placa de circuito impresso. Como tal, projectou-se a placa na ferramenta computacional da RS, *DesignSpark* (em anexo é abordada esta ferramenta). Na figura 33, visualiza-se o resultado da projecção e concepção da placa

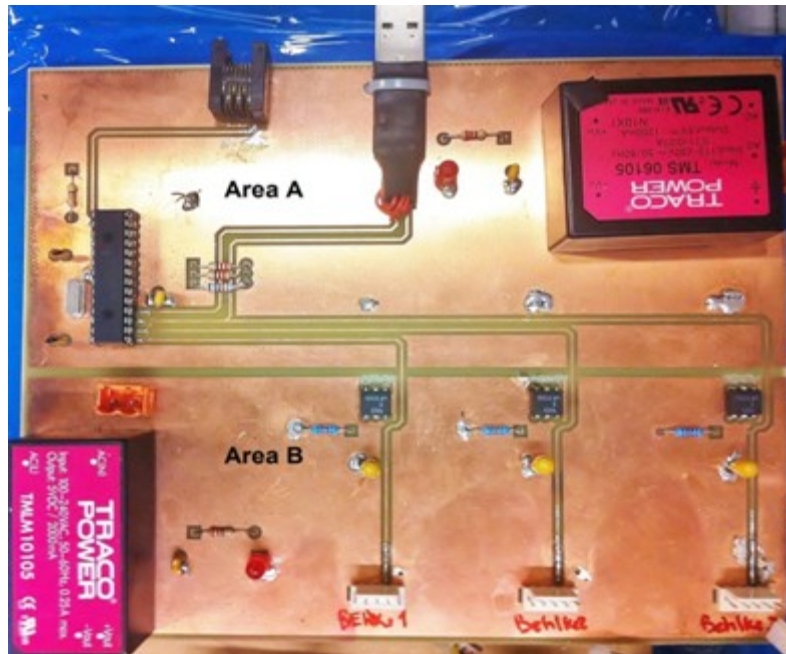


Figura33: Placa de circuito impresso

A placa de circuito impresso apresenta dois planos de massa distintos, levando à divisão da placa em duas áreas (Área A e Área B) como se pode verificar na figura em cima. Cada área é alimentada por uma fonte de alimentação de 5 volts.

#### IV.3.3.1 – Área A

Nesta área encontra-se a fonte de alimentação, assim como os programadores do PIC e o respectivo.

A alimentação deste sector provém da *TracoPower* **TMS 06105**. Esta fonte tem a função de alimentar o micro controlador, assim como as fichas **RJ11** e **TTL-232R-PCB**. Como o funcionamento destes dispositivos não exige corrente considerável, optou-se por esta fonte de menor potência.

A ficha RJ11 (fêmea) faz a ligação entre a placa e o computador, através do programador *ICD2* da *Microchip*, como se pode ver na figura 34.



**Figura 34:** esquema de ligação do computador à placa de comando

Para programar o  $\mu\text{C}$ , utilizou-se o programa de *software MPLAB*, onde se produziu as linhas de código, em linguagem *Assembly*. O programa efectuado em *Assembly*, necessita então de ser testado pelo *MPLAB*, para depuração de erros. Ligando-se o *ICD2* (através de uma ficha USB) ao computador, consegue-se descarregar o código depurado no *MPLAB* para o *ICD2* (ferramenta com formato de bolacha azul/vermelho presente na figura 34). Os dados transferidos para o *ICD2* podem então ser transmitidos para o  $\mu\text{C}$ , através da ficha **RJ11** (macho) presente na bolacha e que se irá ligar à ficha **RJ11** (fêmea) da placa de comando.

Para além da ficha RJ11, também se encontra na placa a ficha *USB* (macho), a **TTL-232R-PCB** que tem a mesma função que a ficha **RJ11**, mas de forma mais simplificada, pois com esta ficha/conversor, pode-se ligar directamente a placa ao computador, podendo descarregar automaticamente os programas feitos em *MPLAB* para o  $\mu\text{C}$ .

Estando programado e alimentado o PIC, o mesmo encontra-se em condições de enviar os três sinais de comando para os *Behlke*. Foi decidido na programação que os três pinos de saída a serem utilizados seriam o *RB0/PWM0*, o *RB1/PWM1* e o *RB2/PWM2*. O sinal enviado pelo PIC, passa pelas resistências de 220 [ $\Omega$ ] de modo a limitar a corrente de entrada nos opto – acopladores.

#### IV.3.3.2 – Área B

Os  $\mu\text{C}$ 's são dispositivos muito sensíveis ao ruído e a qualquer interferência. Este facto leva a que estes componentes funcionem incorrectamente quando expostos a ambientes com ruído electromagnético. Os componentes *Behlke*, são elementos que apesar de apresentarem varias vantagens, produzem ruído. Como o PIC fornece os sinais de comando aos *Behlke*, foi necessário isolar o ruído que estes transmitem ao  $\mu\text{C}$ .

A ligação entre o  $\mu\text{C}$  e as fichas macho onde se ligarão os *Behlkes* é feito através dos três opto acopladores **4n25** (isolamento galvânico) que garantem a transmissão dos sinais do PIC de forma isolada para os *Behlke*, sem que haja passagem de ruído para o PIC. À saída dos opto – acopladores encontram-se condensadores de tântalo de 10 [uF], ligados aos 5 volts, de forma a garantir a corrente inicial para o comando dos *Behlke*.

O facto de os opto isolarem as duas áreas leva a que só seja transmitida a informação do sinal e não a sua potência e é devido a este factor que se utiliza a **TracoPower TMLM 10105** que é ligada à saída dos opto.

Para esta divisão da placa de circuito impresso, utilizou-se uma **Traco** de maior potência devido ao facto de termos de garantir que os *Behlke* sejam devidamente alimentados.

#### IV.4 – Resultados Experimentais

Os resultados experimentais obtidos nesta fase dizem respeito às formas de onda geradas pelo  $\mu\text{C}$ , através da programação que se fez do mesmo.

O programa elaborado em *assembly* para este projecto tem como intuito, produzir três sinais para comandar as comutações dos *Behlke*, como tal recorreu-se a várias rotinas *delay* com valores lógicos de 0 e 1, para condicionar o valor lógico das três saídas do pic que serão utilizadas para fornecerem os sinais de comando aos *Behlke*. Estas formas de onda, apresentam uma forma quadrada/rectangular. Quando o PIC apresenta nas suas saídas o valor lógico 1, este transmite a informação/ordem para que os *Behlke* entrem à condução, estimulando-os com um sinal de 5 volts, mas quando à saída do pic o valor lógico passa a 0, é então interrompido o estímulo, o sinal de comando dos *Behlke* passa para 0 volts e os mesmos passam ao corte.

Para a elaboração das rotinas *delay*, utilizou-se um contador intrínseco ao **PIC18F2331**, o *TIMER0*. Este contador de 8 bytes e 256 bits faz a contagem de 0 a 256 *CI*, por pré definição, mas se lhe impusermos um valor *x*, o mesmo só irá contar de 0 até 256-*x*. Através desta configuração é possível manipular o tempo que queremos que os sinais estejam a 0 ou a 1, pois manipulamos a duração das rotinas *delay* a que cada saída do  $\mu\text{C}$ /*Behlke* esta associado.



**Figura 35:** Formas de onda dos sinais de comando dos *Behlke*: *Behlke1* (azul), *Behlkes2* e 3 (amarelo e roxo)

Na figura 35, encontram-se representadas as formas de onda dos sinais de comando do  $\mu\text{C}$ .

À esquerda são exibidas as ondas com uma escala de tempo de 10 [ms] por divisão e 5 [V] /div, e à direita com uma escala de tempo inferior, de 50 [μs] /div. e 5 [V] por divisão.

Como foi explicado no capítulo anterior, os tempos de comutação dos *Behlke 2 e 3* são iguais e por isso apresentam as mesmas formas de onda (amarelo e roxo), enquanto o mesmo não se verifica para a forma de onda do *Behlke1* (azul).

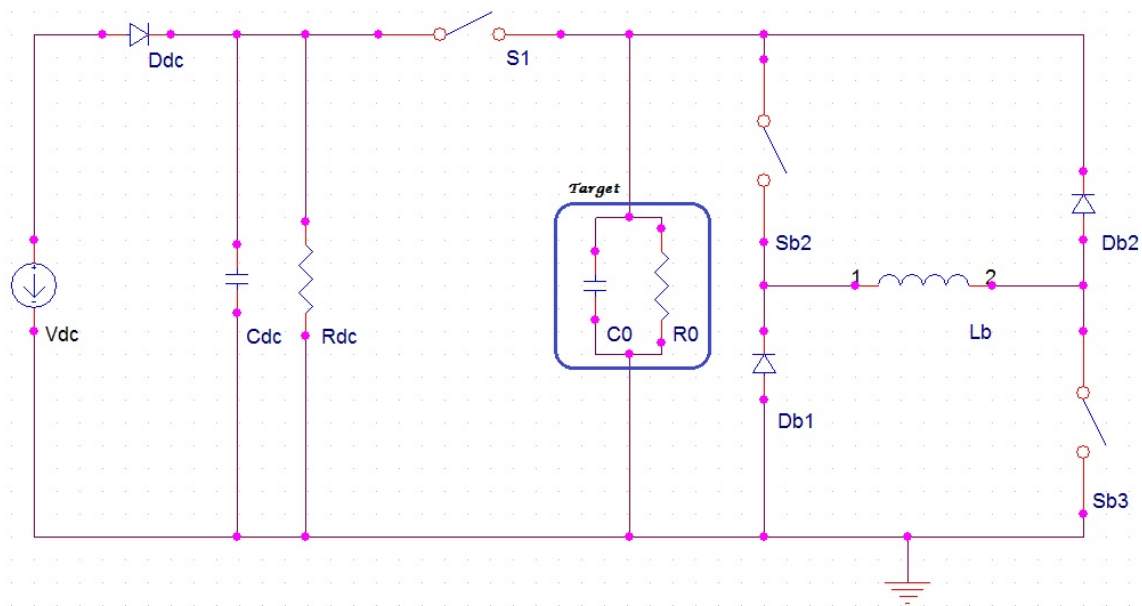
Para o funcionamento correcto do circuito estipulou-se um tempo à condução do *Behlke1* de 200 [μs] e um tempo ao corte de 9800 [μs]. Já para os *Behlke 2 e 3* considerou-se um tempo à condução de 150 [μs] e respectivo tempo ao corte de 9750 [μs]. Os tempos de actuação dos dispositivos foram efectuados de modo a que o circuito funciona-se com um período de 10 [ms] e uma frequência de operação de 100 Hz.

Em suma, os resultados obtidos foram satisfatórios e correspondem ao dimensionamento efectuado para os *time delay* de cada dispositivo + tempos mortos.

## Capítulo V: Dimensionamento do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica

**Resumo:** O Capítulo V documenta todos os dimensionamentos efectuados para o circuito de potência para uma tensão de 5000 [V], o material escolhido e cálculos pertinentes.

## V.1 - Descrição e Funcionamento do circuito



**Figura 36:** Modulador de dois quadrantes em ponte

Em cima encontra-se representado o circuito modulador em foco nesta dissertação.

No [capítulo III](#), fez-se uma introdução teórica do circuito e seu funcionamento, com o intuito de se obter uma melhor compreensão dos ensaios e simulações efectuados para o modulador em ponte assimétrica com tensão nominal de 5000 [V].

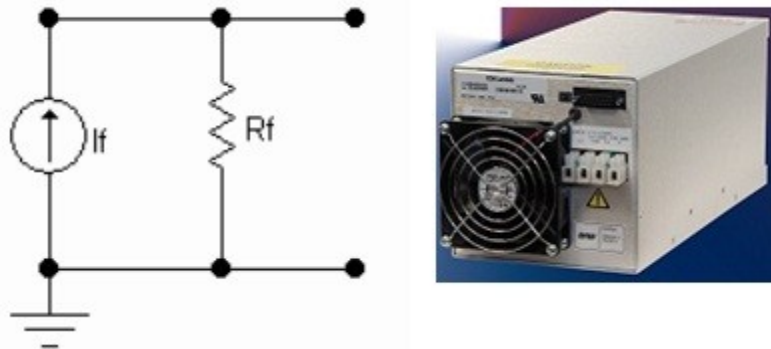
Sendo necessário dimensionar os elementos do circuito para suportarem a tensão de 5000 [V], o princípio de funcionamento do circuito é idêntico ao relatado no [capítulo III](#).

Neste caso particular, o circuito recebe uma tensão de alimentação de 5000 volts contínuos, que alimentam a carga enquanto *S1* está à condução. Passando *S1* ao corte, toda a energia da carga, é descarregada sobre a bobine, através de *Sb2* e *Sb3* que passam à condução. Ainda com os mesmos dispositivos à condução os díodos *Db1* e *Db2* ficam directamente polarizados e passam à condução, igualmente (devido à mudança de tensão na carga). Com os díodos e os *Behlke* em funcionamento, criam-se duas malhas por onde circula a corrente da bobine. Quando *Sb2* e *Sb3* passam ao corte, passado um determinado tempo, a corrente existente na ponte circula por último, pelo díodos e bobine, sendo a energia restante, entregue à carga.

## V.2 Dimensionamento e Material escolhido

### V.2.1 – Fonte de alimentação ( $V_{DC}$ )

A fonte de alimentação do circuito ( $V_{DC}$ ) é uma fonte de corrente. Uma fonte de corrente ideal fornece uma corrente constante ao circuito, onde se insere, independentemente da carga do circuito ou das variações de tensão verificadas no mesmo. Devido ao facto de as fontes ideais não existirem (todas têm uma resistência interna intrínseca), a melhor aproximação a uma fonte de corrente ideal é a representada na figura 37 (esquerda) – fonte de corrente real. Para que a fonte de corrente real forneça uma corrente constante ao circuito é necessário que a mesma tenha aos seus terminais uma resistência ( $R_f$ ). Esta resistência tem de ser o mais elevada possível para manter a corrente constante no circuito ( $R_f = 100R_{CARGA}$ ).



**Figura37:** À esquerda o circuito equivalente de uma fonte de corrente real; À direita a fonte de corrente utilizada. [21]

A Fonte de corrente utilizada no projecto do circuito ressonante de ponte assimétrica (figura 37 – à direita) é a **TDK-LAMBDA 102ª serie** com uma escala de 0 a 10000 [V] e corrente de 100 [mA], o que perfaz uma potência de 1000 [W].

### V.2.2 – Díodo de potência ( $D_{DC}$ )

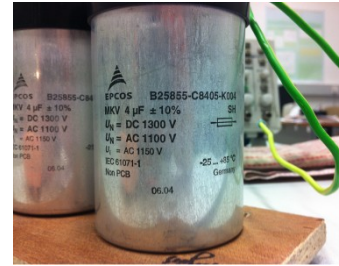
Os díodos de potência são semicondutores não comandados que suportam correntes e tensões mais elevadas do que os seus congéneres de sinal. Apresentam uma geometria vertical (necessária para maximizar as áreas do ânodo e do cátodo – passagem de correntes elevadas e para maximizar a taxa de evacuação de calor) e uma zona de deriva (N) que permite ao dispositivo suportar tensões inversas mais elevadas. [19] [20]

As características essenciais para a escolha do diodo foram a sua tensão, corrente e tempo de recuperação inversa ( $t_{rr}$ ).

O díodo  $D_{DC}$  em série com a fonte de corrente é um dispositivo da marca **Behlke FDA 160 – 150 serie**. Este é um díodo de alta tensão (16000 [V] e 1500 [A]) de rápida recuperação (60 [ns]).

### V.2.3 – Condensador ( $C_{DC}$ ) e Resistência ( $R_{DC}$ )

O condensador  $C_{DC}$  tem como função fazer a filtragem da forma de onda que provém da fonte. Para que o circuito funcione correctamente, é necessário que este condensador suporte uma tensão igual ou superior à tensão da fonte (5000 [V]) e que tenha uma capacidade superior à da carga devido às constantes de tempo que impõe no circuito.



De modo a assegurar uma tensão de 5000 [V], recorreu-se a uma série de cinco condensadores da **EPCOS B25855**, cada um com uma tensão nominal de 1300 [V] e capacidade de 4 [µF], perfazendo uma tensão total de 6500 [V] e uma capacidade total de  $4/5 = 0.8$  [µF].

Em paralelo com cada um dos condensadores introduziu-se resistências para equalizar a tensão aos terminais dos condensadores e também para os mesmos se puderem descarregar.

As resistências introduzidas devem influenciar às constantes de tempo segundo a seguinte igualdade:

$$5\delta_{DC} = \delta_0 \quad (17, V)$$

Pegando na igualdade verificada (17, V):

$$5C_{DC}R_{DC} = C_0 \times R_0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow R_{DC} = \frac{C_0 \times R_0}{5 \times C_{DC}} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow R_{DC} = \frac{8,5 [nF] \cdot 10 [M\Omega]}{5 \times 0,8 [\mu F]} \Leftrightarrow$$

$$R_{DC} = 21250 \Omega$$

Para que o factor de ciclo da carga seja cinco vezes superior à de  $C_{DC}$  é necessário que as resistências em paralelo com os condensadores que compõem  $C_i$  tenham o valor

Ohmico de 21250 [ $\Omega$ ]. Devido às restrições de material, optou-se por utilizar resistências de 50000 [ $\Omega$ ] da **TTelectronics WH50**. As resistências suportam uma potência máxima de 50 [W], como tal analisaremos o circuito para verificar se a potência dissipada nas resistências é inferior a 50 [W].

A potência é descrita pela expressão (18, V):

$$P = UI \quad (18, V)$$

Pegando na expressão (18, V) e aplicando-a à potência dissipada numa resistência obtemos:

$$\Leftrightarrow P_{R_{DC}} = RI^2 \quad (18.1, V) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow P_{R_{DC}} = \frac{U^2}{R_{DC}} \quad (18.2, V) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow P_{R_{DC}} = \frac{1200^2}{50 [k\Omega]} \Leftrightarrow$$

$$P_{R_{DC}} = 28,8 W$$

Apesar de a potência ser inferior à suportada nas resistências, as mesmas foram montadas em dissipadores de modo à potência não se sobre elevar a 28,8 [W].

### V.2.4 – Interruptores *S1*, *Sb2* e *Sb3*

Os interruptores do circuito têm de ser elementos de alta precisão e fiabilidade. Como tal para a escolha destes dispositivos deve-se ter em conta a sua tensão nominal (que tem de ser pelo menos igual à tensão de alimentação do circuito), os seus tempos de comutação, que devem de ser rápidos o suficiente para não comprometer o funcionamento do modulador e ao mesmo tempo otimizar a função do mesmo. Em particular, a escolha dos interruptores *Sb2* e *Sb3* ainda têm de obedecer a mais um requisito, devido à função que desempenham no circuito: apresentar uma resistência à condução menor que 1 [ $\Omega$ ]. Deste modo e apesar de ser um dos requisitos fundamentais do *CERN* para a elaboração do circuito ressonante, dentro dos dispositivos *Behlke* escolheram-se os melhores dispositivos para a ponte.



Respeitando os requisitos mencionados no último parágrafo, mas também com o objectivo de testar a viabilidade dos dispositivos no circuito, optou-se:

- Para *S1* o ***Behlke* HTS 81-03-GSM**;
- Para *Sb2* e *Sb3* os ***Behlke* HTS 81-25-B**.

O *Behlke* de *S1* apresenta as seguintes características:

- ✓ Máxima tensão de operação de 8 [kV<sub>DC</sub>] e máxima corrente de 60 [A];
- ✓ Tensão de ruptura de 9,5 [kV<sub>DC</sub>] e tensão de isolamento de 20 [kV<sub>DC</sub>];
- ✓ Resistência à condução de 16 [ $\Omega$ ];
- ✓ Tempo de recuperação do diodo intrínseco [500 – 1000] [ns];
- ✓ Frequência máxima de comutação de 10 [kHz];
- ✓ Potência máxima dissipada de 15 [W]

Os *Behlke* de *S1* e *S2* apresentam as seguintes características:

- ✓ Máxima tensão de operação de 8,4 [kV<sub>DC</sub>] e máxima corrente de 250 [A];
- ✓ Tensão de ruptura de 8,8 [kV<sub>DC</sub>] e tensão de isolamento de 15 [kV<sub>DC</sub>];
- ✓ Resistência à condução de 1 [ $\Omega$ ];
- ✓ Tempo de recuperação do diodo intrínseco de 500 [ns];
- ✓ Frequência máxima de comutação de 3 [kHz];
- ✓ Potência máxima dissipada de 18 [W]

Escolheu-se o mesmo dispositivo para os interruptores  $Sb2$  e  $Sb3$ , por estes desempenharem no circuito o mesmo papel. Os *Behlke* HTS 81-25-B vêm equipados da tecnologia *TrenchFet*, que permite obter uma resistência à condução muito baixa, esta característica é fundamental para o circuito, visto estarem  $Sb2$  e  $Sb3$  na malha de conservação de energia.

### V.2.5 – Carga ( $C_0//R_0$ )

A carga do circuito é constituída pelo paralelo de um condensador ( $C_0$ ) com uma resistência ( $R_0$ ). O condensador tem de ser dimensionado de modo a suportar a tensão da fonte de alimentação. Para o efeito escolheu-se um condensador de 10000 [V] e 8,5 [nF]. A resistência escolhida para o efeito foi uma resistência de potência de 10 [MΩ].

Assim como nas resistências em paralelo com os condensadores do ponto V.2.3 a resistência de potência tem de garantir a expressão (18.2, V):

$$P_{R_0} = \frac{U^2}{R_0} = \frac{1000^2}{10 [M\Omega]} = 100 [mW]$$

A resistência suporta uma potência superior a 50 [W].

### V.2.6 – Díodos de Potência ( $Db1$ e $Db2$ )

Os díodos que se pretendem utilizar são os **IDP09E120**. Estes díodos apresentam as seguintes características:

- ✓ Tensão inversa de 1200 [V];
- ✓ Corrente ânodo – cátodo de 9 [A];
- ✓ Tensão ânodo – cátodo de 1,65 [V].

Um aspecto limitativo destes díodos é a tensão inversa. Como alternativa a este problema seria substituir os díodos **IDP09E120** por díodos iguais ao estudado no ponto V.2.2, porém a resistência à condução destes últimos é muito elevada levando a que esta hipótese fosse descartada. Para manter a resistência à condução dos díodos  $Db1$  e  $Db2$  a mais baixa possível, optou-se por formar um conjunto de seis díodos em série tanto para  $Db1$  como para  $Db2$ , ultrapassando assim a limitação da tensão inversa que no seu conjunto passou a tomar um valor total de 7200 [V].

Com a associação dos díodos **IDP09E120** em série, estes passaram a somar a seguinte resistência à condução (aproximação):

$$R_{on} = 12 \frac{V_F}{I_F} = 2,2 \Omega$$

Apesar de se ter resolvido o problema da tensão aos terminais de *Db1* e *Db2*, com a série de díodos, criou-se outro inconveniente: mesmo sendo os díodos todos iguais, a nível prático o mesmo nunca se verifica, o que pode provocar diferentes quedas de tensão aos terminais dos dispositivos que estão em série. De seguida é demonstrado o método para resolver esta situação.

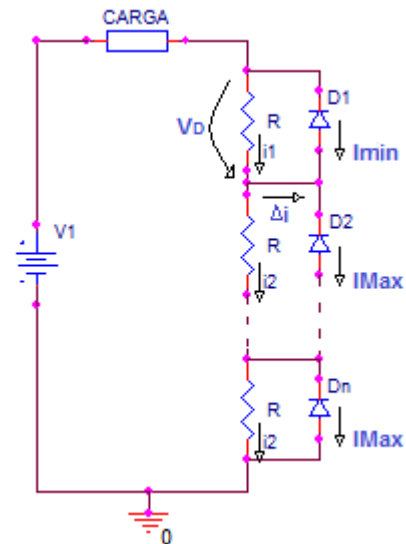
**IV.2.6.1 - Demonstração e cálculo da malha de equalização da tensão em regime estático**

Atendendo ao circuito da figura ao lado:

$I_{MAX}$  (i1) corresponde ao dispositivo com maior valor de corrente de fugas enquanto  $I_{min}$  (i2) (maior resistência inversa – maior queda de tensão aos terminais) diz respeito ao dispositivo com menor corrente de fugas.

Já  $V_D$  diz respeito à tensão inversa dos díodos e  $V1$  à tensão de alimentação do circuito.

$D_1$ ,  $D_2$  e  $D_n$  são a designação/indicação dos díodos do circuito.



Na presente situação o dispositivo que tiver menor corrente de fugas, passa ao corte em primeiro lugar. Passando ao corte, recai sobre os seus terminais toda a tensão da fonte, levando à destruição do díodo.

A solução é a introdução de uma resistência em paralelo (de igual valor) com todos os díodos (regime estacionário), de modo a se conseguir equalizar a tensão aos seus terminais, não permitindo que nenhum comute intempestivamente. Os cálculos a seguir apresentados dizem respeito à protecção dos díodos no regime estacionário (regime permanente).

De seguida é demonstrado o cálculo da resistência de equalização. [19] [20]

Sendo:

$$\Delta i = I_{MAX} - I_{min} = i_1 - i_2 \quad (i_1 > i_2) \quad (19, V)$$

$$V_1 = V_D + (n - 1)i_2 R \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_1 = V_D + (n - 1)(i_1 - \Delta i)R \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_1 = V_D + (n - 1) \left( \frac{V_D}{R} - I_{MAX} + I_{min} \right) R \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_1 = V_D + (n - 1)[V_D - (I_{MAX} - I_{min})R] \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_1 = V_D + (n - 1)V_D - (n - 1)(I_{MAX} - I_{min})R \Leftrightarrow$$

$$R_{MAX} \leq \frac{nV_D - V_1}{(n - 1)(I_{MAX} - I_{min})} \quad (20, V)$$

Para  $n \geq 2$ , a expressão (20, V) devido à condição conservadora  $I_{min} = 0$  fica:

$$R_{MAX} \leq \frac{nV_D - V_1}{(n - 1)I_{MAX}} \quad (20.1, V)$$

Pegando na condição obtida em (20.1, V), calcula-se a resistência:

$$R_{MAX} \leq \frac{6 \times 1200 - 6000}{(6 - 1) \times 100 \times 10^{-6}} \leq 2.4 [M\Omega]$$

A resistência a colocar em paralelo tem de ter um valor igual ou menor a 2.4 mega Ohm e como tal escolheu-se resistências de potência de 500 [kΩ] devido a limitações laboratoriais.

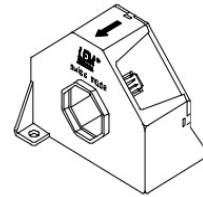
As resistências de 500 [kΩ] suportam uma potência dissipada de 50 Watt, verifiquemos se são as adequadas segundo a expressão (18.2, V):

$$P_{R_D} = \frac{U^2}{R_D} = \frac{1200^2}{500 [k\Omega]} = 2.88 [W]$$

**Observação:** A corrente de fugas máxima ( $I_{max}$ ) é um dado do fornecedor.

### V.2.7 – Transdutor de Corrente (TC)

Um transdutor de corrente tem como função medir a corrente do circuito em que está inserido, neste caso em particular, a corrente que atravessa a bobine.



Para o efeito, utilizou-se o transdutor **LEM LA 305 – S/SP1**. Este transdutor tem como principais características:

- ✓ Corrente eficaz de 500 [A]
- ✓ Escala de leitura de corrente no primário [0 ... 800] [A];
- ✓ Relação de conversão 1:2000.

O LA 305 – S/SP1 é alimentado a uma tensão contínua de 15 volts, e apresenta para além destes dois terminais um terceiro onde se liga uma resistência de 22  $\Omega$  (segundo *datasheet*); o segundo terminal da resistência é conectado ao terminal “negativo” da alimentação do TC. Medindo a tensão aos terminais da resistência e através da lei de Ohm, consegue-se retirar o valor da corrente na bobine, através da seguinte formula:

$$I_L = \frac{V_{R_{LA305}}}{R_{série}} 2000 \quad (21, V)$$

Devido à escala do TC ser tão elevada e visto nos ensaios as tensões observáveis da resistência  $R_{série}$  serem de tão pouca expressão, de modo a garantir uma boa visualização da forma de onda da tensão da resistência (que depois pela lei de Ohm dará a corrente na bobine), introduziu-se no transdutor 10 espiras de modo a reduzir a escala do mesmo.

### V.2.7 – Bobine (*Lb*)

No fim do capítulo III fez-se referência à importância de diminuir a potência dissipada na ponte, verificando-se que a mesma pode ser minimizada com a manipulação da corrente que passa na bobine ou com a manipulação da resistência à condução dos seus dispositivos e cabos.

#### V.2.7.1 – Demonstração de cálculo para solucionar as perdas excessivas na ponte

Tendo-se estudado anteriormente a energia armazenada num condensador e a energia de perdas do sistema (capítulo III), para que o circuito ressonante seja viável no seu exercício, tem-se de otimizar certos parâmetros do mesmo, como são o caso da corrente máxima que atravessa a bobine e a resistência à condução dos dispositivos da ponte.

Como já verificámos o cálculo da corrente máxima está directamente relacionada com as perdas do circuito. Quanto maior for a corrente que passa na bobine, menos energia se conserva. Tendo em atenção a ultima premissa, e pegando nas fórmulas da energia inicial da carga (energia que pretendemos obter no modo 4 de funcionamento do circuito e que está presente no modo 1 de funcionamento do mesmo) e da energia de perdas (expressão que contém a corrente na bobine, parâmetro que pretendemos influenciar de modo a diminuir as perdas do circuito), impomos a seguinte igualdade:

$$E_{Perdas} = \frac{E_{C_{inicial}}}{4} \quad (22, V)$$

A expressão (22, V) impõe a igualdade entre a energia de perdas e um quarto da energia inicial. Recordando, que pretendemos obter uma recuperação de energia semelhante à energia inicial da carga, propôs-se que a energia de perdas não fosse superior a 25% da energia inicial da carga. Optou-se pelo valor  $\frac{1}{4}$  por ser a energia de perdas aceitável para que o circuito ressonante em ponte assimétrica pudesse ser validado.

Pegando na expressão (22, V), o seu desenvolvimento leva:

$$R_{dson} I_L^2 \times t_{on} = \frac{1}{2} \frac{C V_{inicial}^2}{4} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow I_L^2 = \frac{1}{2} \frac{C V_{inicial}^2}{4 R_{dson} t_{on}} \Leftrightarrow$$

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{C V_{inicial}^2}{4 R_{dson} t_{on}}} \quad (22.1, V)$$

Como tal, temos de garantir que, quando calcularmos a corrente para dimensionamento da bobine, a mesma ao passar pelas resistências inerentes aos dispositivos não permita uma dissipação de energia superior a 25%, para que o circuito seja viável. Comparando com os circuitos propostos do capítulo anterior, se não é utilizada uma fonte de alimentação auxiliar que reponha a energia na carga (estabilização da tensão) antes da mesma ser controlada pela fonte principal, então para garantirmos o mesmo desempenho de estabilidade, temos de garantir que a energia recuperada para recarregar a carga seja igual ou superior a 75% da energia inicial da mesma.

Até ao presente capítulo foi demonstrado o cálculo da indutância da bobine (através da manipulação da formula (11, III) e da corrente máxima suportada pela mesma. Estas demonstrações permitem um primeiro dimensionamento da bobine a construir, de modo a se conseguir obter a conservação de energia pretendida. Porém para se construir uma bobine são necessários outros cálculos e dimensionamentos, como é o caso do calculo do numero de espiras a utilizar consoante a indutância da bobine, ou o núcleo magnético para que a bobine não sature. Em seguida, serão demonstradas as expressões necessárias para o dimensionamento e construção da bobine.

**V.2.7.2 – Demonstração do cálculo do número de espiras da bobine (N)**

O cálculo do número de espiras de um indutor, encontra-se directamente relacionado com a lei de *Faraday* (23, V) e a relação volt – ampere na bobine (24, V), como se demonstra de seguida.

$$v(t) = N \frac{d\phi(t)}{dt} = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (23, V)$$

Com  $N$  a corresponder ao número de espiras e  $\Delta\phi/\Delta t$  à variação de fluxo no tempo.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (24, V)$$

Com  $L$  a corresponder à indutância da bobine e  $\Delta i/\Delta t$  à variação da corrente no tempo.

Igualando as expressões (23, V) e (24, V), obtém-se:

$$N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \Leftrightarrow$$

$$N\Delta\phi = L\Delta i \quad (25, V)$$

Como:

$$\Delta\phi = \Delta B A_e \quad (26, V)$$

$$N = \frac{L\Delta i}{\Delta B A_e} \Leftrightarrow$$

$$N = \frac{L I_{pico}}{B_{MAX} A_e} \quad (27, V)$$

O número de espiras depende da corrente máxima da bobine ( $I_{PICO}$ ) e sua indutância ( $L$ ), assim como da área de secção transversal do núcleo ( $A_e$ ) e da densidade de fluxo de saturação máxima do mesmo ( $B_{MAX}$ ). A corrente máxima da bobine depende das dimensões da janela do núcleo  $A_w$  e da densidade de corrente permitida.

**Observação:**  $L$  representa o valor calculado teoricamente através da expressão (11, III), já com  $i_L$  para recuperação de 75% da energia inicial da bobine.

### V.2.7.3 – Demonstração do cálculo do diâmetro do condutor ( $S_{fio}$ )

O cálculo da secção do fio condutor depende da densidade máxima de corrente que por eles passe (capacidade de corrente por unidade de área).

Como tal, a densidade de corrente é expressa pela seguinte expressão:

$$J_{max} = \frac{NI_{pico}}{A_p} \quad (28, V)$$

**Observação:** A máxima densidade de corrente tem de ter um valor reduzido, por contrário pode provocar danos nos fios condutores por onde passe.

Por sua vez a densidade de corrente depende da área transversal do enrolamento de cobre ( $A_p$ ). Pegando na expressão anterior e isolando  $A_p$ , obtemos:

$$A_p = \frac{NI_{pico}}{J_{max}} = NS_{fio} \quad (29, V)$$

Devido à geometria dos condutores (circulares), os enrolamentos ocupam apenas uma parte da área da janela do núcleo ( $A_w$ ). Esta situação leva ao aparecimento do factor de ocupação ( $K_w$ ):

$$K_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (30, V)$$

**Observação:** A nível geral  $k_w < \pi/4$

Pegando na expressão (30, V) e substituindo-a na expressão (31, V):

$$K_w = \frac{NS_{fio}}{A_w} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow A_w K_w = NS_{fio} \Leftrightarrow$$

$$S_{fio} = \frac{A_w K_w}{N} \quad (31, V)$$

Para minimizar a densidade de corrente, a secção do fio condutor é calculada, tomando em conta o valor do número de espiras do indutor, assim como o valor da área da janela do núcleo e do factor de ocupação.

**V.2.7.4 – Demonstração do cálculo do entre – ferro do núcleo ( $l_{\text{ENTREFERRO}}$ )**

Para calcular o entre ferro necessário, a colocar no núcleo para garantir a sua não saturação e afinar a relação entre B e H, estabilizando-se o valor de “miu”, temos de ter em conta a seguinte expressão:

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{total}} \quad (32, V)$$

A relutância total,  $\mathcal{R}_{total}$ , é igual à soma da relutância do núcleo com a relutância do entre ferro.

$$\mathcal{R}_{nucleo} = \frac{l_{nucleo}}{\mu_{nucleo} A_e} \quad (33, V)$$

$$\mathcal{R}_{entre\ ferro} = \frac{l_{entre\ ferro}}{\mu_{entre\ ferro} A_e} \quad (34, V)$$

Como a relutância do núcleo, é muito inferior à do entre ferro, pode desprezar-se esse termo, ficando (32, V):

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{entre\ ferro}} \Leftrightarrow$$

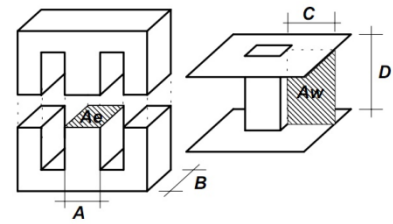
$$\Leftrightarrow L = \frac{N^2}{\left( \frac{l_{entre\ ferro}}{\mu_{entre\ ferro} A_e} \right)} \Leftrightarrow$$

$$l_{entre\ ferro} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} [mm] \quad (35, V)$$

**Observação:** O valor de  $L$  representa o valor prático da indutância obtida a nível experimental que com o cálculo do entre ferro irá aproximar-se do valor de indutância pretendida e calculada a nível teórico pela expressão (11, III).

### V.2.8 – Núcleo magnético

O núcleo magnético tem como objectivo fornecer um percurso adequado para a passagem do fluxo magnético. Numa bobine, a presença do núcleo, devidamente colocado, aumenta a indutância da bobine. Primeiramente dimensionou-se um núcleo para níveis de tensão até 1000 [V].



O núcleo escolhido para o indutor foi o **ETD59/31/22 – 3C90** da *Ferroxcube*. Um núcleo de ferrite com as seguintes características:

- ✓  $A_e = 368 [mm^2]$
- ✓  $A_w = 366 [mm^2]$
- ✓  $K_w = 0,5$
- ✓  $B_{max} \leq 330 [mT]$

Após se dimensionar o núcleo para uma bobine de 1000 [V], dimensionou-se outra para uma tensão de 5000 [V].

O núcleo escolhido para o indutor foi o **AMCC – 100** da *Metglas*. Um núcleo de metal amorfo com as seguintes características:

- ✓  $A_e = 16 \cdot 10^{-3} \cdot 45 \cdot 10^{-3} [m^2]$
- ✓  $A_w = 14 [mm^2]$
- ✓  $K_w = \frac{A_p}{A_w} = 0,7$
- ✓  $B_{max} = 1,56 [T]$

**Nota:** O ponto V.2.7 desta dissertação foi baseado e apoiado pelas referências bibliográficas [27] [28].

## V.2.9 - Cálculos

### V.2.9.1 - Para 1000 [V]

$$I_L = \sqrt{\frac{0,5 \cdot 8,5 \text{ [nF]} \cdot 1000^2}{4 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot (0,08 + 2 \cdot 0,18 + 2 \cdot 0,8)}} = 1,8633 \text{ [A]} (\text{teorico})$$

$$L = \frac{1000^2 \cdot 8,5 \text{ [nF]}}{\left(\sqrt{\frac{0,5 \cdot 8,5 \text{ [nF]} \cdot 1000^2}{4 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot (0,08 + 2 \cdot 0,18 + 2 \cdot 0,8)}}\right)^2} = 2,448 \text{ [mH]} (\text{teorico})$$

$$N = \frac{LI_{pico}}{B_{MAX} A_e} = \frac{\frac{V_L^2 C}{I_L^2} I_{pico}}{B_{MAX} A_e} = \frac{V_L^2 C}{B_{MAX} A_e I_L} = 37,5624 \text{ [espiras]} (I_L = I_{pico}) (L \text{ teorico})$$

$$S_{fio} = \frac{A_w K_w}{N} = \frac{A_w K_w}{\frac{LI_{pico}}{B_{MAX} A_e}} = \frac{A_w K_w B_{MAX} A_e}{LI_{pico}} = 4,87 \times 10^{-6} \text{ [m}^2\text{]} (\phi = 1,400)$$

$$l_{entre \text{ ferro}} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} = \frac{\left(\frac{V_L^2 C}{B_{MAX} A_e I_L}\right)^2 \mu_0 A_e}{\frac{V_L^2 C}{I_L^2}} = \frac{V_L^2 C \mu_0}{B_{MAX}^2 A_e} = 0,027 \text{ [mm]} (\mu_0 = 4\pi 10^{-7})$$

### V.2.9.2 - Para 5000 [V]

$$I_L = \sqrt{\frac{0,5 \cdot 8,5 \text{ [nF]} \cdot 5000^2}{4 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 12 \cdot 0,18 + 2 \cdot 0,8)}} = 6,09 \text{ [A]} (\text{teorico})$$

$$L = \frac{5000^2 \cdot 8,5 \text{ [nF]}}{\left(\sqrt{\frac{0,5 \cdot 8,5 \text{ [nF]} \cdot 5000^2}{4 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 12 \cdot 0,18 + 2 \cdot 0,8)}}\right)^2} = 5,7 \text{ [mH]} (\text{teorico})$$

$$N = \frac{LI_{pico}}{B_{MAX} A_e} = \frac{\frac{V_L^2 C}{I_L^2} I_{pico}}{B_{MAX} A_e} = \frac{V_L^2 C}{B_{MAX} A_e I_L} = 58,066 \text{ [espira]} (I_L = I_{pico}) (L \text{ teorico})$$

$$S_{fio} = \frac{A_w K_w}{N} = \frac{A_w K_w}{\frac{LI_{pico}}{B_{MAX} A_e}} = \frac{A_w K_w B_{MAX} A_e}{LI_{pico}} = 1,68 \times 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]} (\phi = 1,900)$$

$$l_{entre \text{ ferro}} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} = \frac{\left(\frac{V_L^2 C}{B_{MAX} A_e I_L}\right)^2 \mu_0 A_e}{\frac{V_L^2 C}{I_L^2}} = \frac{V_L^2 C \mu_0}{B_{MAX}^2 A_e} = 0,5 \text{ [\mu m]} (\mu_0 = 4\pi 10^{-7})$$

**Nota:** O cálculo do entre ferro é feito com o valor de indutância obtido a nível experimental de modo a se conseguir obter no final a indutância dimensionada a nível teórico.

## Capítulo VI: Simulação e ensaio do Circuito Ressonante em Ponte Assimétrica

**Resumo:** O sexto capítulo apresenta os circuitos simulados em *Orcad Pspice* (1000 [V], 2000 [V] e 5000 [V]) assim como o circuito ensaiado em laboratório e respectivos resultados experimentais.

VI.1 – Circuitos simulados em *Orcad Pspice* e Ensaio laboratorial

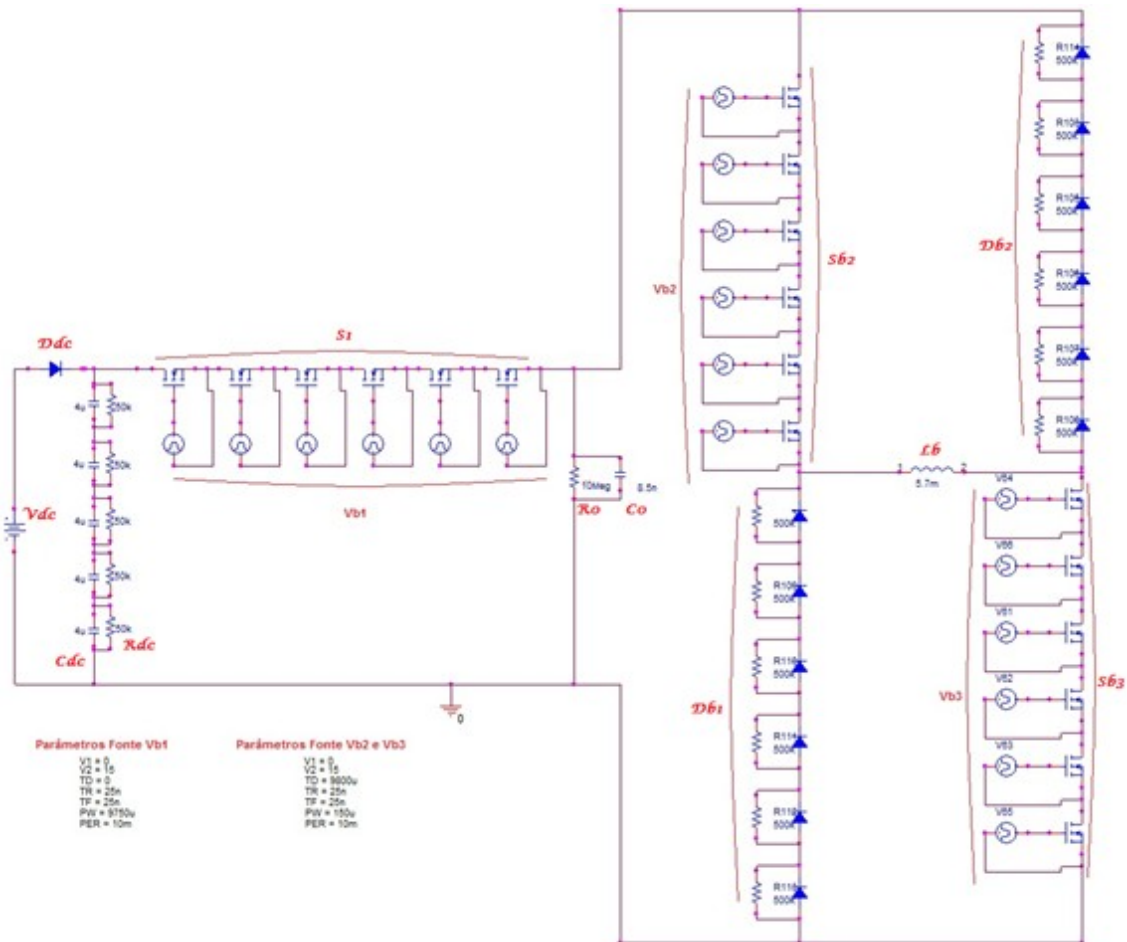


Figura38: Circuito Simulado em *pspice*

Na figura 38 apresenta-se o circuito simulado em *Pspice* para o circuito ressonante em ponte assimétrica. Este pretende ser uma representação do circuito ensaiado (figura 39).



**Figura39:** 1) Fonte 10000 V; 2) Díodo de bloqueio; 3) Condensador de filtragem; 4) Carga; 5) Behlke\_1; 6) Behlke\_2; 7) Behlke\_3; 8) Circuito comando; 9) Díodos *Db1* e *Db2*; 10) LA305; 11) Bobine

As imagens 38 e 39 correspondem ao circuito simulado na ferramenta *Pspice* e ensaiado em laboratório, respectivamente.

#### VI.1.1 - Descrição

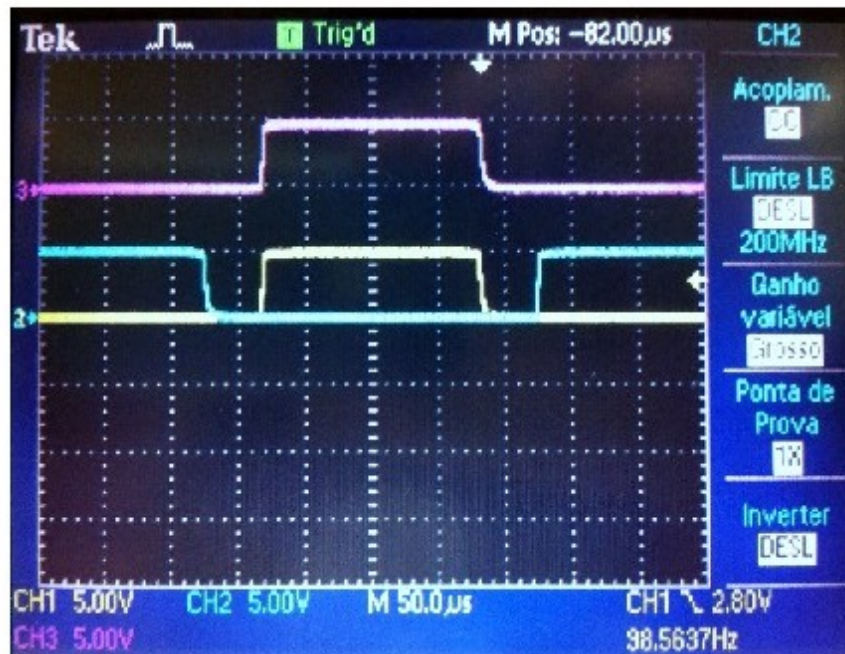
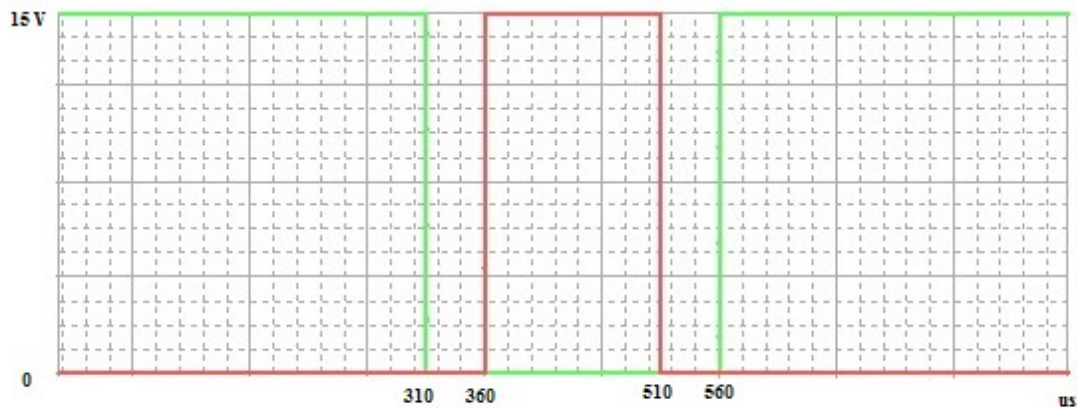
O circuito ressonante de ponte assimétrica foi inicialmente testado na ferramenta computacional *Orcad Pspice*. Esta ferramenta, apesar de muito completa, não apresentava nas suas bibliotecas os dispositivos *Behlke* que se pretendem testar na prática e como tal, a nível de simulação, foram substituídos por *MOSFETs* da **Motorola MTM10N100E**, que apresentam uma resistência à condução semelhante à dos *Behlke* (1,2 [ $\Omega$ ]) e uma tensão aos terminais de 1000 [V] (sendo uma boa aproximação aos *Behlke*). O disparo dos *MOSFETs* não foi possível executar pelo micro – controlador pic18f2331, mas através de uma fonte de excitação, *Vpulse*, que permite definir a tensão de pico da fonte (*V2*), os tempos de subida (*TR*) e descida (*TF*) da onda, assim como o período (*PER*), o tempo *delay* (*TD*) e o tempo em que a forma de onda se encontra a uma tensão estável superior a 0 volts (*PW*). Os *MOSFETs* **MTM10N100E** são

excitados a uma tensão de 15 [V] diferente dos *Behlke* (5 [V]). A bobine *Lb* utilizada em simulação é ideal (sem resistência interna) o que não se verifica na realidade.

As diferenças assinaladas no parágrafo anterior têm maior influência na resistência à condução que os dispositivos apresentam tanto a nível de simulação como laboratorial. Apesar deste inconveniente, a discrepância entre os dois circuitos não é significativa ao ponto de comprometer a coerência de resultados obtidos.

### VI.1.1 – Resultados Obtidos

#### VI.1.1.1 – Sinais de comando



**Figura40:** Sinais de Comando simulados (em cima) e ensaiados (em baixo).

Na figura 40 é visível em cima a forma de onda dos sinais de comando de *SI* (verde), *Sb2* e *Sb3* (vermelho) simulados para os *MOSFETs* **MTM10N100E**:

- ✓ Ganho de tensão de 1 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 15 [V];
- ✓ Escala de tempo de 20 [ $\mu$ s];
- ✓ *Time delay* de 50 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{S1ON} = 9750$  [ $\mu$ s],  $T_{S1OFF} = 250$  [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{S2/S3ON} = 150$  [ $\mu$ s],  $T_{S2/S3OFF} = 9850$  [ $\mu$ s];

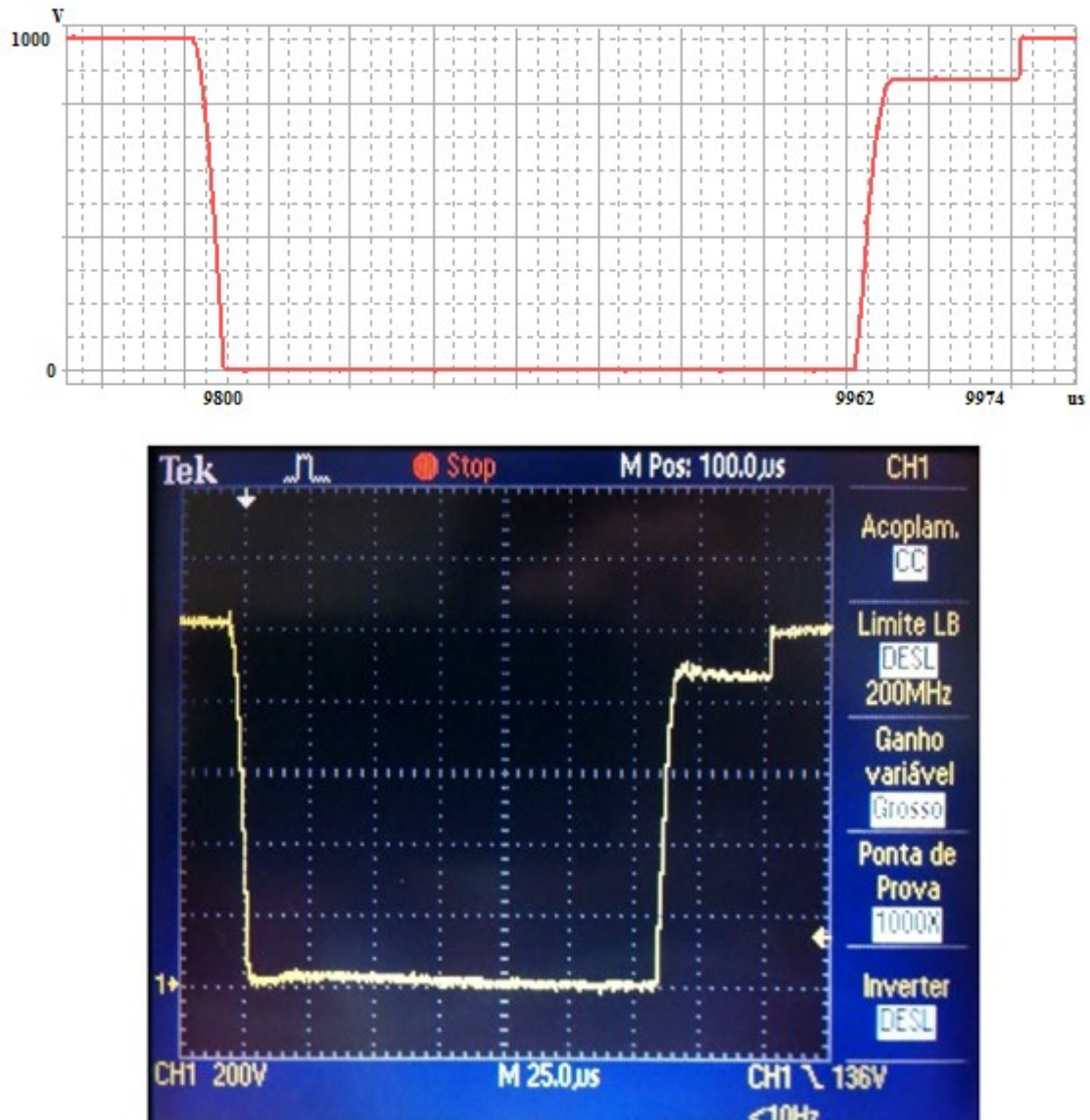
Também na figura 40 são visíveis as formas de onda dos sinais experimentais obtidos experimentalmente:

- ✓ Ganho de tensão de 5 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 5 [V];
- ✓ Escala de tempo de 50 [ $\mu$ s];
- ✓ *Time delay* de 50 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{S1ON} = 9750$  [ $\mu$ s],  $T_{S1OFF} = 250$  [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{S2/S3ON} = 150$  [ $\mu$ s],  $T_{S2/S3OFF} = 9850$  [ $\mu$ s];

Os resultados obtidos, tanto em simulação como em laboratório, são semelhantes, sendo a diferença entre valores de pico de tensão devida ao facto dos dispositivos da simulação em *pspice* serem diferentes dos dispositivos *Behlke*.

Os *MOSFETs* utilizados em simulação são excitados a uma tensão de 15 [V], enquanto os *Behlke* são excitados a uma tensão de 5 [V].

## VI.1.1.2 – Tensão da carga e corrente na bobine – 1000 [V]



**Figura 41:** Formas de onda da tensão na carga

Na figura 41 é visível em cima a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) simulada com os *MOSFETs*:

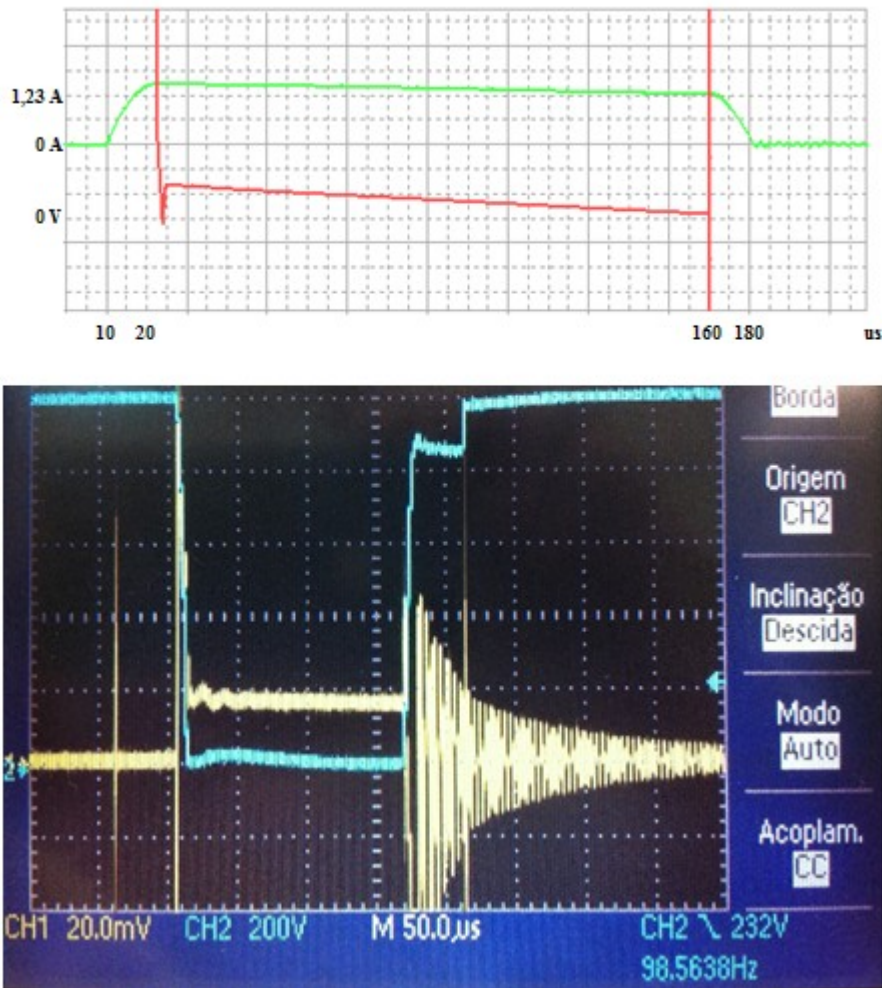
- ✓ Ganho de tensão de 100 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 1000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 5 [µs];
- ✓  $T_{ON} = 9801$  [µs],
- ✓  $T_{OFF} = 137$  [µs];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 12 [µs]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 37$  [µs].

Também na figura 41 é visível a forma de onda da tensão na carga ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 200 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 1000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 25 [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{ON} = 9800$  [ $\mu$ s],
- ✓  $T_{OFF} = 155$  [ $\mu$ s];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 5 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 37,5$  [ $\mu$ s].

Os resultados obtidos tanto em simulação como em laboratório são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de  $T_{OFF}$  inferior a 15%.

Verificaram-se melhores resultados obtidos experimentalmente.



**Figura 42:** Formas de onda da corrente na bobine e tensão na carga: simulação (cima), ensaio (baixo)

Na figura 42 é visível em cima a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) e corrente na bobine (*verde*):

- ✓ Ganho de corrente de 0,5 [A] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 1,23 [A];
- ✓ Escala de tempo de 5 [μs];
- ✓  $T_{ON} = 137$  [μs];
- ✓  $T_{OFF} = 9801$  [μs];

Para uma boa visualização da forma de onda da corrente no *Pspice*, foi necessário exibir somente uma parte da forma de onda da tensão na carga.

Também na figura 42 é visível a forma de onda da tensão na carga (*azul*) e da corrente na bobine (*amarelo*) ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 20 [mV] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 1,45 [A];
- ✓ Escala de tempo de 50 [μs];
- ✓  $T_{ON} = 150$  [μs];
- ✓  $T_{OFF} = 9800$  [μs];

A corrente de pico demonstrada em cima é calculada pela fórmula (19) do capítulo V:

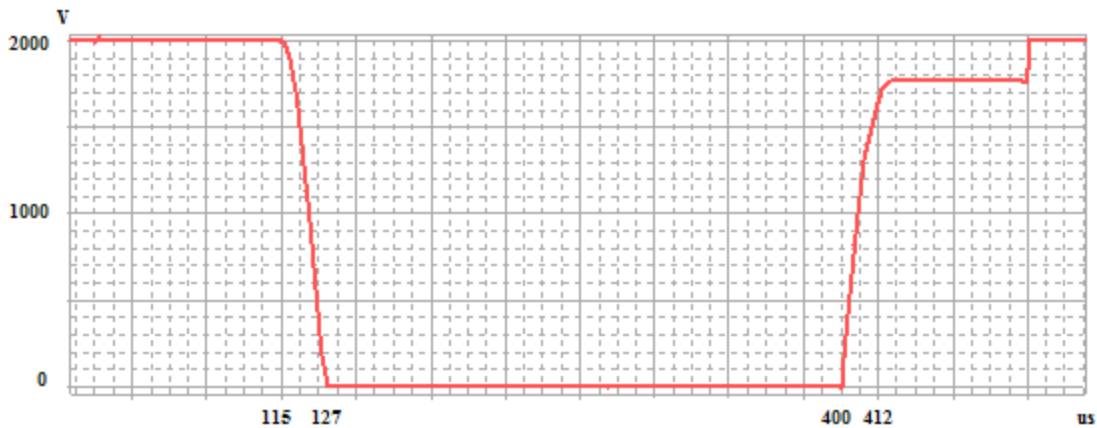
$$I_L = \frac{V_{R_{LA305}}}{R_{série}} 2000 = \frac{16 [mV]}{22 [\Omega]} 2000 = 1,45 [A]$$

Aplicando a fórmula teórica (11, III) estudada no capítulo III:

$$I_L = V \sqrt{\frac{C}{L}} = 1,22 [A]$$

Os resultados obtidos, tanto em simulação como em laboratório, são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de pico da corrente inferior a 20%. Este valor do erro é suficientemente pequeno para poder afirmar-se que os modelos teóricos e os modelos de simulação são aproximações adequadas ao circuito experimental construído.

#### VI.1.1.3 - Tensão da carga e corrente na bobine - 2000 [V]



**Figura 43:** Formas de onda da tensão na carga

Na figura 43 está representada a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) simulada com os *MOSFET*:

- ✓ Ganho de tensão de 500 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 2000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 10 [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{ON} = 9800$  [ $\mu$ s],
- ✓  $T_{OFF} = 137$  [ $\mu$ s];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 12 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 34$  [ $\mu$ s].

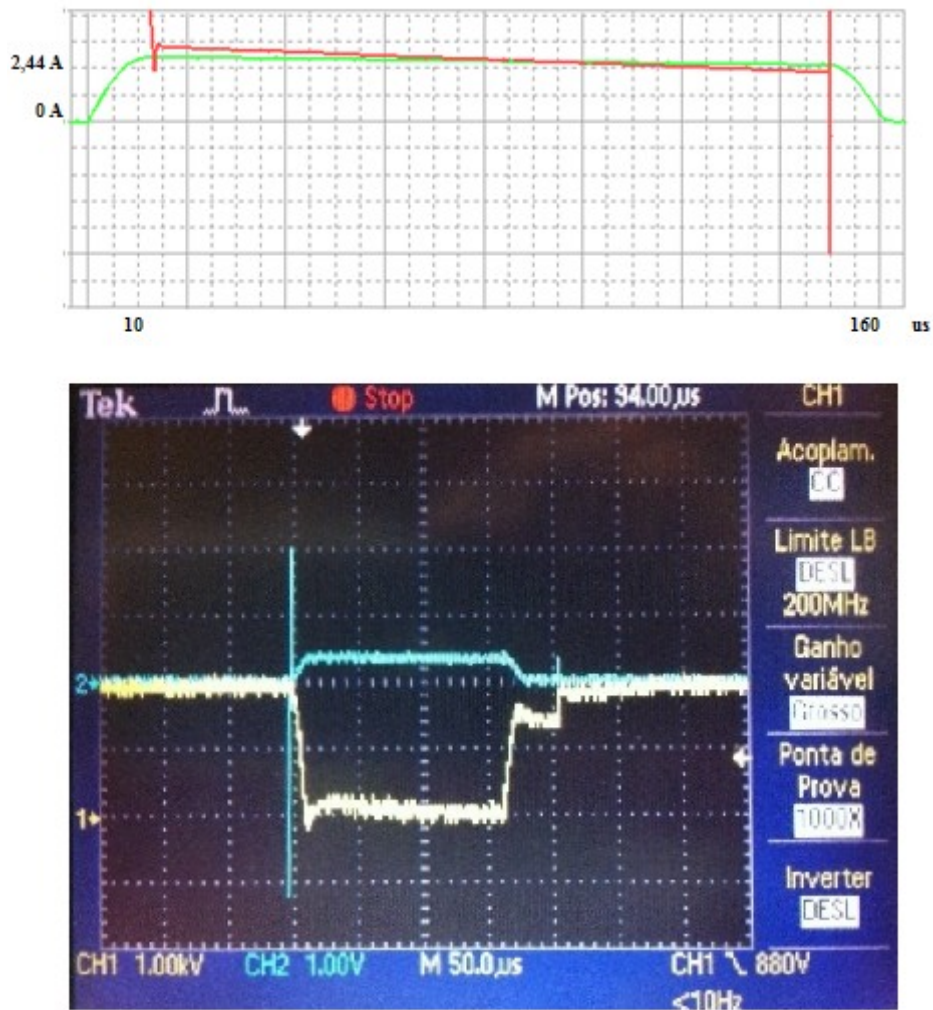
Na figura 44 é visível a forma de onda da tensão na carga com a respectiva corrente da bobine ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 1000 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 2000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 50 [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{ON} = 9800$  [ $\mu$ s],
- ✓  $T_{OFF} = 150$  [ $\mu$ s];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 5 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 37,5$  [ $\mu$ s].

Os resultados obtidos tanto em simulação como em laboratório são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de  $T_{OFF}$  inferior a 10% e a diferença entre os valores de  $T_{RECUPERAÇÃO}$  inferior a 10%.

A energia recuperada pela carga a nível de simulação foi de 1700 [V] e a nível laboratorial de 1700 [V] recaindo depois para os 1500 [V].

A nível de recuperação de energia a diferença entre os valores é inferior a 12%.



**Figura 44:** Formas de onda da corrente na bobine e tensão na carga: simulação (cima), ensaio (baixo)

Na figura 44 tem-se em cima a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) e corrente na bobine (*verde*):

- ✓ Ganho de corrente de 0,5 [A] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 2,44 [A];
- ✓ Escala de tempo de 5 [μs];
- ✓ T<sub>ON</sub> = 137 [μs];
- ✓ T<sub>OFF</sub> = 9800 [μs];

Também na figura 44 é visível a forma de onda da tensão na carga (*amarelo*) e da corrente na bobine (*azul*) ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 40 [mV] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 2,77 [A];
- ✓ Escala de tempo de 50 [μs];
- ✓ T<sub>ON</sub> = 150 [μs];
- ✓ T<sub>OFF</sub> = 9800 [μs];

A corrente de pico demonstrada em cima é calculada pela fórmula (19) do capítulo V:

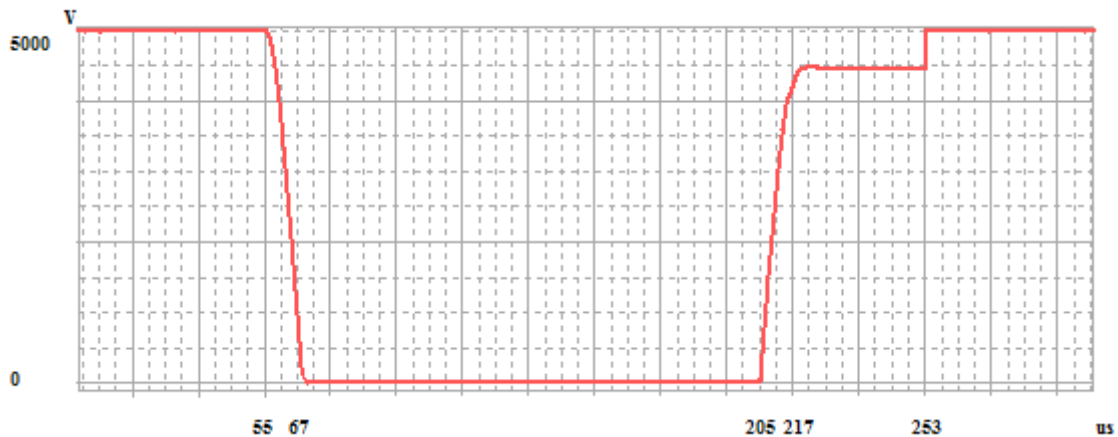
$$I_L = \frac{V_{R_{LA305}}}{R_{série}} 2000 = \frac{40 [mV]}{22 [\Omega]} 2000 = 2,77 [A]$$

Aplicando a fórmula teórica (11) estudada no capítulo III:

$$I_L = V \sqrt{\frac{C}{L}} = 2,44 [A]$$

Os resultados obtidos, tanto em simulação como em laboratório, são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de pico da corrente inferior a 12%. Este valor do erro é suficientemente pequeno para poder afirmar-se que os modelos teóricos e os modelos de simulação são aproximações adequadas ao circuito experimental construído.

## VI.1.1.4 – Tensão da carga e corrente na bobine – 5000 [V]



**Figura 45:** Formas de onda da tensão na carga

Na figura 45 mostra-se a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) simulada com os *MOSFET*:

- ✓ Ganho de tensão de 500 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 5000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 5 [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{ON} = 9800$  [ $\mu$ s],
- ✓  $T_{OFF} = 137$  [ $\mu$ s];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 12 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 36$  [ $\mu$ s].

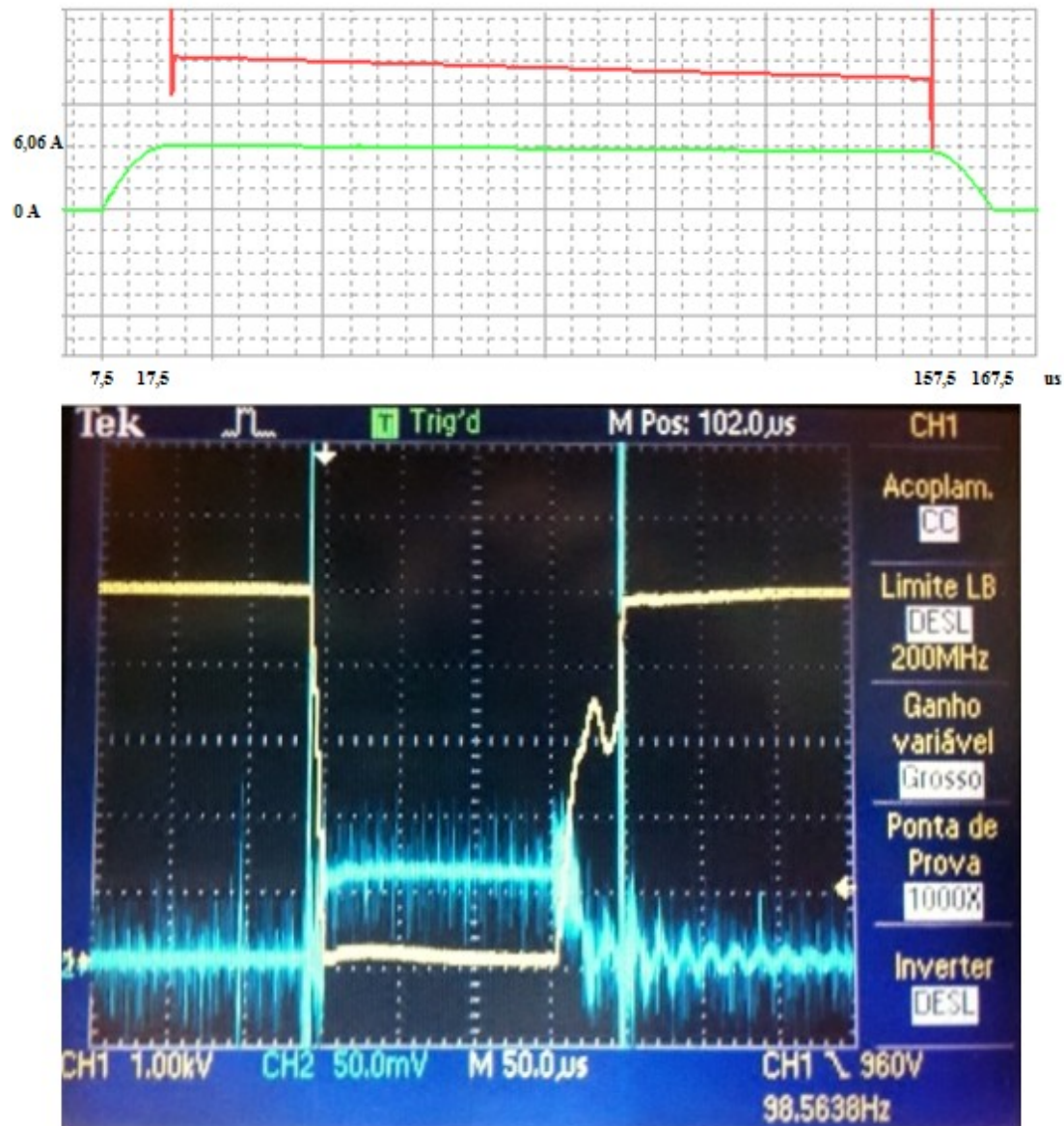
Na figura 46 encontra-se documentada a forma de onda da tensão na carga com a respectiva corrente da bobine ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 1000 [V] /divisão;
- ✓ Tensão de pico 5000 [V];
- ✓ Escala de tempo de 50 [ $\mu$ s];
- ✓  $T_{ON} = 9800$  [ $\mu$ s],
- ✓  $T_{OFF} = 150$  [ $\mu$ s];
- ✓ *Time rise/Time fall* de 5 [ $\mu$ s]
- ✓  $T_{RECUPERAÇÃO} = 37,5$  [ $\mu$ s].

Os resultados obtidos tanto em simulação como em laboratório são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de  $T_{OFF}$  inferior a 10%, e a diferença entre os valores de  $T_{RECUPERAÇÃO}$  inferior a 5%.

Em simulação a tensão recuperada foi de 4481 V enquanto no ensaio foi de 3500.

A nível de recuperação de energia a diferença entre os valores é inferior a 22%.



**Figura 46:** Formas de onda da corrente na bobine e tensão na carga: simulação (cima), ensaio (baixo)

Na figura 46 tem-se em cima a forma de onda da tensão na carga (*vermelho*) e corrente na bobine (*verde*):

- ✓ Ganho de corrente de 1 [A] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 6,06 [A];
- ✓ Escala de tempo de 5 [μs];
- ✓ T<sub>ON</sub> = 137 [μs];
- ✓ T<sub>OFF</sub> = 9800 [μs];

Também na figura 46 é visível a forma de onda da tensão na carga (*amarelo*) e da corrente na bobine (*azul*) ensaiada laboratorialmente:

- ✓ Ganho de tensão de 70 [mV] /divisão;
- ✓ Corrente de pico 6,36 [A];
- ✓ Escala de tempo de 50 [μs];
- ✓ T<sub>ON</sub> = 150 [μs];
- ✓ T<sub>OFF</sub> = 9800 [μs];

A corrente de pico demonstrada em cima é calculada pela fórmula (19) do capítulo V:

$$I_L = \frac{V_{R_{LA305}}}{R_{série}} 2000 = \frac{70 [mV]}{22 [\Omega]} 2000 = 6,36 [A]$$

Aplicando a fórmula teórica (11) estudada no capítulo III:

$$I_L = V \sqrt{\frac{C}{L}} = 6,06 [A]$$

Os resultados obtidos, tanto em simulação como em laboratório, são semelhantes, sendo a diferença entre os valores de pico da corrente inferior a 5%. Este valor do erro é suficientemente pequeno para poder afirmar-se que os modelos teóricos e os modelos de simulação são aproximações adequadas ao circuito experimental construído.

Devido a limitações laboratoriais não foi possível ensaiar o circuito para uma tensão superior a 5000 [V].

## Capítulo VII: Conclusões e trabalho futuro

**Resumo:** No último capítulo é feita uma análise crítica a todo o trabalho desenvolvido, fazendo-se uma análise e comparação dos resultados obtidos. Neste capítulo também é feita uma ponte entre o que já foi conseguido com este projecto e aquilo que se poderá melhorar.

## VII.1 – Conclusões

A presente dissertação pretende validar a nível prático uma nova topologia de circuito ressonante para o modulador da *ISOLDE*.

Inicialmente, efectuou-se um estudo teórico do circuito (capítulo III) que permitiu, a sua compreensão, método de funcionamento, vantagens e desvantagens.

Após esta primeira fase de reconhecimento, elaborou-se um dos objectivos desta dissertação que era a construção de um circuito de comando para os *Behlke* (capítulo IV), onde os sinais de comando seriam gerados por um micro – controlador. Os sinais gerados pelo  $\mu\text{C}$  eram estáveis e com duração e início programáveis. Um dos grandes benefícios de se gerar os sinais por um  $\mu\text{C}$  prende-se na possibilidade e facilidade em alterar os sinais (para tal basta modificar o programa que se introduziu no pic, em linguagem *assembly*).

No capítulo V dimensionou-se todos os elementos e parâmetros do circuito ressonante proposto.

No capítulo VI fizeram-se os ensaios do modulador para tensões de 1000, 2000 e 5000 [V], de onde se reteve:

- 1) Validação do circuito a nível experimental com uma tensão de 1000 [V];
- 2) Tempo de descida e de subida da tensão na carga de 7.5  $\mu\text{s}$  (muito inferior aos resultados que se conseguiram obter com os anteriores moduladores);
- 3) Recuperação de mais de 75% da energia inicial da carga para 1000 [V], de 75% para 2000 [V] e de 58% para 5000 [V];

Na programação do pic, introduziram-se dois tempos mortos de 50  $\mu\text{s}$  que reduzidos optimizam o funcionamento do circuito.

Para ensaiar o circuito para tensões superiores a 1000 [V] efectuaram-se as seguintes operações:

- Construção de uma segunda bobine com núcleo (AMCC – 20);
- Construção de uma terceira bobine com núcleo (AMCC – 100);
- Construção de uma quarta bobine com o núcleo (AMCC – 100) com fio de cobre mais robusto e melhor isolamento;
- Melhoramento dos dissipadores das resistências;
- Substituição dos cabos originais por cabos com melhor isolamento;
- Melhoramento do circuito de comando (isolamento e filtragem);

A nível de trabalho futuro poder-se-á ensaiar o circuito para tensões superiores a 5000 [v] e implementar a nível prático uma fonte auxiliar em serie com D1 de modo a garantir uma recuperação de energia total por parte do circuito e melhorar o circuito no que diz respeito à sua resistência à condução.

## Bibliografia

### CAPÍTULO II

- [1] *History of Cern* – [http://timeline.web.cern.ch/timelines/the-history-of-cern/overlay#1949-12-09 00:45:00](http://timeline.web.cern.ch/timelines/the-history-of-cern/overlay#1949-12-09%2000:45:00)
- [2] *History of Cern* – <http://www.fct.pt/apoios/cooptrans/cern/>
- [3] *Cern localization* – <http://arkinblog.wordpress.com/2010/03/10/cern-raps-it-up/>
- [4] *Cern localization* – [http://www.greatdreams.com/hadron/hadron\\_collider.htm](http://www.greatdreams.com/hadron/hadron_collider.htm).
- [5] **Jonas Sjolte Bakken**; “*Study and development of Solid State based Long Pulse Klystron Modulators for future Linear Accelerators at CERN*”; Norwegian University of Science and Technology, July 2007.
- [6] *Isolde Main Hall Overview* – [http://ab-dep-op-iso.web.cern.ch/ab-dep-op-iso/HTML/hall\\_overview.htm](http://ab-dep-op-iso.web.cern.ch/ab-dep-op-iso/HTML/hall_overview.htm).
- [7] *The ISOLDE Radioactive Ion Beam facility* - <http://home.web.cern.ch/about/experiments/isolde>.
- [8] *The ISOLDE Radioactive Ion Beam facility* – <http://isolde.web.cern.ch/>.
- [9] **Alexander Herlet**; “*Laboratory Portrait: The ISOLDE Facility \* Weak Decay of Hypernuclei \* Charmonium Spectroscopy – A Tool for Understanding the Strong Interaction*”; Volume 20, Issue 4 October – December 2010.
- [10] **D.C.Fiander, A.Fowler**; “*A 60 kV MODULATOR FOR THE TARGET VOLTAGE OF AN ON-LINE ISOTOPE SEPARATOR*”; EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN/PS 92-38 (RF), 23-25<sup>th</sup> June, 1992.
- [11] CX1159 datasheet; English Electric Valve Company Limited, Supersedes January 1972 Issue
- [12] **L. M. Redondo, J. Fernando Silva, H. Canacsinh, N. Ferrão, C. Mendes, R. Soares, J. Schipper, and 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*”, online 19 July 2010.

[13] **Luis Redondo, Hiren Canacsinh, Fernando Silva, João Mendes, Tony Fowler, Jan Schipper, Baudouin Bleus, Roger Barlow**; “*Modulator Collaboration*”; Report April 2011/CERN.

#### CAPITULO IV

[14] TMS 06105 datasheet, TracoPower Ac/Dc Power Modules, Rev. 08/12.

[15] TMLM 06105 datasheet, TracoPower Ac/Dc Power Modules, Rev. 12/12.

[16] TTL – 232R – PCB datasheet, FTDI Chip, Issue Date 2010 – 09 – 02.

[17] 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28 datasheet, VISHAY, 16.Apr.04.

[18] PIC18F2331/2431/4331/4431 datasheet, MICROCHIP, 2003.

#### CAPITULO V

[19] **Silva, Fernando**; “*Electrónica Industrial*”. – Fundação Calouste Gulbenkian, 1998, ISBN 972-31-0801-1.

[20] **Redondo, Luís**; “*Apontamentos sobre Semicondutores de Potência para Engenharia Electrotécnica*”, 2008.

[21] 500<sup>a</sup>/102<sup>a</sup>/152<sup>a</sup>/202<sup>a</sup> POWER SUPPLY datasheet, TDK-Lambda Americas, 20Mar2007.

[22] MKV AC, MKV DC capacitors datasheet, EPCOS, September 2005.

[23] Fast High Voltage Transistor Switches HTS 81 – 12 – B/HTS 81 – 25 – B datasheet, Behlke.

[24] Fast High Voltage Transistor Switches HTS 81 – 06 – GSM/HTS 151 – 03 – GSM datasheet, Behlke.

[25] Aluminium Housed Wirewound Resistors datasheet, Welwyn Components;

[26] Fast Switching EmCon Diode IDP09E120/IDB09E120 datasheet, Infineon Technologies, 2003-07-31.

[27] **Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing., Eng. Carlos Henrique Illa Font, Mestrando, Eng. Ricardo Luiz Alves, Mestrando;** “*PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES*”; MARÇO/2002.

[28] **Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo;** “*Revisão de circuitos magnéticos*”.

[29] ETD59/31/22 datasheet, Ferroxcube, 2008 Sep 01.

[30] AMCC – 100, Metglass POWERLITE C-CORES, 2004 – 2005.

[31] AMCC– 100, Hitachi Metglass India Pvt. Lda, 07/12/01.

[32] Current Transducer LA 305 – S/SP1 datasheet, LEM.