



Luis Filipe Romba Jorge

Licenciatura em Engenharia Electrotécnica

**Sistema de Transmissão de Energia
Eléctrica sem utilização de cabos nem
meios ferromagnéticos**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Energias Renováveis – Conversão Eléctrica e Utilização
Sustentáveis

Orientador: Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev
Prof. Auxiliar, FCT-UNL

Presidente: Prof. Doutor Adolfo Sanchez Steiger Garção
Arguente: Prof. Doutor Luis Filipe Figueira de Brito Palma
Vogal: Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev

Sistema de transmissão de Energia Eléctrica sem Utilização de Cabos nem de Meios Ferromagnéticos
Copyright © Luis Filipe Romba Jorge, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpetuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou em qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Em primeiro lugar um agradecimento muito especial ao Professor Dr. Stanimir Stoyanov Valtchev, por todo o seu apoio, incentivo e compreensão, nunca regateando o seu suporte, mesmo quando passou um momento difícil da sua vida. Este tema de dissertação só foi possível devido à sua visão, sem a qual, nunca teria sido proposto.

Em segundo lugar à minha família, mulher, filha, genro e principalmente à minha neta, pelas horas que lhes roubei para poder estudar e elaborar esta tese.

Cumpro aqui um agradecimento muito especial ao Professor Dr. Kostadin Brandisky, Professor Associado da Faculdade de Engenharia Electrotécnica - UNIVERSIDADE TÉCNICA DE SÓFIA, pelo trabalho de apoio, através das diversas simulações que executou, que muito ajudaram na conclusão deste trabalho.

Por fim, mas não em último, aos meus colegas do INETE, pelo sua compreensão e incentivo, principalmente ao meu colega Mestre Eng. Luis Pires pela colaboração que me prestou, na última fase da escrita deste documento.

Resumo:

O objectivo deste trabalho é o estudo e implementação de um sistema de transmissão e recepção de energia eléctrica sem que haja qualquer contacto galvânico, genericamente designado por WPT (Wireless Power Transfer). A chave deste tipo de sistema é o acoplamento indutivo ressonante.

A primeira fase do projecto iniciou-se pelo estudo e adaptação de um equipamento de soldadura de acrílico, a trabalhar no intervalo de frequências entre 8 e 14MHz, baseado na permuta da energia eléctrica em energia calorífica, por indução magnética. Este equipamento constitui o emissor do sistema.

Houve necessidade de diversas adaptações, para que o seu novo funcionamento correspondesse ao novo objectivo desejado, propagação de um campo magnético variante no tempo e com projecção a uma distância até metro e meio.

O projecto e construção do receptor estiveram condicionados às adaptações possíveis da unidade emissora e da existência de alguns componentes, nomeadamente os condensadores de muito alta tensão, com o interior a vácuo, encapsulamento de vidro, assim como de diodos de comutação rápida, cujas características permitissem trabalhar debaixo de tensões elevadas.

As aplicações futuras deste tipo de sistemas serão, por exemplo, as de carga de baterias de transportes públicos eléctricos, permitindo em cada paragem, para entrada e saída de passageiros, uma carga rápida de baterias, evitando desta maneira as catenárias usadas nestes veículos.

Porque se usa só o campo magnético, trata-se de um sistema não radiante, o que minimiza os efeitos nefastos sobre a saúde, dado não se trabalhar com campos electromagnéticos de potências e frequências elevadas. De qualquer modo pretendeu-se, de início e dentro do possível, que a frequência em uso estivesse dentro da banda ISM, Industrial, Scientific and Medical Band.

Palavras-chave: Wireless Power Transfer, indução magnética, campo magnético, acoplamento indutivo ressonante

Abstract

The aim of this work is the study and implementation of a system of transmission and reception of electrical energy without any galvanic contact, generally designated by WPT (Wireless Power Transfer). The key to this type of systems is resonant strongly inductive coupling.

The first step of this project was initiated by study and adaptation of acrylic welding equipment, working in the frequency range between 8 and 14MHz, based upon the exchange of electrical energy into heat energy by magnetic induction. This equipment is the transmitter of the system. There was a need for different adjustments, so that their new functioning corresponds to the new desired objective, propagation of a time varying magnetic field and a projection of one and half meters.

The design and construction of the receptor were conditioned to possible adjustments of the emitter unit and the existence of some components, including high voltage capacitors, in the vacuum packaging, as well as fast switching diode, whose characteristics allow working under high voltage.

The future applications of such systems are, for example, the fast battery charging, to electrical public vehicles, at each stop allowing for entry and exit passengers. Thus avoiding the catenaries, that supports the electrical lines.

Once these systems uses only magnetic field, it is not prejudicial to held like the electromagnetic field. It was intended used frequencies within the ISM band (Industrial, Scientific and Medical).

Keywords: Wireless Power transfer, resonant, strongly inductive coupling, magnetic induction, no radiant magnetic field.

Índice Geral

Lista de figuras	xiv
Lista de tabelas	xiv
Lista de símbolos.....	xvi
Abreviaturas	xviii
Capitulo 1	3
1.1 – Origem e evolução da transmissão de energia eléctrica sem contacto.....	3
1.2 – Motivação	5
1.3 - Objectivos.....	5
1.4 - Organização	7
Capitulo 2	9
Capitulo 2 – Fundamentos Teóricos.....	11
2.1 – Fundamentos teóricos	11
2.2 -Princípios de funcionamento do componente activo do oscilador – A válvula electrónica.....	20
2.2.1 -Os diferentes tipos de válvulas	22
2.2.2 - Osciladores	30
Capitulo 3	33
Capitulo 3 – Adaptação e Cálculos do Projecto.....	35
3.1 - Unidade emissora.....	35
3.2 - Montagem do receptor	38
3.3 – Cálculos efectuados para cada unidade do sistema.....	39
3.3.1 - Cálculos referentes à bobina emissora.....	40
3.3.2 – Calculos referentes à bobuna receptora.....	43
3.3.3 – Determinação da indutância mútua.....	46
Capitulo 4	49
Capitulo 4 - Funcionamento e cálculos globais do sistema	51
4.1 - Circuito emissor.....	51
4.2 - Circuito receptor	54
4.3 – Cálculos globais do sistema	55
Capitulo 5	63
Capitulo 5 – Resultados obtidos e simulações efectuadas	65
5.1 – Referentes à bobina emissora.....	65
5.2 – Referentes à bobina receptora	66
5.3 –Cálculo de impedâncias	66
5.4 – Simulações efectuadas	67

Capítulo 6	75
Capítulo 6 – Conclusões e proposta de trabalhos futuros	77
6.1 – Conclusões	77
6.2 – Proposta de trabalhos futuros	77
Referências Bibliográficas	79
Apêndice.....	81

Lista de figuras

Figura 1.1 – Waddenclyffer Tower.....	3
Figura 1.2 – Esquema bloco do sistema construído	6
Figura 2.1 – Esquema de princípio para traçar as curvas características de um diodo.....	22
Figura 2.2 – Curva característica típica $I_p(E_p)$ de um diodo.....	23
Figura 2.3 – Família de curvas características típicas de um diodo.....	24
Figura 2.4 – Representação esquemática de um tríodo.....	25
Figura 2.5 – Esquema de princípio de funcionamento de um tríodo.....	26
Figura 2.6 – Família de curvas características de um diodo.....	27
Figura 2.7 – Modelo de um tríodo.....	29
Figura 2.8 – Ligações dos filamentos do tríodo.....	29
Figura 3.1 – Esquema da unidade emissora.....	35
Figura 3.2 – Vista parcial da bobina emissora e seu suporte.....	36
Figura 3.3 – Vista de pormenor das ligações da bobina emissora e da base de suporte.....	37
Figura 3.4 – Esquema bloco do receptor.....	38
Figura 3.5 – Vista geral do conjunto. As bobinas em primeiro plano fazem parte do receptor.....	38
Figura 4.1 – Esquema de funcionamento dinâmico do emissor.....	52
Figura 4.2 – Modelo de um tríodo.....	52
Figura 4.3 – Esquema de funcionamento completo do emissor.....	53
Figura 4.4 – Imagem do sinal de tensão aos terminais do circuito tanque emissor.....	55
Figura 4.5 - Imagem do sinal de tensão aos terminais do circuito tanque receptor.....	56
Figura 4.6 – Imagem em que se visualiza a lâmpada, como carga, acesa.....	57
Figura 4.7 – A imagem de conjunto anterior, obtida de um outro ângulo.....	57
Figura 4.8 – Esquema global do circuito emissor.....	60
Figura 4.9 – Representação do campo magnético no centro da bobina receptora.....	61
Figura 5.1 – Esquema do ensaio 1.....	68
Figura 5.2 – Corrente em função da frequência (ensaio 1).....	68
Figura 5.3 – Tensão em função da frequência (ensaio 1).....	69
Figura 5.4 – Esquema do ensaio 2.....	70
Figura 5.5 – Corrente em função da frequência (ensaio 2).....	70
Figura 5.6 – Tensão em função da frequência (ensaio 2).....	71
Figura 5.7 – Esquema do ensaio 3.....	72
Figura 5.8 – Corrente em função da frequência (ensaio 3).....	72
Figura 5.9 – Esquema do ensaio 4.....	73
Figura 5.10 – Corrente em função da frequência (ensaio 4).....	73

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Organização da dissertação.....	7
Tabela 5.1 – Comparação do valor da indutância L_e medida e calculada.....	65
Tabela 5.2 – Valores de L_e e C_e em função das frequências.....	65
Tabela 5.3 – Valores de Q para L_e medido e calculado.....	65
Tabela 5.4 – Comparação do valor da indutância L_r medida e calculada.....	66
Tabela 5.5 – Valores de L_r e C_r em função das frequências.....	66
Tabela 5.6 – valores de Q para L_r medido e calculado.....	66

Lista de símbolos

- k - Factor de acoplamento
- M - Fluxo magnético de ligação
- C_r - Condensador do circuito tanque do receptor
- C_e - Condensador do circuito tanque do emissor
- Γ - Rácio de perdas
- f - Frequência
- L - Indutância
- C - Capacitância
- Z - Impedância
- I_L - Corrente na bobina
- I_C - Corrente no condensador
- X_L - Reactância indutiva
- X_C - Reactância capacitiva
- B - Indução magnética
- L_{er} - Coeficiente de indução do circuito receptor por acção do emissor
- L_{re} - Coeficiente de indução do circuito emissor por acção do receptor
- L_{ee} - Coeficiente de auto-indução do circuito emissor
- L_{rr} - Coeficiente de auto-indução do circuito receptor
- k_0 - Coeficiente de acoplamento critico
- β - Factor de reacção
- A - Ganho de um amplificador
- C_t - Capacidade total
- C_d - Capacidade distribuída
- τ - Constante de tempo
- R_{par} - Resistência paralelo
- R_p - Resistência de placa
- C_{gp} - Capacidade grelha-placa
- C_{gk} - Capacidade grelha-cátodo

Lista de Abreviaturas

SBSP – Space-Based Solar Power

NREL – National Renewable Laboratory

Rectenna – Rectifier antenna

MIM – Metal Isolator Metal

WPT – Wireless Power Transfer

Capítulo 1 - Introdução

Resumo: Neste capítulo é feita uma introdução histórica sobre a evolução do tema, assim como, qual o estado da arte. São definidos os objectivos e a motivação e apresentada a organização do documento.

Nota: Este documento está escrito de acordo com a antiga ortografia.

Capítulo 1 - Introdução

1.1 – Origem e evolução da transmissão de energia eléctrica sem contacto

Considerando a expressão “a História é a mestra da vida”, vamos encontrar nela não só os factos, mas também a razão da evolução social e económica do Ser Humano. Com a ciência e a tecnologia o mesmo se passa. Através do estudo das necessidades do Homem encontraremos a razão da evolução da ciência e da tecnologia ao longo dos tempos.

Desde a descoberta do magnetismo e posteriormente aos estudos que levaram à formalização do electromagnetismo, base necessária para a produção da energia eléctrica, até aos dias de hoje, onde o seu uso é generalizado, muitos foram os saltos da evolução tecnológica.

A questão energética é hoje determinante a nível mundial. É comumente aceite, que com o previsível desaparecimento do petróleo, a energia eléctrica seja, por excelência, a energia do futuro. As suas diferentes formas de produção tem vindo a evoluir de uma forma acelerada, embora sujeitas a muita controvérsia, basta estarmos atentos ao muito que se tem escrito e dito sobre as energias renováveis.

Questão diferente se passa com o transporte e distribuição da energia eléctrica. O sistema presente não tem gerado a mesma celeuma, embora aqui ou ali sejam levantados problemas com as linhas de transporte, contudo as perdas associadas ao transporte e distribuição da energia eléctrica são muito elevadas, por vezes estimadas em cerca de 25% [1]. O desejo de possibilitar abastecer vilas e aldeias remotas, levou que Nikola Tesla tivesse tentado inventar um sistema que possibilitasse a transmissão de energia eléctrica a longas distâncias sem o uso de cabos. A sua nunca totalmente acabada Wardenclyffer Tower localizada em Shoreham, Long Island, é o exemplo por excelência dos esforços por ele efectuados para o estudo e implementação desse sistema.



Figura 1. 1 - Wardenclyffer Tower [1]

Contudo anteriormente Tesla, tinha criado um transmissor de bobina com o qual efectuou diversos testes [2], permitindo descargas eléctricas entre dois elementos colocados a uma distância aproximadamente sete metros. O elemento oscilador era um oscilador de harmónicos de elevada potência ao qual designou por “Magnifying Transmitter”.

Durante décadas subsequentes, pouco se evoluiu nesta área muito específica, embora alguns trabalhos tivessem sido entretanto publicados. William C. Brown, em 1961 publicou um documento intitulado “Microwave energy for power transmission”, provando a possibilidade de converter microondas novamente em energia eléctrica através da sua “rectenna”[3]. Este cientista provou em 1964, através de um pequeno helicóptero [4] que recebia toda a energia necessária para a sua sustentação através de microondas sendo depois rectificadas na rectenna (associação de antena e rectificação).

Também em 1961, Peter Glaser, publicou um documento propondo a possibilidade da captura de energia solar, no espaço exterior e reenviá-la para a Terra através de microondas. Esta ideia teve alguma sustentação durante a crise do petróleo em 1970, mas com a estabilização do preço do crude acabou por cair, temporariamente, no esquecimento, sendo de novo retomada devido ao previsível fim do petróleo. Este processo constitui um dos subtipos de transmissão de energia eléctrica sem ser suportada em cablagem. Este sistema hoje conhecido por SBSP (Space-Based Solar Power) que, como anteriormente referido, começou a ser investigado na década de 70 do século passado, é baseado em satélites que orbitam a Terra, captando a energia solar directamente, evitando as perdas por reflexão e por filtragem provenientes dos gases da atmosfera terrestre, assim como, das inerentes perdas por condições meteorológicas, possibilitando desta maneira ganhos significativos em relação aos verificados à superfície terrestre. Naturalmente que não existem só vantagens, diversos são os inconvenientes, nomeadamente a degradação acelerada dos painéis captadores proveniente das condições extremas a que estão sujeitos, assim como aos impactos de pequenos meteoros o que faz antever custos de manutenção elevados para que as condições de rentabilidade se mantenham, isto para além dos previsíveis custos extremamente elevados da sua própria instalação.

Em Fevereiro de 2003 o NREL (National Renewable Energy Laboratory) publicou um relatório [5] em que descreveu o estado da arte referente a um novo processo em investigação pela empresa ITN Energy Systems, baseado na associação de dois elementos, uma antena óptica de elevada eficiência e um sistema de rectificação formado por diodos de comutação muito rápida constituídos por Metal-Isolator-Metal (MIM). Este sistema deriva do anterior atrás referido, permitindo o seu uso não só no espectro do infravermelho como também a todo o espectro visível.

Até aqui, tem sido feito o referencial dos estudos, ensaios e concretizações da transmissão de energia eléctrica sem contacto, para médias e longas distancias. Contudo tem sido nas curtas distancias que as necessidades, os estudos e em boa parte as concretizações mais se tem feito sentir. Um dos maiores contributos dado nesta área tem sido os meios de transporte, quer colectivos quer particulares. A natural e previsível evolução dos veículos eléctricos tem contribuído de uma forma categórica para o estímulo da investigação nesta área. O trabalho e implementação realizado na Naganao Japan Radio

Co, Ltd [6], em que foi construído um sistema para carregar um veículo eléctrico com uma potência máxima de 1kW e um entreferro máximo de 30 centímetros, a trabalhar na banda de ISM (frequência de 13,56MHz).

O acoplamento indutivo ressonante tem servido de base, em boa parte, para os estudos e implementações no respeitante ao WPT a curtas distancias. No trabalho intitulado “A Design Methodology for Multi-kW, Large Airgap, MHz Frequency, Wireless Power Transmission Systems” [7], é efectuado um estudo sobre a aplicação dos circuitos sintonizados série e paralelo e seu uso directo neste tipo de circuitos.

Mais recentemente, foram apresentados dois estudos efectuados no MIT, pela equipe liderada pelo Professor Marin Soljačić e publicados por dois dos seus colaboradores, André Kurs [8] e Robert Alexander Moffatt [9], que sustentam teoricamente um sistema de transmissão de energia eléctrica através de acoplamento ressonante, que serviu de base para esta tese.

1.2 – Motivação

Os sistemas de transmissão de energia eléctrica, tem sofrido uma evolução significativa, não só na adaptação aos transportes, públicos e privados, como também, no uso em ambientes onde qualquer faísca ou arco possa dar origem a explosão, nomeadamente minas ou em alguns sectores químicos. Não é menos despiciente o seu uso em medicina, principalmente em estimuladores cardíacos ou em implantes internos onde haja necessidade de pequenas baterias, que no presente necessitam de substituição periódica, com a inevitável cirurgia a que os pacientes têm que se sujeitar.

A possibilidade de no futuro podermos ter equipamentos autónomos em termos de cablagens, é necessariamente uma vantagem em termos de comodidade que é significativamente relevante. A imaginação do ser humano não tem limites, como é usual referir-se, logo podemos pressupor que este passo é mais um na abertura de possibilidades que certamente o Homem não deixará de aproveitar e investir.

1.3 - Objectivos

O principal objectivo é a construção de um sistema de transmissão de energia eléctrica, tendo com ponto de partida um equipamento de soldadura de acrílico fabricado pela empresa APRONEX LTD, Bulgária, em que o elemento activo é uma válvula tríodo modelo ITL 5-1, da marca Thales, cujas características se encontram espelhadas no apêndice, ressaltando aqui a potência de 13kW.

Para salvaguarda dos equipamentos instalados no Laboratório de Telecomunicações do Departamento de Electrotecnia da Faculdade, foi necessário concluir a Gaiola de Faraday, anexa a este Laboratório, dada a previsível grande intensidade do campo magnético com que iríamos trabalhar.

A situação inovadora, complementar ao uso de uma válvula, foi o efectuarmos as bobinas com tubo de cobre, em substituição do tradicional fio condutor, uma vez que as frequências de trabalho estão compreendidas entre 8 e 14MHz.

Houve a necessidade de alterar o ponto de funcionamento do elemento activo, uma vez que iríamos usar uma bobina com dimensões físicas substancialmente maiores que aquelas que o construtor tinha implementado, o que implicitamente alterou a indutância e a capacidade distribuída da bobina emissora.

Pretendeu-se atingir o maior alcance possível do campo magnético, assim como, aproveitar o máximo da intensidade do mesmo.

Uma vez que era uma situação experimental inovadora, até pela potência posta em jogo, houve a necessidade de refazer, por diversas vezes, não só cálculos, como o estudo para a obtenção de valores medidos que não puderam ser obtidos directamente. Houve também que tomar algumas medidas adicionais de segurança, nomeadamente resultantes da intensidade do campo magnético, salvaguardando a integridade dos equipamentos.

A figura 1.2 representa o esquema bloco do sistema construído. No emissor é criado um campo magnético no circuito tanque L_e/C_e (emissor) que abraça o circuito tanque L_r/C_r (receptor). Este circuito, por sua vez, amplifica e cria um novo campo magnético que é transformado na bobina L_{carga} em corrente eléctrica.

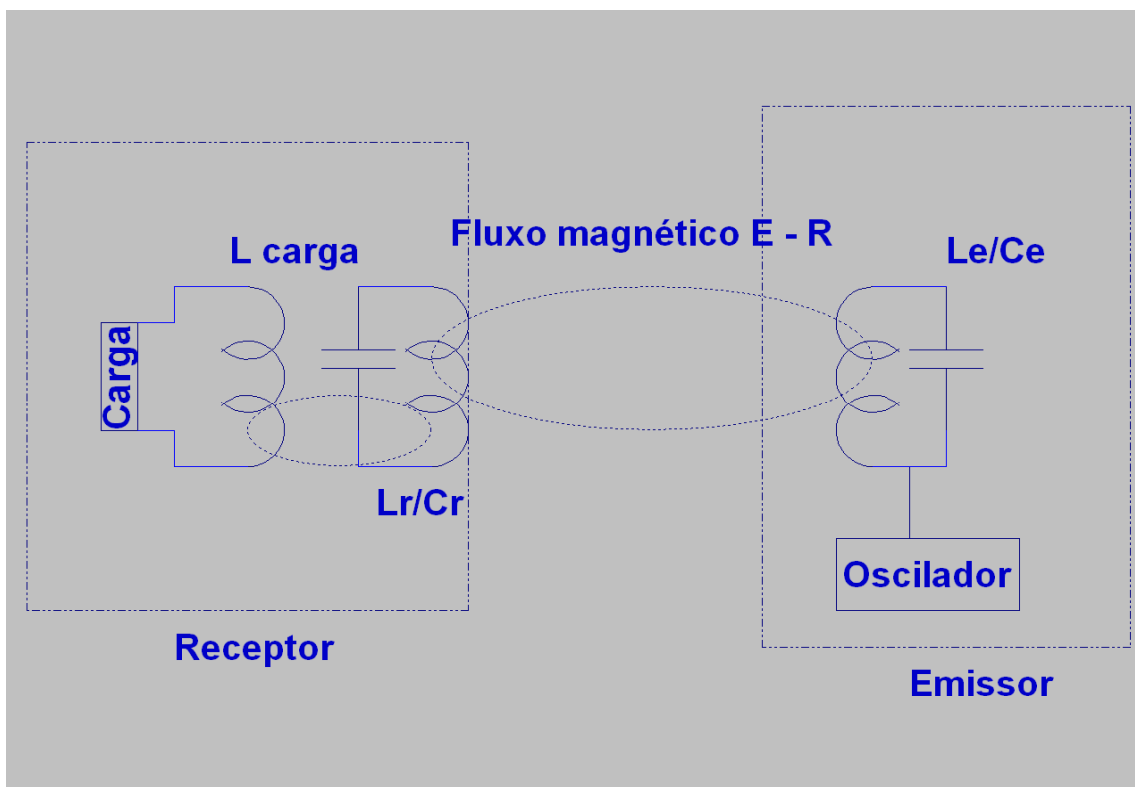


Figura 1.2 – Esquema bloco do sistema construído

1.4 - Organização

Esta dissertação está organizada em 6 capítulos, conforme Tabela 1.1:

Tabela 1.1

Capítulo	Resumo do capítulo
1	É feita uma introdução histórica sobre a evolução do tema, assim como, qual o estado da arte. São definidos os objectivos, a motivação e apresentada a organização do documento.
2	São explanados os fundamentos teóricos que suportam a dissertação. É abordado o funcionamento das válvulas electrónicas e suas características, complementarmente é efectuada uma revisão do funcionamento dos osciladores, suportados por estes componentes activos.
3	São descritas as adaptações efectuadas na unidade emissora e a montagem da unidade receptora. Complementarmente são apresentados os cálculos de projecto, referentes a cada uma das unidades.
4	É efectuada uma explicação do funcionamento global do sistema. São apresentados os cálculos do sistema global
5	Apresentados os resultados obtidos e as simulações efectuadas
6	Neste capítulo são apresentadas as conclusões e propostas as linhas de continuação de desenvolvimento deste tema.

Capítulo 2 – Fundamentos Teóricos

Resumo: São explanados os fundamentos teóricos que suportam a dissertação. É abordado o funcionamento das válvulas electrónicas e suas características, complementarmente é efectuada uma revisão do funcionamento dos osciladores, suportados por estes componentes activos.

Capítulo 2 – Fundamentos Teóricos

2.1 – Fundamentos teóricos

O princípio básico centra-se no uso de um campo magnético, variável no tempo, não radiante, em vez de ondas electromagnéticas estas sim radiantes. Para tal, são usados dois sistemas ressonantes, um emissor e outro receptor, sintonizados para a mesma frequência, através de dois circuitos LC paralelo. A forte interacção necessária, entre o emissor e o receptor, é dada pela natureza ressonante do processo, de forma a garantir a máxima transferência de energia entre os dois intervenientes e a mínima interacção com o ambiente envolvente.

Na vertente do caso particular da transmissão de energia eléctrica sem o uso de qualquer cablagem nem suporte de qualquer material ferromagnético, a energia é adicionada ao sistema ressonante pelo acoplamento magnético entre o sistema ressonante emissor e receptor.

A modulação matemática pode ser feita com recurso a duas equações diferenciais (Kurs et al. 2007; Karalis e tal 2008; Zhang et al. 2009b; Haus 1984) [1] “Wireless Solar Energy to Homes: A Magnetic Resonance Approach” Steven A. Hackworth; Xiaoyu Liu; Chengliu Li; Mingui Sun; Department of Electrical & Computer Engineering, University of Pittsburg USA. As equações diferenciais referidas são:

$$\frac{d a_1(t)}{dt} = (j \omega_1 - \Gamma_1) a_1(t) + jk a_2(t) + f(t) \quad (2.1)$$

$$\frac{d a_2(t)}{dt} = (j \omega_2 - \Gamma_2) a_2(t) + jk a_1(t) \quad (2.2)$$

Em que a_1 e $a_2(t)$ são definidas como $|a_i(t)|^2$ representando a energia num determinado instante, nos sistemas ressonantes 1 e 2, respectivamente do emissor e do receptor, em que ω_i e Γ_i são respectivamente a frequência de ressonância e o factor de perdas associado a cada um desses sistemas ressonantes, adicionalmente k é o factor de acoplamento e $f(t)$ é a energia injectada na entrada do sistema.

Para que a função derivada, tenha sempre só parte real, implica que a parte imaginária seja igual a zero. No caso do emissor será:

$$j \omega_1 a_1(t) - jk a_2(t) = 0$$

E para o receptor será

$$j \omega_2 a_2(t) - jk a_1(t) = 0$$

E a parte real será, mantendo a mesma sequência (emissor, receptor)

$$- \Gamma_1 a_1(t) + f(t)$$

$$- \Gamma_2 a_2(t)$$

Esta situação implica que o somatório da energia, acumulada e transferida bidireccionalmente em cada instante, seja, no limite nula ou muito pequena, se não houver continuada injeção de energia no sistema representada por $f(t)$

Usando as transformadas de Laplace para calcular $a_1(t)$ e $a_2(t)$ teremos

$$L\{a_1(t)\} = \frac{(L\{f(t)\} + a_1(0))(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + jk a_2(0)}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (2.3)$$

$$L\{a_2(t)\} = \frac{jk(L\{f(t)\} + a_1(0)) + (s - j\omega_1 + \Gamma_2)a_2(0)}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (2.4)$$

Se considerarmos que, num determinado instante $t = 0$, $f(t) = 0$, ou seja, não é fornecida qualquer energia ao sistema e existindo uma quantidade de energia A , contida na unidade emissora, e não existindo qualquer energia no receptor, o que implica $a_1(0) = \sqrt{A}$ e $a_2(0) = 0$, então

$$L\{a_1(t)\} = \frac{(s - j\omega_2 + \Gamma_2)\sqrt{A}}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (2.5)$$

$$L\{a_2(t)\} = \frac{jk\sqrt{A}}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (2.6)$$

Passando para o domínio do tempo e assumindo que a diferença entre frequências é muito pequena e que as estruturas ressonantes são muito semelhantes, negligenciando o efeito da carga, o que em resumo significa $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ e $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$, resulta a seguinte simplificação

$$a_1(t) = \sqrt{A} e^{-\Gamma t} e^{j\omega t} \cos(kt) \quad (2.7)$$

$$a_2(t) = \sqrt{A} e^{-\Gamma t} e^{j\omega t} j \operatorname{sen}(kt) \quad (2.8)$$

Se o rácio entre o factor de acoplamento e o factor de perdas, for muito elevado $\frac{k}{\Gamma}$ muito maior que a unidade, significa que existe um rácio de transferência muito elevado. Esta situação difere significativamente da tradicional indução magnética e da transferência por radiofrequência.

Podemos então interpretar que a energia oscila entre os elementos ressonantes, do que resulta para a energia total a seguinte expressão

$$E_t = E_1 + E_2 = |a_1(t)|^2 + |a_2(t)|^2 = A e^{-(\Gamma_1 + \Gamma_2)t} \quad (2.9)$$

Verificamos que a energia decai exponencialmente com os rácios das perdas. Contudo as perdas como se verá adiante dependem da distância de acordo com a lei de Biot-Savart.

Considerando que ressonância é a capacidade de qualquer sistema físico oscilar numa amplitude máxima, a uma determinada frequência, designada por frequência ressonante, mesmo que essa oscilação seja provocada por pequenas oscilações, o que implica capacidade de amplificação por armazenamento de energia.

À frequência de ressonância, considerando um circuito LC teoricamente puro, a reactância indutiva e capacitiva são iguais.

$$X_L = X_C \quad (2.10)$$

Como

$$X_L = 2\pi f L \quad (2.11)$$

e

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.12)$$

Substituindo as equações (2.11) e (2.12) na (2.10) teremos

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

Em que a equação (2.13) permite o cálculo da frequência de ressonância em função da indutância e da capacitância, desprezando, conforme anteriormente referido, o valor resistivo.

Nas condições referidas, a corrente exterior é nula, existindo contudo uma corrente elevada dentro do circuito tanque, por vezes conhecidas por corrente circulante interior e que não é fornecida pela fonte de tensão. A não existência de corrente no exterior do circuito tanque implica que a sua impedância seja teoricamente infinita e que $I_L = I_C$, dentro do circuito tanque.

A demonstração de que o circuito tem impedância infinita resulta da expressão da impedância de duas reactâncias em paralelo:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{X}_L \times \bar{X}_C}{\bar{X}_L + \bar{X}_C} \quad (2.14)$$

Como \bar{X}_L está em oposição ao \bar{X}_C , o denominador é zero uma vez que em módulo têm valores iguais, a mesma direcção mas sentidos opostos. Esta situação impõe que o denominador seja zero, logo implica que o valor do quociente seja infinito.

Pela aplicação da lei das malhas de Kirchoff a um circuito ressonante paralelo, constituído por uma indutância e por uma capacitância, aplicando uma tensão sinusoidal ao circuito, o valor instantâneo desse sinal é aplicado em simultâneo aos terminais comuns da indutância e da capacitância, sendo válida a seguinte equação:

$$V_c = V_l \quad (2.15)$$

Considerando que a energia armazenada pelo condensador, é expressa pela equação

$$E_c = \frac{Q \times V}{2} \quad (2.16)$$

Como

$$Q = C \times V \quad (2.17)$$

Substituindo a equação (2.17) na (2.16), teremos

$$E_c = \frac{C \times V^2}{2} \quad (2.18)$$

A energia armazenada na bobina é dada por

$$E_L = \frac{L \times i^2}{2} \quad (2.19)$$

É esta energia, associada ao campo magnético que pretendemos transmitir a uma determinada distância. Como estamos a trabalhar com um campo magnético pulsante, variável no tempo, o receptor captará este campo magnético e transforma-o de novo em energia eléctrica.

Dado trabalharmos com circuitos ressonantes, o fluxo está confinado a distâncias relativamente curtas, sendo, por princípio pequena a energia perdida por radiação. Por outro lado, uma vez que o campo

magnético é não direccional, não é necessário nenhum dispositivo de orientação do sistema de captação do receptor, mas esta situação também implica algumas perdas por dispersão.

Oersted verificou que uma corrente eléctrica ao percorrer um condutor cria um campo magnético à sua volta. Através da aplicação da Lei de Biot-Savart, demonstra-se que a intensidade do vector campo magnético num qualquer ponto P do espaço a uma distância (r) criado pela corrente eléctrica (i) que circula num condutor de comprimento infinito é dado pela seguinte equação:

$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r} \quad (2.20)$$

Em que $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ é a permeabilidade magnética no vácuo. Constata-se da expressão (2.20) que a intensidade do campo magnético é directamente proporcional à corrente eléctrica que atravessa o condutor e inversamente proporcional à distância.

Particularizando para um condutor de comprimento (l), mantendo as variáveis anteriores, o campo magnético é neste caso dado pela seguinte expressão:

$$B = \frac{\mu_0 i l}{2\pi r (4r^2 + L^2)^{1/2}} \quad (2.21)$$

A equação de Maxwell que relaciona o campo magnético com a densidade de corrente que o produz é dada pela equação

$$\oint_C H dl = \oint_S J \cdot da \quad (2.22)$$

Em que H representa a intensidade do campo magnético e J a densidade de corrente.

Por outro lado, sabemos que o fluxo magnético que atravessa uma superfície normal à sua direcção, é dada pela equação abaixo representada

$$\phi = \oint_S B \cdot da \quad (2.23)$$

Em que Φ representa o fluxo magnético, no SI em weber (Wb) e B representa a densidade do fluxo magnético.

É este fluxo magnético que ao atravessar a bobina receptora irá criar uma corrente induzida com a mesma frequência do circuito emissor.

Nesta altura é importante a introdução do conceito de coeficiente de auto-indução, uma vez que ele nos permite relacionar a corrente que atravessa um determinado circuito com o fluxo por ela criado. Supondo que o circuito emissor está a ser percorrido por uma corrente I_e e que estabelece em todos

os pontos do espaço de uma superfície S_e (bobina emissora) um campo \vec{B}_e . O fluxo ϕ_{ee} será o fluxo de \vec{B}_e que atravessa a superfície S_e e será dado pela seguinte expressão:

$$\phi_{ee} = \int \vec{B}_e \cdot \hat{n} dS_e \quad (2.24)$$

E por ϕ_{er} o fluxo de \vec{B}_e que atravessa a superfície S_r (bobina receptora) sendo dado pela seguinte expressão:

$$\phi_{er} = \int \vec{B}_e \cdot \hat{n} dS_r \quad (2.25)$$

O vector \hat{n} é o vector normal a cada uma das superfícies.

Aos coeficientes definidos por

$$L_{ee} = \frac{\phi_{ee}}{I_e} \quad (2.26)$$

É designado por *coeficiente de auto-indução* do circuito emissor e ao coeficiente definido por

$$L_{er} = \frac{\phi_{er}}{I_e} \quad (2.27)$$

É designado por *coeficiente de indução* do circuito receptor devido ao circuito emissor

Assumindo que o circuito receptor é percorrido por uma corrente I_r podemos definir de forma análoga os coeficientes

$$L_{rr} = \frac{\phi_{rr}}{I_r} \quad (2.28)$$

e

$$L_{re} = \frac{\phi_{re}}{I_r} \quad (2.29)$$

Como sendo de igual modo o *coeficiente de auto-indução* do circuito receptor e *coeficiente de indução* do circuito emissor devido ao receptor.

Se considerarmos o fluxo total originário da bobina emissora ϕ_e teremos

$$\phi_e = L_{ee} I_e + L_{er} I_r \quad (2.30)$$

Do mesmo modo teremos para a bobina receptora ϕ_r

$$\phi_r = L_{rr} I_r + L_{re} I_e \quad (2.31)$$

Destas equações concluímos que só parte das linhas de força abraçam ambas as bobinas e que são responsáveis pelo fluxo de ligação magnético que designaremos por M .

Considerando que $M = L_{er} = L_{re}$, estamos a assumir que toda a energia disponível será transferida do emissor para o receptor o que raramente é verdade.

A energia do circuito emissor só é totalmente transferida para o secundário se as sintonias forem iguais, o que pelo efeito do acoplamento nunca se consegue verificar totalmente, porque surgirá sempre escorregamentos de frequência, em boa parte devido á reflexão de impedâncias.

Considerando a corrente I_e , variante no tempo, como a corrente que circula no enrolamento emissor, vai originar uma f.e.m num enrolamento receptor E_r dada pela seguinte expressão

$$E_r = \pm M \frac{dI_e}{dt} \quad (2.32)$$

Verifica-se através desta expressão que a f.e.m. é proporcional à variação da corrente do enrolamento emissor. À constante de proporcionalidade M designa-se por indutância mútua e é geralmente dada pela expressão, considerando uma ligação magnética perfeita

$$M = k \sqrt{L_p L_s} \quad (2.33)$$

Onde L_e e L_r são respectivamente as auto-indutâncias dos enrolamentos emissor e receptor e a constante de proporcionalidade k designada por coeficiente de acoplamento ou factor de acoplamento. Se todas as linhas de força do campo atravessam o enrolamento secundário o factor de acoplamento é 1 se, ao invés nenhuma linha de força atravessa o enrolamento secundário, então o k é igual a zero, logo o coeficiente de acoplamento varia entre 0 e 1.

O coeficiente de acoplamento representa também a razão entre o fluxo magnético que atravessa a bobina receptora e o fluxo total originário na bobina emissora. Naturalmente quanto maior for o campo magnético criado pela bobina emissora maior será a tensão induzida na bobina receptora, dependendo do maior ou menor afastamento entre as duas bobinas.

Um outro conceito importante é o factor de qualidade que representa do ponto de vista físico a razão entre a energia armazenada e a energia dissipada em cada ciclo de funcionamento. No referente a uma bobina o factor de qualidade Q é calculado através da seguinte expressão

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (2.34)$$

Em que R_s representa o valor da resistência em série com a bobina.

No respeitante ao condensador o cálculo pode ser efectuado da seguinte forma

$$Q = \omega C R_p \quad (2.35)$$

Neste caso o valor de R_p representa a resistência em paralelo com o condensador.

Associado ao factor de qualidade de um circuito RLC que é calculado pelo quociente entre a impedância total e a resistência óhmica pura do circuito, existe o coeficiente de acoplamento crítico, representado por

$$k_0 = \frac{1}{Q_0} \quad (2.36)$$

Tendo como base este conceito, existem três níveis de acoplamento o que implica três regimes diferentes de funcionamento, subcrítico, crítico e supercrítico. No acoplamento subcrítico, o valor de k está compreendido entre

$$0 < k < k_0 \quad (2.37)$$

Esta situação implica que a tensão de saída é reduzida, uma vez que sendo k muito pequeno implica que M também o seja, o que pode ser verificado directamente pela equação (2.33). Este tipo de acoplamento tem um só máximo que se verifica na frequência de ressonância.

No acoplamento crítico, que ocorre quando $k = k_0$, tem também um só máximo, à frequência de ressonância, mas de amplitude inferior ao do acoplamento subcrítico. Neste caso, existe um mínimo de perdas, mas é muito difícil de se conseguir uma estabilidade de funcionamento, tornando-se muito instável.

O acoplamento supercrítico obedece à condição

$$k_0 < k < 1 \quad (2.38)$$

Verifica-se que a resposta em frequência possui dois máximos, equidistantes da frequência de ressonância, dadas pelas seguintes equações:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \quad (2.39)$$

e

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad (2.40)$$

Não considerando as perdas a energia armazenada pelos dois condensadores e/ou pelas duas bobinas, e assumindo que ambos os circuitos são iguais teremos

$$\frac{1}{2}C_e V_e^2 = \frac{1}{2}C_r V_r^2 \quad (2.41)$$

portanto

$$V_r = V_p \sqrt{\frac{C_e}{C_r}} = V_e \sqrt{\frac{L_r}{L_e}} \quad (2.42)$$

Qualquer uma destas relações é também válida para os valores máximos de tensão.

Como à frequência de ressonância os valores de X_L e de X_C são iguais e tendo por base a Lei de Ohm aplicada directamente aos circuitos de corrente alternada teremos

$$L_r = \frac{V_r}{2\pi f_r I_r} \quad (2.43)$$

e

$$C_r = \frac{I_r}{2\pi f_r V_r} \quad (2.44)$$

Uma vez que $X_L = 2\pi f L$ e $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$

e também

$$C_s = \frac{1}{4\pi^2 L_s f_s^2} \quad (2.45)$$

A fórmula usada para a determinação da indutância das bobinas foi a fórmula de Wheeler:

$$L = 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{\pi r^2 N^2}{(l + 0,9r)} \quad (2.46)$$

As unidades de medida para a resistência e comprimento são as do SI

Para o cálculo da capacidade distribuída foi usada a fórmula de Medhurst e tal como na fórmula anterior, as unidades de medida da resistência e comprimento, são também as do SI:

$$C = \left(11,26 \times l + 16r + 76,4 \times \sqrt{\frac{r^3}{l}} \right) \times 10^{-12} \quad (2.47)$$

2.2 -Princípios de funcionamento do componente activo do oscilador – A válvula electrónica

Uma nota introdutória no princípio deste subcapítulo deve ser feita, dado que parte do texto surgiu do resumo dos apontamentos de “Fundamentos de Rádio” da antiga Escola Militar de Electromecânicos, onde o proponente deste trabalho frequentou diversos cursos.

Uma válvula é constituída por uma ampola de vidro tendo no seu interior no mínimo três componentes, um filamento e dois eléctrodos. Um eléctrodo junto ao filamento designado por cátodo e outro mais afastado designado por placa.

À placa é aplicada uma tensão mais positiva que ao cátodo, de forma a permitir o fluxo dos electrões, formando-se deste modo uma corrente eléctrica.

O seu princípio básico de funcionamento é muito simples. Ao aplicarmos uma tensão quase sempre baixa, aos terminais do filamento verifica-se a passagem de uma corrente eléctrica que provoca o seu aquecimento. Com o aumento da temperatura verifica-se uma libertação muito forte de electrões, formando-se uma nuvem, simultaneamente, em torno do cátodo e filamento.

A nuvem termiónica forma-se devido a num metal, existir uma estrutura cristalina mas, contendo também electrões livres.

A energia de um electrão é directamente proporcional à sua velocidade, facilmente perceptível através da fórmula da energia cinética, conforme se segue:

$$E = \frac{1}{2} mV^2 \quad (2.48)$$

Onde:

“E” é a energia, neste caso em eV (1)

“m” corresponde à massa do electrão 10^{-30} kg

“v” velocidade m/s

À temperatura ambiente os electrões livres não possuem energia suficiente para se libertarem da estrutura do metal, porque de imediato o metal adquire com uma carga positiva voltando a atraí-los.

Uma das formas para que os electrões ganhem energia cinética, vencendo a barreira potencial e libertando-se para o exterior, é através do aumento de temperatura, neste caso provocado pelo aquecimento do filamento. A equação de Richardson-Dushman dá-nos a relação entre densidade de corrente e a temperatura, dada pela seguinte equação:

$$J = AT^2 e^{-\frac{w}{kT}} \quad (2.49)$$

(1) Um eV corresponde à energia que um electrão adquire quando é acelerado por um campo eléctrico de 1 volt. $1eV \approx 10^{-19} J$

Onde:

“J” é a densidade de corrente [A / m^2]

“A” constante de proporcionalidade conhecida por constante de Richardson

“T” temperatura em °K

“w” função de trabalho

“k” é a constante de Boltzmann

Por sua vez “A” é expressa pela seguinte equação:

$$A = 4\pi \frac{m k^2 e}{h^3} \quad (2.50)$$

Onde:

“e” é a carga do electrão

“m” é a massa do electrão

“h” é a constante de Planck

Da conjugação das duas equações podemos concluir que quanto maior for a temperatura e menor for a função de trabalho, maior será a densidade de corrente e inerentemente a corrente disponível.

Será sempre desejável que o consumo seja o menor possível, logo pretendemos sempre reduzir a energia eléctrica associada à função aquecimento do cátodo. Este sempre foi um pressuposto do projecto e fabrico destas válvulas, usando materiais de baixa função de trabalho e que disponibilizassem um elevado numero de electrões.

Acontece que a emissão termiónica tem um baixo rendimento à pressão normal, daí o facto de as válvulas funcionarem em invólucros nos quais é efectuado vácuo.

A nível do jogo de optimização filamento/cátodo, existem dois métodos de funcionamento/construção, cátodo de aquecimento directo e de aquecimento indirecto.

No caso do cátodo de aquecimento directo é o próprio filamento que funciona como cátodo, sendo este sistema mais comum nos diodos rectificadores. O principal inconveniente é o ruído (hum) originário nos 50/60Hz proveniente da corrente alternada e que contamina os sinais de áudio e RF.

Ao invés do cátodo de aquecimento directo, no de aquecimento indirecto existe uma separação que funciona, em parte como isolamento, embora não totalmente eficaz, uma vez que dada a proximidade entre os dois componentes, existe também uma capacidade que faz o acoplamento electrostático entre o filamento e o cátodo, que permite a interferência embora em menor grau.

2.2.1 -Os diferentes tipos de válvulas

Consoante o número de elementos que a válvula contenha assim existem diodos, tríodos, tétrodo e pentodos, que em sequencia têm dois, três, quatro ou cinco elementos. Não se está neste caso a reportar a válvulas especiais, como por exemplo, as válvulas ou tubos de raios catódicos usadas como válvulas de imagem.

Abordando cada um dos diferentes tipos de válvulas, a começar pelos diodos, verificamos pelo seu funcionamento que estes se destinam essencialmente à rectificação da corrente alternada. Quando aplicamos uma tensão positiva à placa, cria-se um campo eléctrico no sentido da placa para o cátodo. Nestas condições, os electrões deslocam-se no sentido contrário, ou seja, do cátodo para a placa. Obviamente que quando a placa é negativa em relação ao cátodo, o campo eléctrico inverte-se e nestas condições não há fluxo de electrões. Aplicando estes princípios a um circuito de corrente alternada constata-se que, quando ao circuito está aplicada a semi-onda positiva se o circuito exterior estiver fechado, há corrente eléctrica para o exterior, inversamente, quando se aplica a semi-onda negativa não há passagem de corrente para o exterior.

Na figura 2.1, encontra-se o esquema de princípio que permite criar o gráfico mostrado na figura 2.2, possibilitando variar a tensão aplicada à placa em valores positivos e negativos. Quando aplicamos valores negativos de tensão, a placa repele os electrões com uma força tanto maior quanto maiores forem esses valores.

Quando esses valores são muito fracos, obviamente que a força repulsiva também é fraca, o que possibilita a alguns electrões emitidos pelo cátodo com determinada velocidade, terem energia cinética suficiente para atingirem a placa.

Como a grande maioria dos electrões emitidos não atinge a placa, existe uma grande carga espacial. À medida que aumentamos os valores de tensão, subindo para valores positivos, aumenta também a força de atracção da placa, logo, aumenta o número de electrões que a atinge e conseqüentemente verifica-se um aumento de corrente no circuito da placa diminuindo a carga espacial.

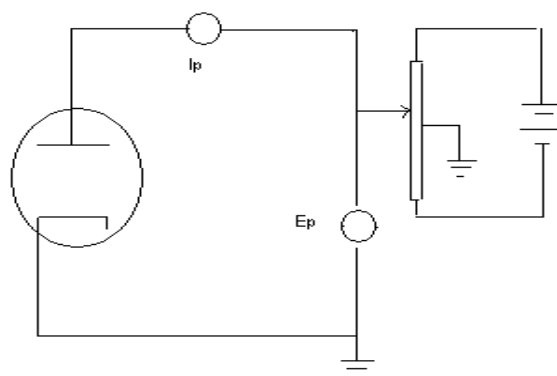


Figura 2.1 – Esquema de princípio para traçar curva característica do diodo

Quando se atinge a tensão E_s , a carga espacial praticamente desaparece e a corrente I_p matem-se em valores praticamente constantes. Ao valor da tensão E_s designa-se por tensão de saturação.

Como se pode verificar, a característica de um diodo não é linear, logo não há proporcionalidade entre a tensão e a corrente. De um modo não muito rigoroso, considera-se para efeitos práticos que a corrente de placa, enquanto existir carga espacial, tem a seguinte expressão matemática:

$$I_p = k E_p^{3/2} \quad (2.51)$$

Em que “K” é uma constante que depende da disposição geométrica dos componentes da válvula.

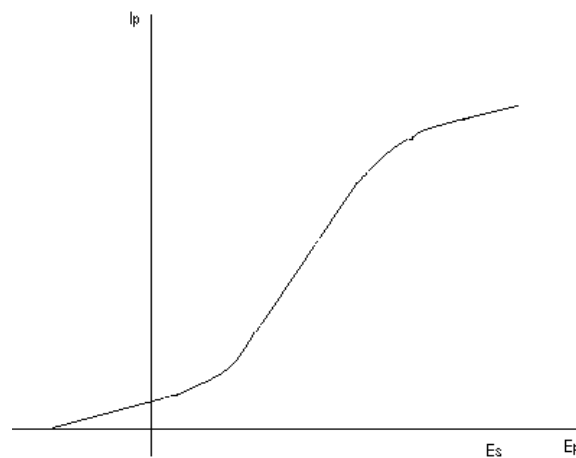


Figura 2.2 – Curva característica típica $I_p(E_p)$ de um diodo

Como qualquer componente num circuito electrónico, também os diodos possuem características específicas, das quais duas fundamentais aqui irão ser abordadas.

A primeira é a “resistência interna” ou “resistência dinâmica de placa” que é dada através da seguinte equação:

$$R_i = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} = \cotg \theta \quad (2.52)$$

Em que θ é o ângulo que a tangente forma com o eixo das abcissas no ponto de funcionamento da válvula.

Convém não confundir este valor com o quociente entre a tensão e a corrente num determinado instante. Este valor é designado por “D-C plate resistance”.

O valor da resistência dinâmica de placa constitui um dos elementos da característica dinâmica do diodo.

As características dinâmicas têm que ter em atenção um outro factor designado por resistência de carga genericamente representado por R_L .

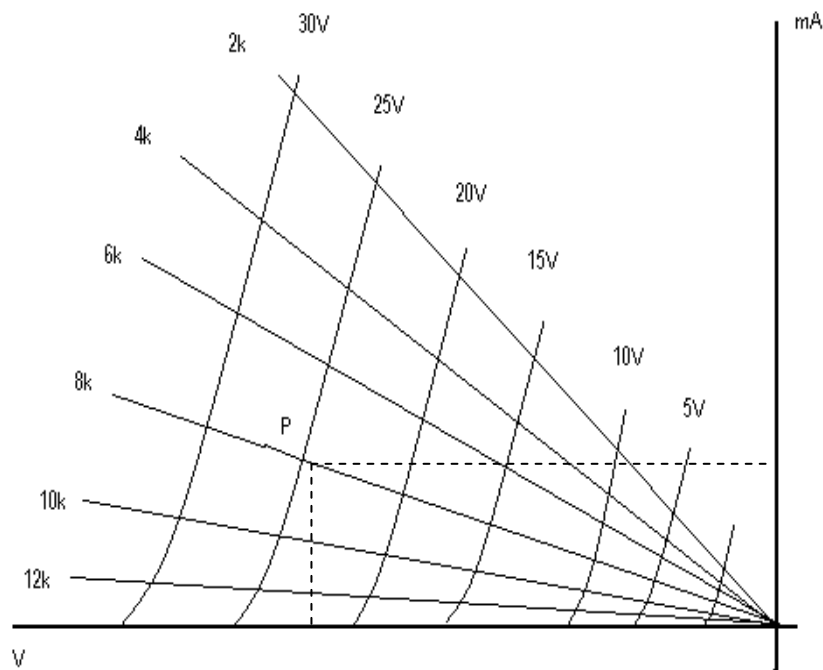


Figura 2.3 – Família de curvas características típicas de um diodo

Consideremos a figura 2.3, como exemplo genérico de um grupo de características dinâmicas de um diodo típico. No eixo das ordenadas está representado o valor da corrente rectificada, no eixo das abcissas o valor médio da tensão de saída. As rectas convergentes no ponto de origem representam diversos valores da carga, as curvas representam os diversos valores de tensão eficaz, aplicada ao circuito rectificador.

Uma vez definidos os diversos componentes constituintes do gráfico, vamos ver como ele funciona.

Se for aplicada ao circuito uma tensão eficaz de 25V e existindo um carga de $8k\Omega$ iremos obter no eixo das ordenadas o valor da corrente rectificada e no eixo das abcissas a tensão contínua desenvolvida aos terminais da carga. Com este gráfico poderemos também recorrer a interpolações para determinar valores não directamente constantes no gráfico.

Para além destas características, existe adicionalmente uma outra extremamente importante, a *tensão inversa de pico*. Este valor representa a tensão mínima capaz de estabelecer o arco da placa para o cátodo. Estes dois eléctrodos funcionam como quaisquer eléctrodos separados por uma substância isoladora, se lhes for aplicada uma tensão que iguale ou ultrapasse a rigidez dieléctrica, saltará um arco ou self entre os eléctrodos. Na prática e por questões de segurança, não devemos trabalhar com valores de tensão de pico que ultrapassem $2/3$ do valor da tensão inversa de pico.

Continuando a abordagem deste estudo pelo número de elementos que constituem as válvulas electrónicas, passaremos para os tríodos. Foi Lee De Forest quem por volta de 1906, concebeu a ideia de interpor um novo eléctrodo entre a placa e o cátodo.

Esse novo eléctrodo, designado por grelha, tem por função controlar o fluxo de electrões entre o cátodo e a placa. A grelha pode ter diversas configurações geométricas desde uma rede de malhas podendo ser iguais ou diferentes, a um simples fio enrolado em hélice.

A sua representação esquemática é como se segue:

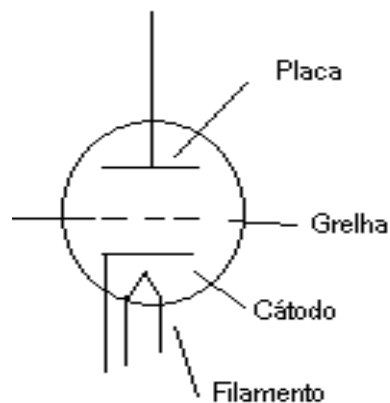


Figura 2.4 – Representação esquemática de um tríodo

O funcionamento da grelha é extremamente importante como elemento de controlo da corrente de placa.

Geralmente a grelha tem um potencial negativo em relação ao cátodo, a esse valor de tensão designa-se por “*tensão de polarização*”. Constata-se então que, passam a existir dois campos eléctricos de sinal contrário, um dirigido da placa para o cátodo e outro do cátodo para a grelha, por ser a grelha mais negativa que o cátodo. Por este motivo, os electrões ficam sujeitos a duas forças opostas. Se junto ao cátodo as duas forças se equilibrarem, como os electrões são emitidos com uma determinada velocidade, alguns conseguem passar e atingir a placa, embora em pequeno número.

Esses electrões ao passarem pelas malhas da grelha e atingirem a placa, originam uma pequena corrente de placa, mas, se a grelha for suficientemente negativa, o campo criado junto ao cátodo é fortemente negativo, bloqueando o fluxo de electrões não havendo neste caso corrente de placa.

Facilmente se pode constatar que para que haja corrente de placa com um valor significativo, o campo criado pela tensão de placa deve vencer o campo da grelha.

É de notar também que, a posição geométrica da grelha tem influência, uma vez que a intensidade do campo eléctrico varia inversamente com o quadrado da distância ao eléctrodo que o produz. Deste modo, estando a grelha mais próxima do cátodo que da placa, é necessário aplicar à placa potenciais mais fortes para vencer a acção repulsiva da grelha.

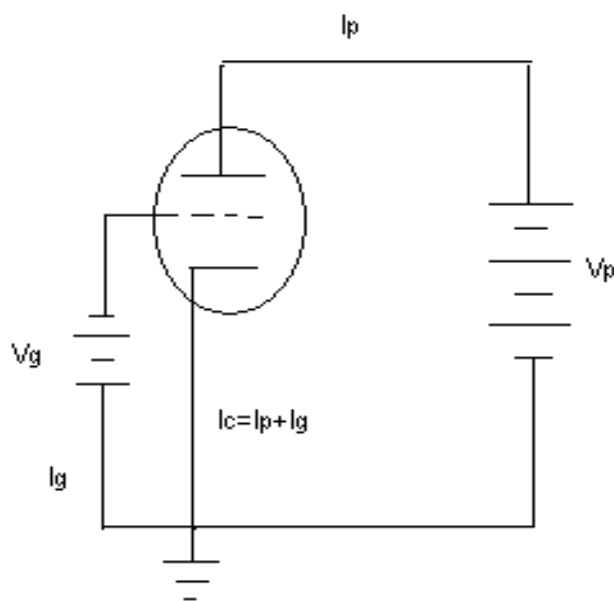


Figura 2.5 – Esquema de princípio de funcionamento de um tríodo

A figura 2.5, representa o esquema de princípio com o funcionamento das tensões de polarização da grelha e da placa, onde necessariamente a tensão V_p é substancialmente maior que a tensão V_g para que haja uma significativa corrente de placa (I_p).

Como é lógico, a corrente que circula pelo cátodo (I_c) é a soma de I_p com I_g .

Em resumo, aumentando o valor da tensão de grelha (aumentando a polarização) a corrente de placa diminui e, inversamente se diminuirmos o valor negativo da tensão de grelha, a corrente de placa aumenta. Designa-se tensão de corte ao valor mínimo de tensão de polarização que provoque um valor nulo de corrente de placa.

Matematicamente podemos afirmar que, a corrente de placa (I_p) é função da tensão de grelha (E_g) e da tensão de placa (E_p), mantendo-se obviamente constante a temperatura do cátodo.

$$I_p = f(E_p, E_g) \quad (2.53)$$

Se mantivermos constante a tensão de placa, então I_p será só dependente de E_g , a esta função designa-se por característica estática. Naturalmente que para cada valor de E_p obteremos uma curva característica, com o aspecto genérico apresentado na figura 2.6, em que para cada valor da tensão de placa temos uma curva característica.

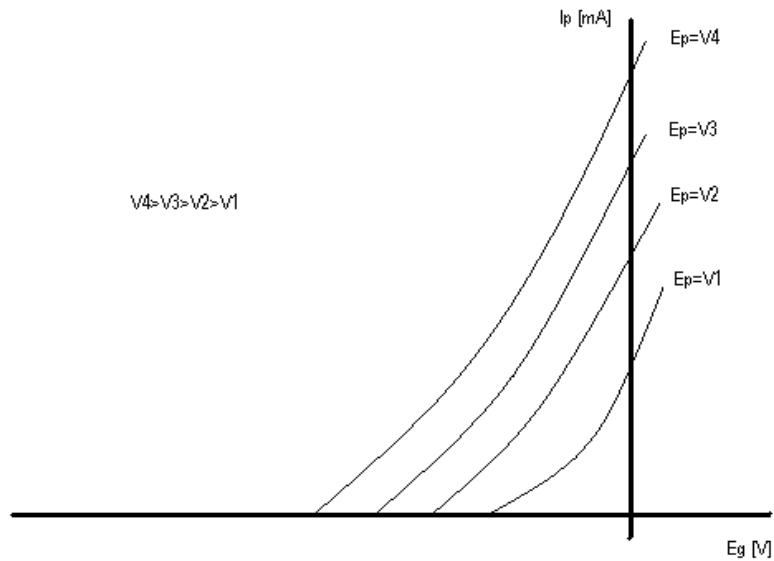


Figura 2.6 – Família de curvas características típicas de um triodo

Verifica-se que quando a estrutura de grelha é simétrica, o campo na superfície do cátodo é proporcional à quantidade

$$E_g + \frac{E_p}{\mu} \quad (2.54)$$

em que a constante μ é independente de quaisquer tensões e depende exclusivamente da geometria da válvula e toma a designação de “*factor de ampliação*”. Assumindo que, a corrente de placa expressa pela equação 2.51 e que a tensão de placa seja o valor indicado na expressão 2.54, teremos então

$$I_p = K \left(E_g + \frac{E_p}{\mu} \right)^{3/2} \quad (2.55)$$

Em que K depende da dimensão da válvula.

As válvulas no seu normal funcionamento, têm sempre uma determinada impedância no circuito de carga, sendo aos seus terminais retirada a tensão de saída, da mesma forma a tensão de entrada é aplicada na grelha.

Através das características estáticas das válvulas, retiram-se três valores fundamentais que constituem as propriedades das válvulas que caracterizam cada tipo. Essas propriedades são o “*factor de ampliação*” (μ), a “*transcondutância*” (g_m) e a “*resistência interna*” (R_i). Servindo-nos das características $I_p(E_g)$, nas zonas rectilíneas e considerando valores de tensão de placa muito próximos, de tal forma que se podem considerar paralelas, definiremos o factor de ampliação através da seguinte equação:

$$\mu = \left(\frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \right) \text{ para } I_p \text{ constante} \quad (2.56)$$

Podemos assim definir o factor de ampliação como sendo a relação entre uma pequena variação na tensão de placa e a variação da tensão de grelha necessária para manter constante a corrente de placa. Matematicamente define-se transcondutância como sendo a seguinte relação:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \text{ para } E_p \text{ constante} \quad (2.57)$$

Definindo desta forma a transcondutância como sendo a relação entre uma pequena variação da corrente de placa e a respectiva variação da tensão de grelha que a provoca, mantendo-se constante a tensão de placa. Como se trata do inverso de uma resistência a sua unidade é o “mhos” ou qualquer um dos seus submúltiplos.

Em alguns manuais também aparece com a designação de “condutância mútua”

Por último, a definição de resistência interna ou por vezes também designada por resistência de placa (importa não confundir com a resistência que por vezes é aplicada no circuito de placa) tem a seguinte equação matemática:

$$R_i = \left(\frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \right) \text{ para } E_g \text{ constante} \quad (2.58)$$

Como se trata de uma resistência, a sua unidade é o ohm e mantém-se constante durante toda a zona rectilínea da característica.

O fisico alemão, Heinrich Barkhausen [1881-1956], estabeleceu a equação que relaciona estes três parâmetros:

$$g_m \times R_i \times \frac{1}{\mu} = 1 \quad (2.59)$$

Como nota final, convém referir que o factor de ampliação será tanto maior quanto maiores forem a superfície da grelha e a distancia entre a placa e o cátodo e menores forem as distâncias entre a grelha e o cátodo e a superfície da placa.

O modelo fisico de um tríodo, considerado para o seu funcionamento dinâmico está considerado na figura 2.7, onde se encontram as capacidades entre grelha – placa, grelha – cátodo e placa – cátodo, assim como, a capacidade placa – cátodo.

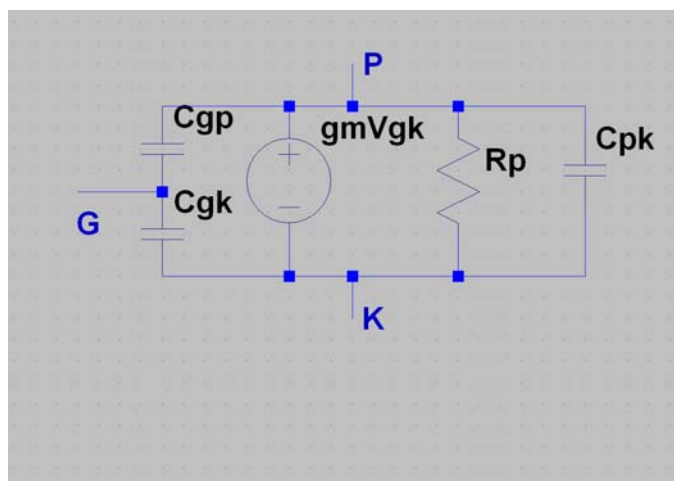


Figura 2.7 – Modelo de um tríodo

A fonte de tensão dependente da tensão aplicada entre grelha e cátodo e a resistência R_p , também designada por R_i , representa a resistência interna de acordo com a equação [36]. As letras G, P e K representam os terminais da placa, respectivamente Grelha, Placa ou Ânodo e Cátodo.

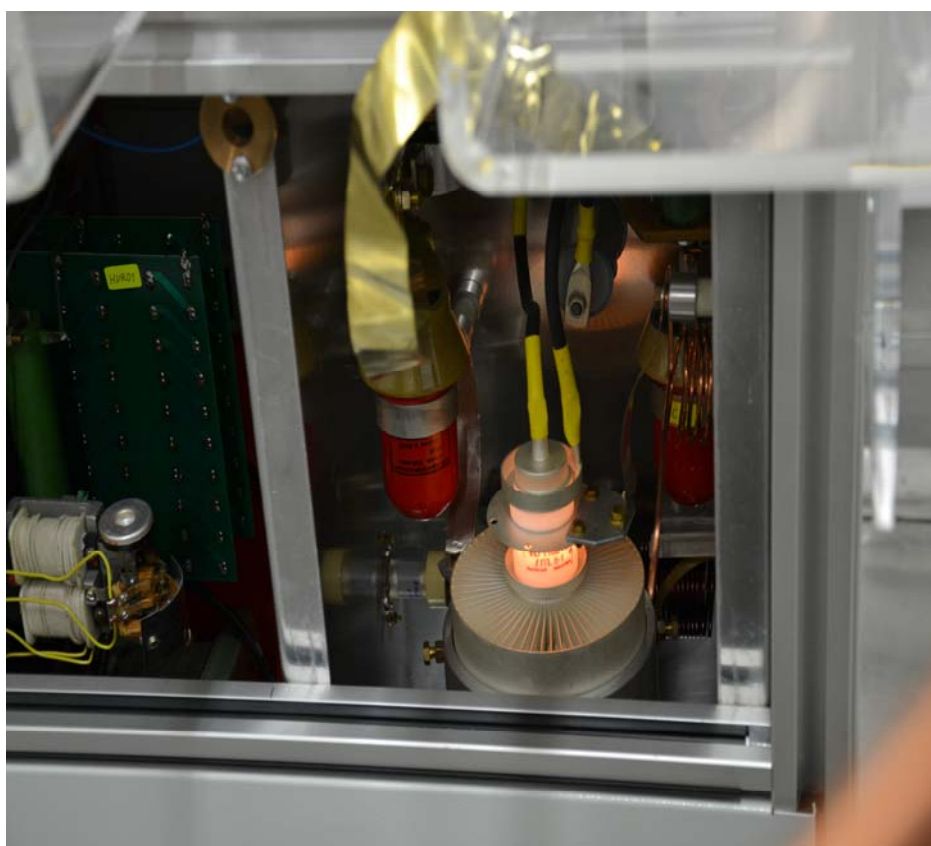


Figura 2.8 – Ligações dos filamentos do tríodo

Nesta imagem da figura 2.8, pode-se verificar as ligações do filamento da válvula e do condensador de vidro que permite a sintonia do circuito tanque emissor.

2.2.2 - Osciladores

Genericamente podemos afirmar que um oscilador é capaz de produzir uma tensão alternada a partir de uma tensão continua. Para que este sistema funcione o sinal aplicado à grelha é totalmente retirado do circuito de placa, efectuando-se uma realimentação positiva.

Existem três condições a que qualquer oscilador deve obedecer:

1º Possibilidade de se verificar a auto-excitação, de uma forma prática poderá resumir-se ao facto de oscilador ser capaz de arrancar.

2º Estabilidade de frequência o que implica que a frequência tenha muito poucas oscilações.

3º Estabilidade de amplitude, não deverá haver alterações significativas nos valores de pico da forma de onda gerada.

Consideremos que se retira do circuito de saída, neste caso do circuito de placa uma pequena amostra de sinal e o injectamos no circuito da grelha, circuito de entrada. Designaremos por V_p a tensão de placa e por V_r a pequena amostra de sinal igual em amplitude e fase à tensão de grelha V_g .

Poderemos designar por factor de reacção β , como se segue

$$\beta = - \frac{V_r}{V_p} \quad (2.60)$$

O sinal negativo implica que β é sempre positivo mesmo que V_p e V_r estejam em oposição de fase.

Para que tudo funcione correctamente, implica que $V_g = V_r$

Se dividirmos ambos os membros pela tensão de placa teremos então

$$\frac{V_r}{V_p} = \frac{V_g}{V_p} \quad (2.61)$$

Ou de outra forma

$$\frac{V_r}{V_p} \times \frac{V_p}{V_g} = 1 \quad (2.62)$$

Como o ganho A é dado por

$$A = -\frac{V_p}{V_g} \quad (2.63)$$

Em que β é dado pela equação (2.60), logo por substituição na equação (2.62) dos valores das equações (2.60) e (2.63) passaremos a ter

$$\beta \times A = 1 \quad (2.64)$$

O cumprimento desta equação, garante que a válvula osciladora funcione na sua condição de equilíbrio, ou seja, que oscile.

Consideremos que o ganho de um amplificador realimentado é dado por

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (2.65)$$

Se substituirmos nesta equação $\beta A = 1$, teremos que A_r é igual a infinito, ou seja, o amplificador funciona como oscilador.

Considerando o funcionamento em classe A, verifica-se que

$$\bar{A} = \mu \times \frac{\bar{Z}}{R_i + \bar{Z}} \quad (2.66)$$

Em que \bar{Z} representa a impedância de carga de placa.

A equação (2.64) pode ser representada da seguinte forma

$$\bar{\beta} = \frac{1}{A} = \frac{1}{\mu} \times \frac{R_i + \bar{Z}}{\bar{Z}} = \frac{1}{\mu} \times \frac{\mu + \bar{Z}}{\bar{Z}} = \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{\mu}{g_m \times \bar{Z}} \right) \quad (2.67)$$

Ou finalmente

$$\bar{\beta} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{g_m \times \bar{Z}} \quad (2.68)$$

Esta equação constitui a condição de equilíbrio, para que a amplitude das oscilações se mantenha constante. Verifica-se também que esta mesma expressão é representativa do equilíbrio da frequência. Para que isto aconteça, β deve ser mínimo na frequência de oscilação, tal situação obriga que \vec{Z} seja máxima para a frequência de oscilação do oscilador e decresça rapidamente para qualquer outra frequência. O circuito ideal que cumpre estas condições especificamente a última é o circuito ressonante paralelo.

O funcionamento do oscilador de grelha e placa sintonizadas está dependente dos circuitos de sintonia ligados à grelha e à placa. O acoplamento é efectuado pela capacidade interelectródica entre grelha e placa. Os dois circuitos devem ser sintonizados para frequências ligeiramente diferentes, devendo na prática o circuito de placa ser o de frequência mais baixa e por consequência o de grelha deverá ter sintonia mais elevada.

Capítulo 3 – Adaptação e Cálculos do Projecto

Resumo: São descritas as alterações efectuadas na unidade emissora, nomeadamente no que diz respeito à bobina emissora e bobina de sintonia de grelha. No referente à montagem da unidade receptora, são indicados os cálculos efectuados para o circuito tanque isolado do receptor e bobina de captação do campo magnético do receptor. São, adicionalmente, apresentados os cálculos de projecto, referentes ao conjunto do sistema.

Capítulo 3 – Adaptação e cálculos do projecto

3.1 - Unidade emissora

Como anteriormente referido, a unidade emissora foi toda projectada e otimizada como equipamento para soldar acrílico, o que implicou diversas as alterações efectuadas de forma a corresponder ao desejado para este projecto. Na figura 3.1 está representado o esquema do emissor.

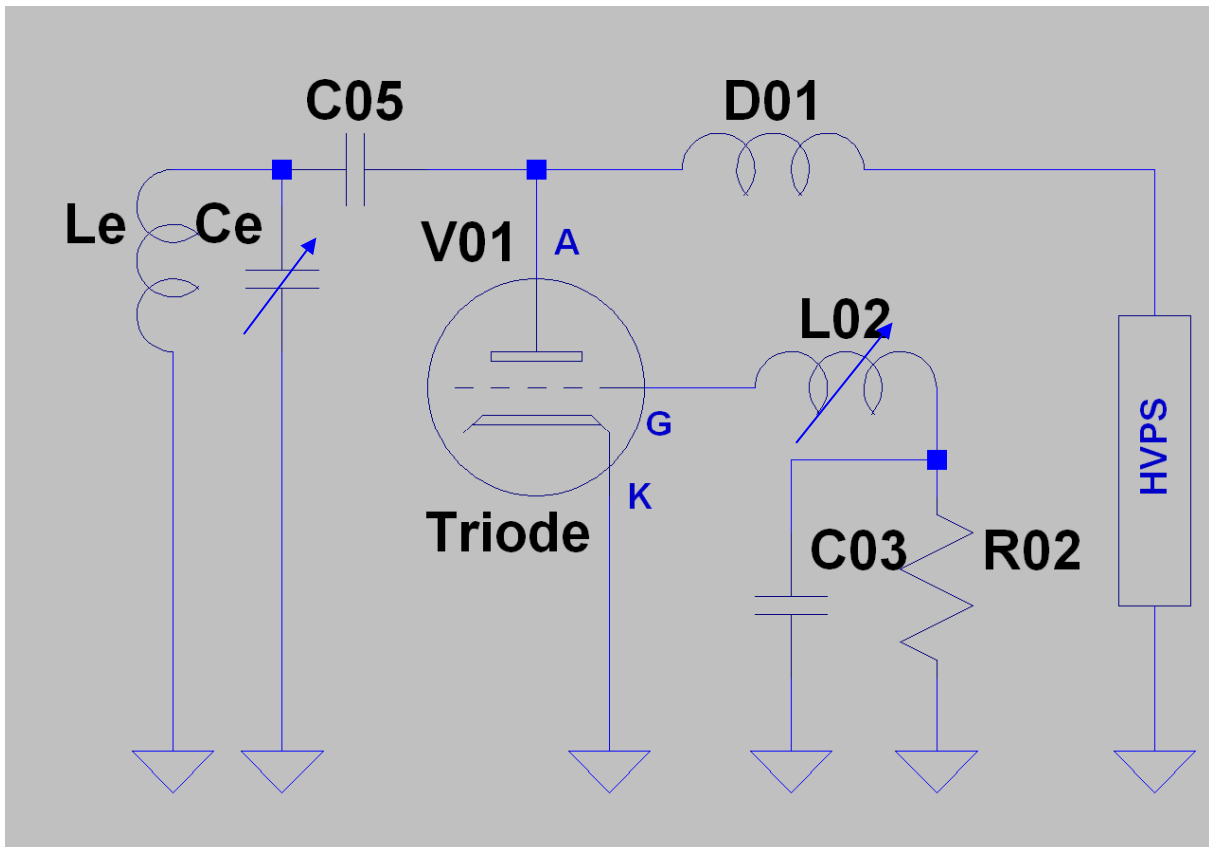


Figura 3.1 – Esquema da unidade emissora

Os componentes electrónicos que sofreram alterações foram Le, bobina emissora e L02, bobina de sintonia da grelha.

Alteração da bobina emissora

A bobina inicial, projectada pelo fabricante para a transmissão da energia magnética implicava a existência de um circuito LC paralelo intermédio, que por sua vez, a reenviava para a unidade terminal que efectuava o aquecimento por indução.

Uma vez que não era esse o objectivo pretendido, houve necessidade de se efectuarem diversas alterações. Em primeiro lugar na bobina emissora, para corresponder à necessidade de transmissão a

maiores distâncias implicou alteração significativa no seu diâmetro dado que quanto maior for este parâmetro maior será a distância a que poderemos transmitir a energia.

Em função de estudos anteriores, referidos na bibliografia, existe uma quebra de rendimento de aproximadamente 40% a uma distância de 2 metro para uma bobina emissora com uma dimensão de 0,90 metro de diâmetro.

Tendo como base este dado, foi produzida uma bobina, no Departamento de Mecânica da FCT, em tubo de cobre com 12mm de diâmetro e com uma dimensão semelhante ao anteriormente referido. Este facto implicou a necessidade da bobina ser colocada no exterior da unidade emissora, para que fosse aproveitado todo o campo magnético criado e minimizando repercussões no interior desta unidade, uma vez que o campo iria ser muito maior.

A figura 3.2, mostra a bobina atrás referida instalada sobre o seu suporte também concebido pelo proponente desta tese. O suporte, em acrílico, é constituído por quatro partes, duas em “L” fixas por aperto às tampas laterais do equipamento emissor e as outras duas, em “V”, ranhuradas para permitir deslizar sobre as outras em “L” possibilitando assim a bobinas de diferentes dimensões.

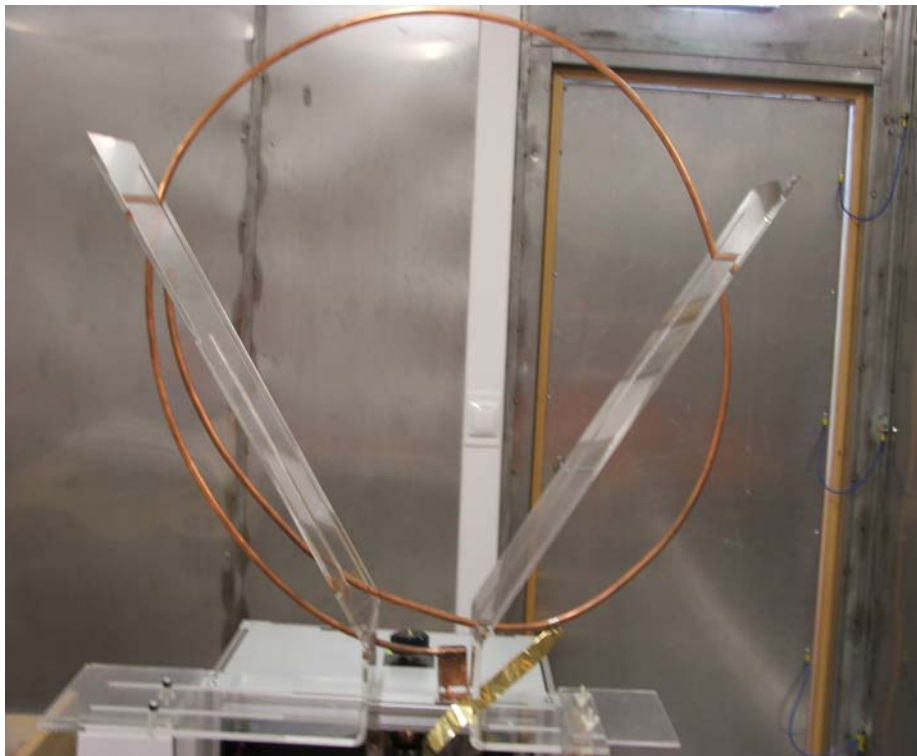


Figura 3.2 – Vista parcial da bobina emissora e seu suporte

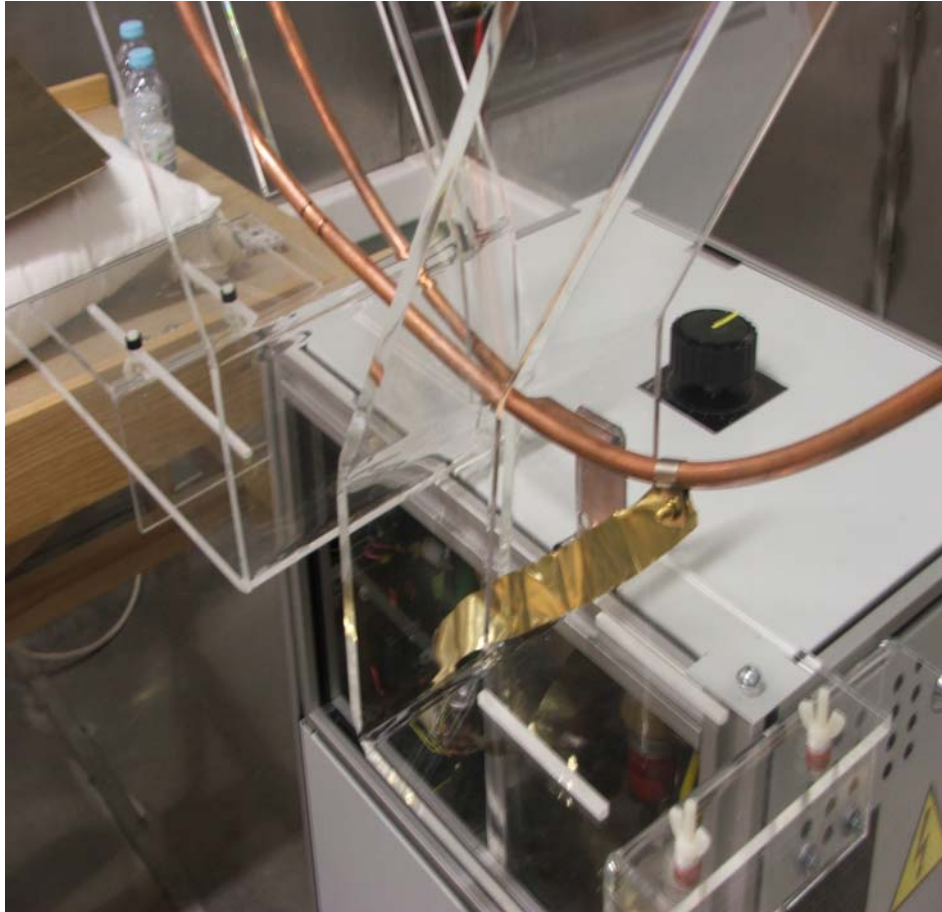


Figura 3.3 – Vista de pormenor das ligações da bobina emissora e da base do suporte

A figura 3.3 mostra com algum pormenor a possibilidade de ajuste anteriormente referido.

Com esta alteração houve também que alterar as condições de trabalho do circuito de grelha da válvula electrónica, constituinte activo do oscilador. Esta alteração implicou efectuar uma nova bobina bobine, com o mesmo diâmetro mas com mais espiras para aumentar a impedância para que se pudesse manter o controlo da corrente de grelha nos valores estipulados pelo fabricante.

Houve também necessidade de alterar o “set point” do emissor para adaptação à nova bobina emissora.

Alteração da bobina de sintonia (bobina L02)

Esta bobina tem por função a sintonia do circuito de grelha, controlando a realimentação do oscilador e em adicional controlar a corrente de polarização de grelha. Esta bobina teve que ser rebobinada, aumentando-se o número de espiras, com o suporte do fabricante do equipamento uma vez que, naturalmente, não houve acesso a todos os cálculos iniciais do projecto.

3.2 - Montagem do receptor

Todo o circuito receptor foi integralmente concebido e produzido no Departamento de Electrotecnia da FCT. A entrada da energia no circuito receptor é feita através de um circuito LC (L_r/C_r) paralelo, isolado, sintonizado separadamente, à mesma frequência do circuito emissor.

A energia recebida do circuito emissor, excita o circuito L_r/C_r , que deverá oscilar a uma frequência igual à do circuito emissor. Este circuito ao oscilar cria um campo magnético que ao atravessar as espiras da bobina de carga (L_{carga}), cria uma f.e.m. que quando o circuito estiver fechado originará uma corrente eléctrica que atravessa a carga.

Na figura 3.4 está representado o esquema bloco do receptor, onde se pode verificar a existência do circuito tanque isolado e do restante circuito receptor.

A figura 3.5 mostra o conjunto emissor receptor. Em primeiro plano encontram-se as bobinas que constituem o receptor.

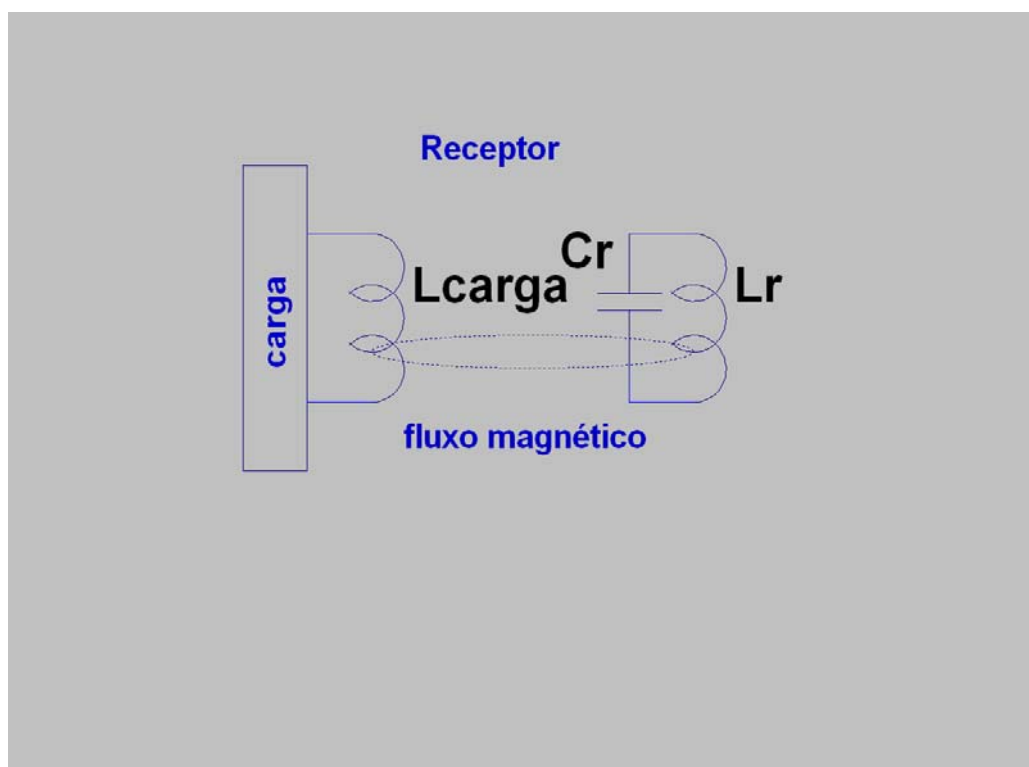


Figura 3.4 – Esquema bloco do receptor

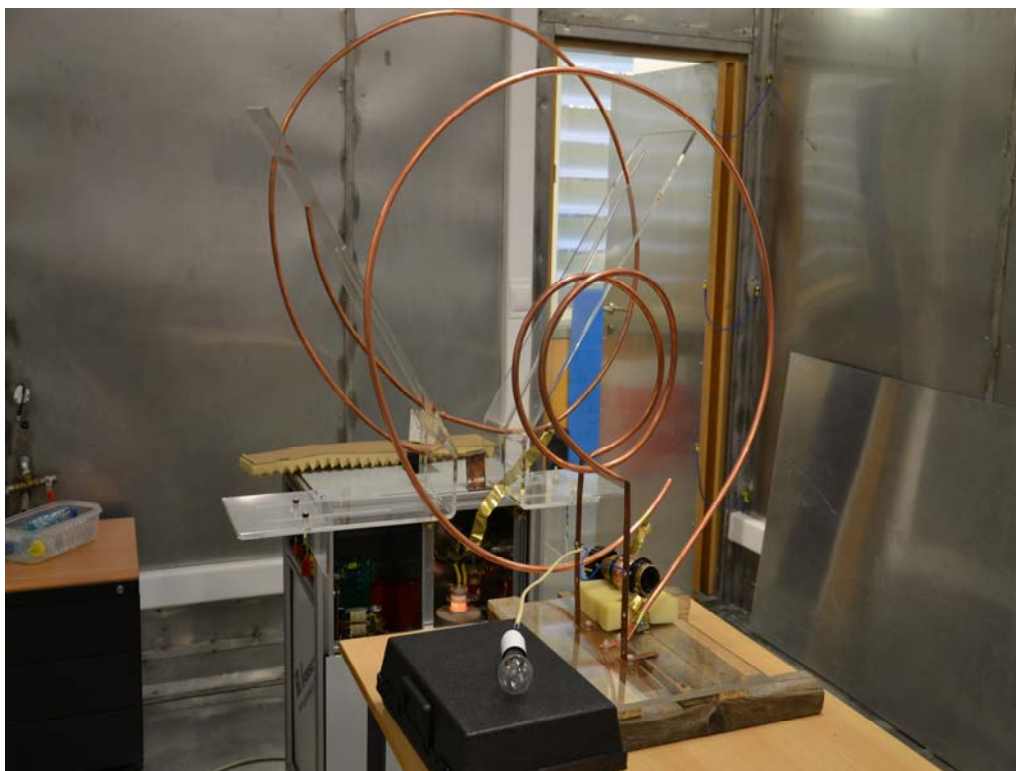


Figura 3.5 – Vista geral do conjunto. As bobinas em primeiro plano fazem parte do receptor

3.3 - Cálculos efectuados para cada unidade do sistema

O material usado para o fabrico das bobinas, emissora e receptora, foi tubo de cobre com 12mm de diâmetro e 1mm de espessura.

O condensador disponível (C_e), ligado em paralelo com a bobina emissora, é um condensador variável de vácuo e encapsulamento de vidro, com capacidade ajustável entre 5 e 100pF.

O condensador disponível (C_r), ligado em paralelo com a bobina receptora, é igualmente um condensador variável de vácuo e encapsulamento de vidro, mas com capacidade ajustável entre 5 e 250pF.

Para que o fluxo magnético atingisse uma distância significativa, o diâmetro da bobina emissora escolhido foi de 80cm.

As discrepâncias verificadas, entre os valores da indutância medidos e os calculados devem-se ao facto de que a forma geométrica não ser completamente circular, dada as limitações da forma disponível para modelo em função do diâmetro da bobina.

3.3.1 - Cálculos referentes à bobina emissora

Cálculo da indutância

Usando a fórmula de Wheeler (2.46)

$$L = 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{\pi r^2 N^2}{(l + 0,9r)}$$

$$L = 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{\pi \times 0,4^2 \times 1,3^2}{(0,11 + 0,9 \times 0,4)} = 2,27 \mu H$$

Valor medido no medidor de indutâncias

$$L = 1,9 \mu H$$

A diferença pode ter origem na forma não totalmente circular da bobina real.

Cálculo do valor da capacidade distribuída da bobina emissora

Usando a fórmula de Medhurst (2.47)

$$C = \left(11,26 \times l + 16r + 76,4 \times \sqrt{\frac{r^3}{l}} \right) \times 10^{-12}$$

$$C = \left(11,26 \times 0,11 + 16 \times 0,4 + 76,4 \times \sqrt{\frac{0,4^3}{0,11}} \right) \times 10^{-12} = 65,9 pF$$

Verificação da frequência de ressonância do circuito tanque

Da equação (2.13)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Assumindo que o condensador variável está a meio do seu curso, 50pF, o valor da bobina, calculado, de 2,27μH e o valor da sua capacidade distribuída de 65,9pF teremos o seguinte valor para a frequência de ressonância

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{2,27 \times 10^{-6} \times 115,9 \times 10^{-12}}} = 9,81 \text{MHz}$$

Refazendo os cálculos para o valor da bobina, medido, de 1,9μH, mantendo os mesmos parâmetros para o condensador Ce, assim como para a capacidade distribuída teremos

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{1,9 \times 10^{-6} \times 115,9 \times 10^{-12}}} = 10,73 \text{MHz}$$

Como a frequência deve estar ajustada para 13,33MHz deveremos calcular o valor da capacidade a que deveremos ajustar o condensador Ce, mantendo a mesma capacidade distribuída anteriormente calculada, para tal, usando a expressão (21) teremos

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 L_S f_S^2}$$

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 \times 1,9 \times 10^{-6} \times (13,33 \times 10^6)^2} = 75,03 \text{pF}$$

Como é assumido o mesmo valor para a capacidade distribuída, de 65,9pF, o condensador Ce deverá ter o valor de

$$C_e = C_t - C_d = 75,03 - 65,9 = 9,13 \text{pF}$$

Refazendo os cálculos da frequência de ressonância para o valor da indutância de 2,27μH teremos o valor de

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 \times 2,27 \times 10^{-6} \times (13,33 \times 10^6)^2} = 62,89 \text{pF}$$

Efectuando o mesmo raciocínio que anteriormente estabelecido para a determinação de Ce teremos

$$C_e = C_t - C_d = 75,03 - 62,89 = 12,14 \text{pF}$$

Verificamos que temos gama de ajuste do condensador Ce para qualquer dos valores, medido e calculado.

Cálculo da resistência da bobina emissora

$$\text{Raio } r = 0,4 \text{ m} \Rightarrow d = 0,8 \text{ m}$$

$$Pe = 2 \times \pi \times r = 2 \times \pi \times 0,4 = 2,51 \text{ m}$$

$$Se = \text{Espessura} \times d = 1 \times 11 = 11 \text{ mm}^2$$

$$R_e = \rho \frac{l}{Se} = 0,017 \left[\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}} \right] \times \frac{2,51}{11} = 0,0039 \Omega$$

O valor resistivo efectivamente medido foi de 1,2 Ω resultante das resistências de contacto e de soldadura.

Cálculo do factor de qualidade da bobine emissora

Para o valor de L medido

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{1,2} \sqrt{\frac{1,9 \times 10^{-6}}{115,9 \times 10^{-12}}} = 106,70$$

Para o valor de L calculado

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{1,2} \sqrt{\frac{2,27 \times 10^{-6}}{115,9 \times 10^{-12}}} = 116,63$$

Cálculo da largura de banda

Para o valor de L medido

$$\Delta f = \frac{R}{2 \times \pi \times L} = \frac{1,2}{2 \times \pi \times 1,9 \times 10^{-6}} = 100,52 \text{ kHz}$$

Para o valor de L calculado

$$\Delta f = \frac{R}{2 \times \pi \times L} = \frac{1,2}{2 \times \pi \times 2,27 \times 10^{-6}} = 84,14 \text{kHz}$$

3.3.2 – Cálculos referentes à bobina receptora

Cálculo da indutância

Como para que haja o máximo de transferência de energia ambos os circuitos tanque, emissor e receptor devem estar sintonizados para a mesma frequência

$$f_e = f_r$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

logo

$$L_e C_e = L_r C_r$$

Como o condensador variável C_r , que estava disponível, varia a sua capacidade entre 5 e 250pF, foi assumido o valor intermédio de 125pF

Os cálculos a seguir indicados são referidos para os dois valores do circuito tanque emissor, (valor medido 1,9μH/75,03pF e calculado 2,27μH/62,89pF)

$$1,9 \times 10^{-6} \times 75,03 \times 10^{-12} = L_r \times 125 \times 10^{-12}$$

$$L_r = \frac{1,9 \times 10^{-6} \times 75,03 \times 10^{-12}}{125 \times 10^{-12}} = 1,14 \mu H$$

Para o par de valores (medidos) do circuito tanque emissor, a bobina receptora deverá ter um valor de 1,14μH.

Utilizando agora os valores calculados teremos:

$$2,27 \times 10^{-6} \times 62,89 \times 10^{-12} = L_r \times 125 \times 10^{-12}$$

$$L_r = \frac{2,27 \times 10^{-6} \times 62,89 \times 10^{-12}}{125 \times 10^{-12}} = 1,142 \mu H$$

Para ambas as situações de valores medidos e calculados o valor encontrado é muito próximo e igual a 1,14μH.

Na produção desta bobina, valor de indutância conseguido foi de uma bobina com uma indutância de 1,2μH, valor medido, mas com um valor calculado de 1,34μH conforme se segue, continuando a usar a fórmula de Wheeler

$$L = 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{\pi r^2 N^2}{(l + 0,9r)}$$

$$L_r = 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{\pi \times 0,15^2 \times 2^2}{(0,13 + 0,9 \times 0,15)} = 1,34 \mu H$$

O valor da capacidade distribuída correspondente a esta bobina foi de

$$C = \left(11,26 \times l + 16r + 76,4 \times \sqrt{\frac{r^3}{l}} \right) \times 10^{-12}$$

$$C_{rd} = \left(11,26 \times 0,13 + 16 \times 0,15 + 76,4 \times \sqrt{\frac{0,15^3}{0,13}} \right) \times 10^{-12} = 16,2 pF$$

Continuando a seguir a metodologia anterior, o valor da capacidade a ter em consideração resulta da soma da capacidade intermédia com a capacidade distribuída, teremos

$$C_{rt} = C_r + C_{rd} = 125 + 16,2 = 141,2 pF$$

A gama de frequências a que correspondem estes valores está compreendida entre os valores

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{1,2 \times 10^{-6} \times 141,2 \times 10^{-12}}} = 12,23 MHz$$

a

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{1,34 \times 10^{-6} \times 141,2 \times 10^{-12}}} = 11,57 MHz$$

Uma vez que os cálculos efectuados na determinação das frequências de ressonância resultam de fórmulas teóricas, serão agora refeitos utilizando expressões práticas e determinando também os possíveis desvios entre eles.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R_L^2 C}{L}}$$

Para aplicação desta fórmula é necessário a determinação da resistência R respeitante à bobina emissora e receptora.

Determinação da resistência da bobina receptora

$$\text{Raio } r = 0,15 \text{ m} \Rightarrow d = 0,30 \text{ m}$$

$$Pr = 2 \times \pi \times r = 2 \times \pi \times 0,15 = 0,94 \text{ m}$$

$$Sr = \text{espessura} \times d = 1 \times 11 = 11 \text{ mm}^2$$

$$R_r = \rho \frac{l}{Sr} = 0,017 \left[\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}} \right] \times \frac{0,94}{11} = 0,0015 \Omega$$

Também neste caso valor resistivo medido foi de 1,2 Ω resultante, tal como o anterior de resistências de contacto e de soldadura.

Confirmação das frequências de ressonância do circuito receptor

Para o L_r medido de 1,2 μH e C_r de 75,03 pF

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R_L^2 C}{L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,2 \times 10^{-6} \times 75,03 \times 10^{-12}}} \times \sqrt{1 - \frac{1,2^2 \times 75,03 \times 10^{-12}}{1,2 \times 10^{-6}}} = 16,77 \text{ MHz}$$

Para o L_r calculado de 1,34 μH e C_r de 62,89 pF

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R_L^2 C}{L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,34 \times 10^{-6} \times 62,89 \times 10^{-12}}} \times \sqrt{1 - \frac{1,2^2 \times 62,89 \times 10^{-12}}{1,34 \times 10^{-6}}} = 17,34 \text{ MHz}$$

Cálculo do factor de qualidade

Bobina receptora

Para o valor de L medido

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{1,2} \sqrt{\frac{1,2 \times 10^{-6}}{75,03 \times 10^{-12}}} = 105,39$$

Para o valor de L calculado

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{1,2} \sqrt{\frac{1,34 \times 10^{-6}}{62,89 \times 10^{-12}}} = 121,64$$

Cálculo da largura de banda

Para o valor de L medido

$$\Delta f = \frac{R}{2 \times \pi \times L} = \frac{1,2}{2 \times \pi \times 1,2 \times 10^{-6}} = 159154,94 Hz$$

Para o valor de L calculado

$$\Delta f = \frac{R}{2 \times \pi \times L} = \frac{1,2}{2 \times \pi \times 1,34 \times 10^{-6}} = 142526,81 Hz$$

O valor da discrepância é originado nas diferenças das indutâncias, medida e calculada.

3.3.3 - Determinação da indutância mútua

O comportamento dos circuitos ressonantes é altamente influenciado pelo coeficiente de acoplamento k , entre as bobinas emissora e receptora. A indutância mútua é determinada através da seguinte expressão

$$M = k \sqrt{L_e L_r}$$

Em que M representa a indutância mútua, k é o coeficiente de acoplamento e L_e e L_r são respectivamente as indutâncias das bobinas emisoras e receptora. Os dois circuitos são geralmente sintonizados para a mesma frequência f_0 , assumindo-se que esta frequência é a de ressonância do secundário quando se consideram os dois circuitos isolados ou seja quando não há acoplamento magnético entre eles. Nesta situação em particular, quer M quer k seriam zero. Contudo quando k é maior que zero, a análise matemática mostra que os dois circuitos quando ligados magneticamente podem admitir duas frequências de ressonância f_1 e f_2 dadas pelas seguintes expressões:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}}$$

e

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}$$

Verifica-se nos transformadores que se a impedância do secundário for indutiva vai-se reflectir no primário como capacitiva sendo o inverso também verdadeiro. A particularidade é que se a impedância do primário for resistiva será reflectida no secundário como resistiva também.

Durante os ensaios realizados aos dois circuitos tanque, emissor e receptor verificou-se que havia dois máximos em torno da frequência dos 8,75MHz e dos 15,16MHz. Estes valores permitem a determinação de um k de 0,5. Assumindo este valor como correcto, permite a determinação do M do seguinte modo:

$$M = k \sqrt{L_e L_r}$$

$$M = 0,5 \sqrt{1,9 \times 10^{-6} \times 1,2 \times 10^{-6}} = 755 nH$$

Capítulo 4 – Funcionamento e Cálculos Globais do Sistema

Resumo: É efectuada uma explicação do funcionamento global do sistema, referindo-se o tipo de oscilador, de placa sintonizada, assim como os circuitos adjacentes desde a fonte de alimentação de alta tensão ao circuito de realimentação. A explicação é suportada pelos esquemas de polarização e de funcionamento dinâmico.

O circuito receptor, tem como referência o circuito tanque isolado que permite a amplificação do campo magnético emitido e a bobina de ligação à carga. São adicionalmente apresentados os cálculos referentes ao projecto.

Capítulo 4 - Funcionamento e cálculos globais do sistema

4.1 - Circuito emissor

O oscilador usado na unidade emissora é de placa sintonizada. Como em qualquer oscilador a realimentação tem que ser positiva.

Uma vez ligada a fonte de alimentação de corrente contínua, HVR01 cuja tensão contínua de saída é de 4,5kV, começa a fluir a corrente eléctrica através do tríodo V01 do tipo ITL 5-1 (Anexo 1). Como a corrente não pode crescer abruptamente através da indutância L01, e uma vez que há uma tensão constante aplicada ao circuito, existirá uma corrente que começa a carregar o condensador C06. À medida que o condensador carrega vai diminuindo a sua corrente de carga, aumentando a corrente na indutância L01. Existe um ponto de funcionamento em que a corrente através da indutância é máxima, sendo nesta altura mínima a corrente no condensador.

O circuito de realimentação é efectuado pelas oscilações da tensão de placa em torno da sua tensão fixa de polarização. Essa variação é transmitida ao circuito de grelha através da capacidade placa-grelha. Este processo decorre de forma que o condensador C03 carregue em cada meio ciclo positivo, mas não descarregue no meio ciclo negativo. A constante de tempo deste circuito é

$$\tau = R \times C = 3 \times 470 \times 2,3 \times 10^{-9} = 3,24 \times 10^{-6} \text{ seg}$$

A bobina L02 é ajustável para que a corrente de grelha não exceda 200mA, na banda de frequência de trabalho de 8 a 14MHz. Esta bobina teve que ser alterada aumentando o valor da indutância, segundo instruções do fabricante.

Com tensões de polarização perto do zero, a válvula tem alta transcondutância o que implica baixa resistência interna, com estas condições as oscilações são altamente amplificadas. À medida que se verifica o aumento da polarização o ganho vai diminuindo até que se atinge o ponto de estabilidade de amplitude.

A indutância D01 tem por função evitar que a componente alternada passe para a fonte de alimentação contínua, devendo para tal ter uma impedância extremamente elevada. O circuito ressonante, constituído por L01 e C06, não está ligado à alta tensão por acção de C05 que bloqueia a corrente contínua, permitindo somente a passagem da componente alternada.

A frequência de trabalho de um oscilador de placa sintonizada não é exactamente igual à frequência de ressonância do circuito sintonizado, essencialmente devido às capacidades entre os diferentes elementos que constituem o tríodo.

Na figura 4.1, encontra-se o esquema dinâmico do circuito emissor, onde a fonte de alta tensão foi curto-circuitada para estudo dinâmico.

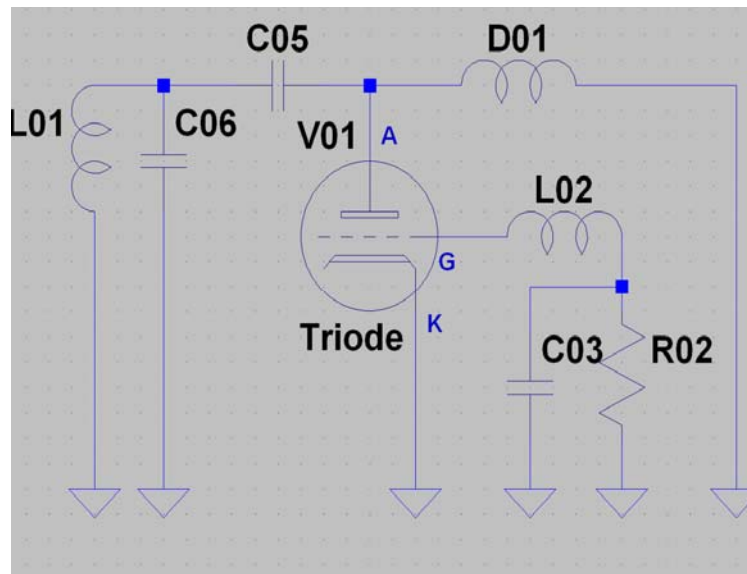


Figura 4.1 – Esquema de funcionamento dinâmico do emissor

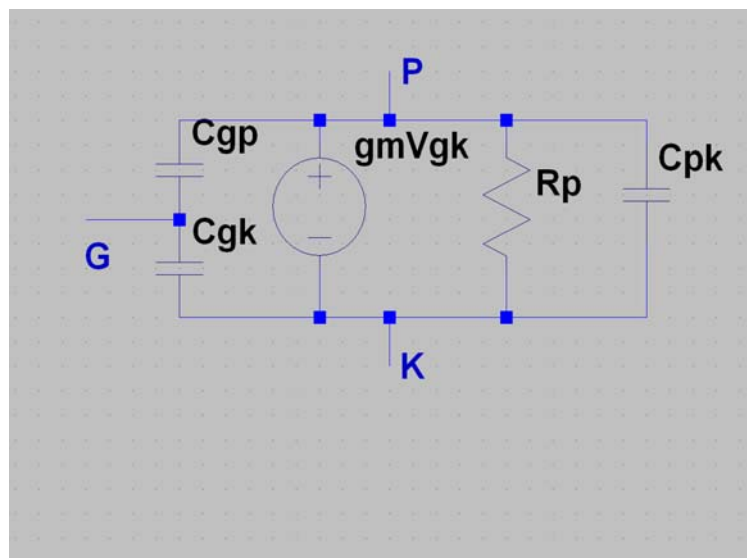


Figura 4.2 – Modelo do tríodo

Na figura 4.2 encontra-se o modelo dinâmico de um tríodo. As capacidades C_{gp} , e C_{gk} são respectivamente as capacidades entre grelha e placa ou ânodo e grelha e cátodo. A fonte de tensão representada por $g_m \times V_{gk}$ dá-nos o valor da tensão de placa em função da tensão aplicada à grelha e da transcondutância do tríodo. A resistência R_p , representa a resistência interna entre cátodo e placa e por fim a capacidade C_{pk} representa a capacidade existente entre o cátodo e a placa. Os valores das capacidades e da transcondutância são fornecidos pelo fabricante, o valor da resistência interna é um valor dinâmico que pode ser calculado directamente pela lei de ohm uma vez que depende do ponto de funcionamento do componente.

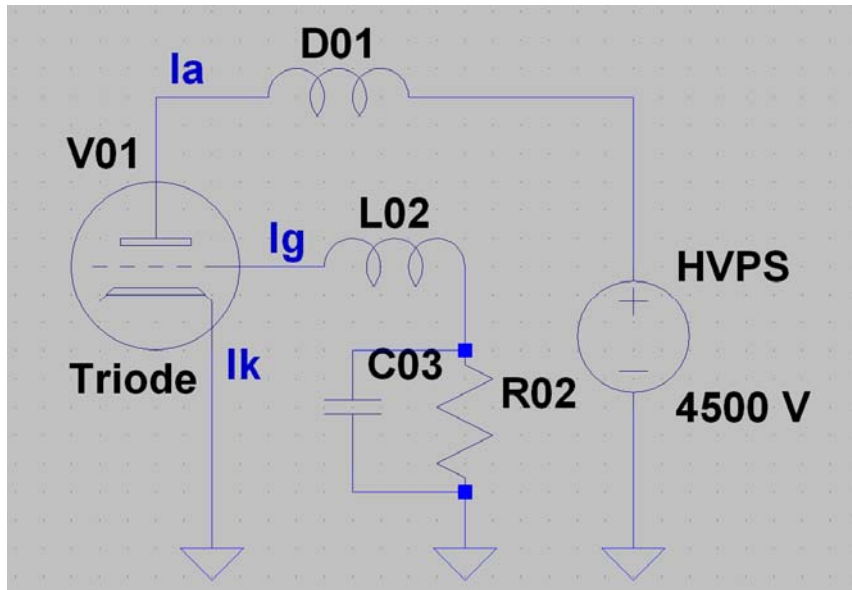


Figura 4.3 – Esquema de funcionamento completo do emissor

O circuito de polarização encontra-se representado na figura 4.3 funcionam exclusivamente em corrente contínua. Os valores de corrente de placa e de grelha lidos directamente nos miliamperímetros intercalados nos respectivos circuitos, deram-nos os seguintes valores:

$$I_g = 170mA$$

$$I_p = 800mA$$

Como o valor óhmico de L02 é muito pequeno comparado ao valor de R02, será só este valor juntamente com o valor da resistência de grelha a ser tido em conta para os cálculos apresentados. Deste modo o valor de R02 é de 1410Ω, pela aplicação directa da lei de Ohm teremos

$$V = R_{02} \times I_g = 1410 \times 0,17 = 239,7V$$

Se confrontarmos este valor com o que podemos extrair das características da tensão de placa versus tensão de grelha, com corrente de placa constante, verificamos que o valor está muito próximo.

Por outro lado podemos também verificar que a transcondutância não está muito desviada da informação constante nos dados técnicos do fabricante, isto porque

$$g_m = \frac{V_p}{V_g} = \frac{4500}{239,7} = 18,77mA/V$$

O valor de catálogo é de $23mA/V$, mas para uma tensão de 4000V e uma corrente de placa de 4A. Em termos de polarização de placa ou ânodo teremos uma tensão fixa de 4500V para uma corrente de 0,8mA, esta situação implica uma resistência interna de $5,6k\Omega$. Este valor é perfeitamente normal dado que deverá sempre ser um valor elevado e em especial neste tipo de válvulas de potência, tal como se poderá inferir do modelo do tríodo figura 4.2. A resistência ôhmica de D01 é muito pequena pelo que o erro cometido desprezando-a é insignificante. No funcionamento dinâmico e uma vez iniciado o processo de arranque do oscilador, a corrente interna dentro do circuito tanque, constituído pelo condensador C06 e indutância L01, vai aumentando assim como a sua frequência de oscilação, aproximando-se da frequência de ressonância. Na medida em que aumenta a corrente interior ao circuito tanque, diminui a corrente no exterior porque a sua impedância é máxima. A frequência de ressonância é sempre dada pelos valores de L01 e de C06 considerando o emissor a trabalhar em vazio. Como anteriormente referido a constante de tempo é de $3,24\mu s$. As frequências de trabalho são de 8 a 14MHz logo com períodos compreendidos entre 125ns e 71ns. Como as frequências têm um período inferior ao valor da constante de tempo o condensador não chega a descarregar nos semi-períodos negativos. Aos terminais da grelha existirá uma componente contínua, de polarização e uma componente alternada de realimentação. O gráfico de características fornecido pelo fabricante que nos mostra a tensão de ânodo em função da tensão de grelha para os diferentes valores de corrente de placa (anexo 1) podemos verificar que para uma tensão de ânodo de 4,5kV e uma corrente de placa de $0,8mA$ deveremos ter uma tensão de grelha na ordem de $230V$. Verifica-se que o valor de tensão mais elevado ocorre para uma frequência de 15,12MHz e que para uma frequência de 15,02MHz e de 14,78MHz existe uma queda de tensão de 0,5kV em relação ao valor mais elevado. Optou-se pelo ponto de sintonia de 15,12MHz uma vez que mostrou o valor de tensão mais elevado, embora fora do valor inicial que o fabricante indicava. Foi tentado ainda alterar ligeiramente o valor da indutância de L01 sem que houvesse uma alteração significativa.

4.2 - Circuito receptor

Este circuito, começou por ser desenhado como um circuito tanque sintonizado para a mesma frequência do emissor. Tiveram que ser efectuadas diversas indutâncias para que se conseguisse uma sintonia tão perto do desejável quanto possível, uma vez que estávamos sujeitos ao condensador existente.

Uma vez conseguido um ponto de funcionamento perto do ponto desejável, foi efectuada a sua pré-sintonia.

Foi tentada a implementação de um circuito rectificador, de onda completa, para que se obtivesse a corrente contínua desejada. Por acção do forte campo magnético produzido, todo o circuito foi influenciado, havendo sobreposição da componente alterna de tal modo que foi impossível, por qualquer acção de filtragem fazer a separação das duas componentes.

Como adiante será referido, esta situação constitui uma das limitações do sistema implementado.

4.3 – Cálculos globais do sistema

Os pressupostos tidos para os cálculos da globalidade do sistema, são os seguintes:

- 1 – O sistema implementado baseia-se em acoplamento ressonante magnético, com campos de proximidade (near field), o que implica que a intensidade do campo magnético diminui com o quadrado da distância [10]
- 2 – A energia perdida por radiação é muito pequena [11].
- 3 – Existe uma relação entre a dimensão do elemento emissor e a distância ao receptor.

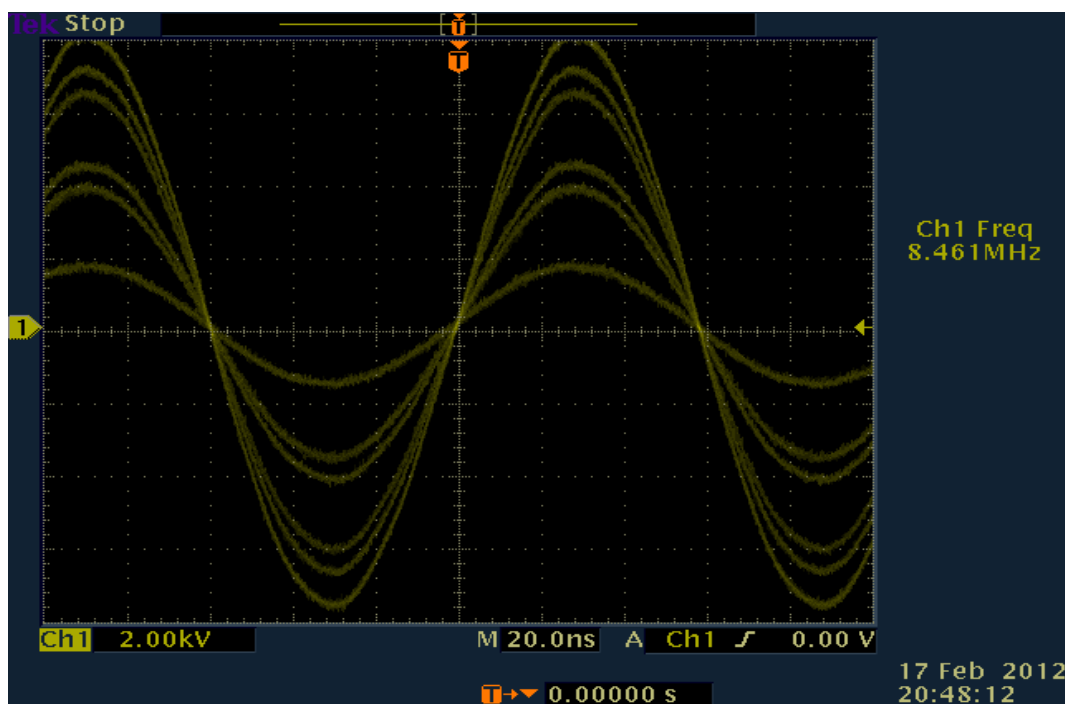


Figura 4.4 - Imagem do sinal de tensão aos terminais do circuito tanque emissor:

Da figura 4.4 retiramos os seguintes dados:

Frequência de emissão 8,461MHz

Tensão de pico 2kV

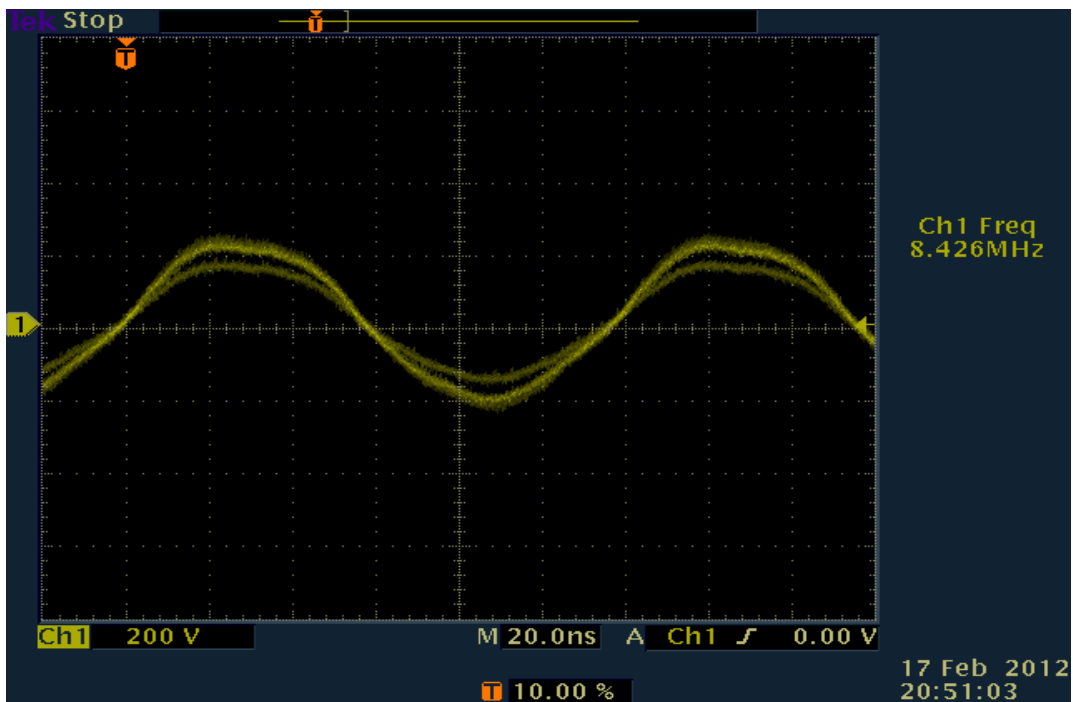


Figura 4.5 - Imagem do sinal de tensão aos terminais do circuito tanque receptor

Da figura 4.5 retiramos os seguintes dados:

Frequência de recepção 8,426MHz

Tensão de pico 200V

Dos valores recolhidos destas duas imagens podemos efectuar os seguintes cálculos:

$$\text{Razão de transformação: } \frac{V_e}{V_r} = \frac{2000}{200} = 10$$

Determinação do valor da resistência paralelo da bobina do circuito receptor

Para a frequência de recepção

$$R_{par} = 2 \times \pi \times f_r \times L \times Q = 2 \times \pi \times 8,426 \times 10^6 \times 1,2 \times 10^{-6} \times 105,39 = 6,695 k\Omega$$

Para a frequência de emissão

$$R_{par} = 2 \times \pi \times f_r \times L \times Q = 2 \times \pi \times 8,461 \times 10^6 \times 1,2 \times 10^{-6} \times 105,39 = 6,723 k\Omega$$

Determinação do valor da resistência paralelo da bobina do circuito emissor

Para a frequência de emissão

$$R_{par} = 2 \times \pi \times f_r \times L \times Q = 2 \times \pi \times 8,461 \times 10^6 \times 1,9 \times 10^{-6} \times 106,7 = 10,777 k\Omega$$

Para a frequência de recepção

$$R_{par} = 2 \times \pi \times f_r \times L \times Q = 2 \times \pi \times 8,426 \times 10^6 \times 1,9 \times 10^{-6} \times 106,7 = 10,732 k\Omega$$

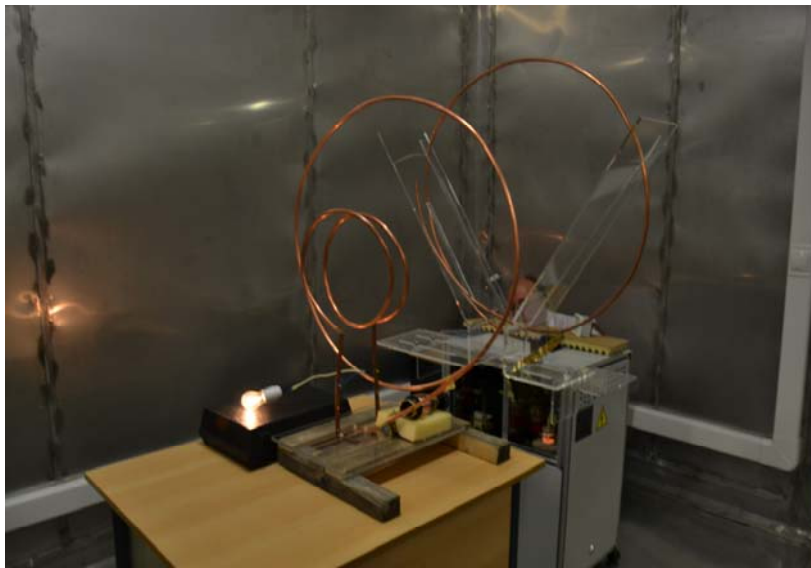


Figura 4.6 – Imagem em que se visualiza a lâmpada, como carga, acesa

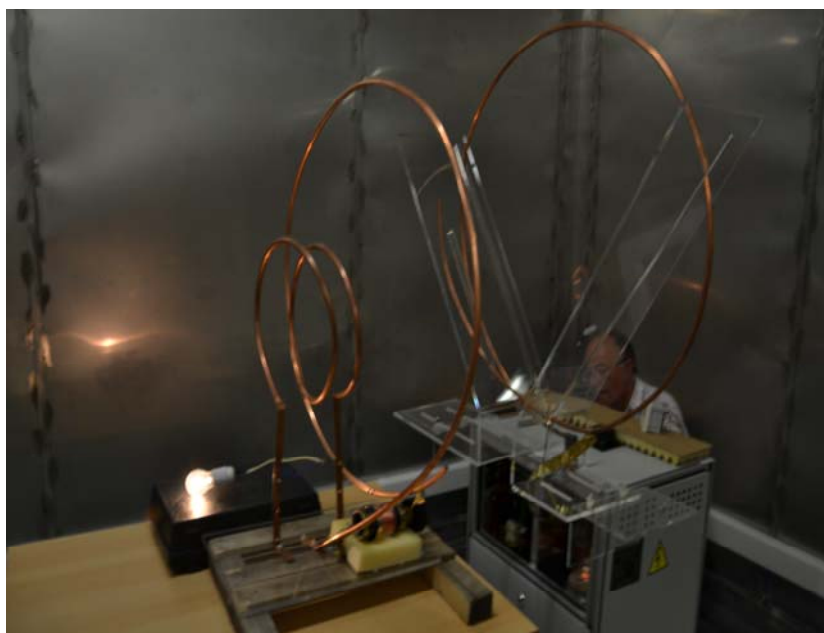


Figura 4.7 – A imagem de conjunto anterior, mas obtida de um outro ângulo.

Carga no receptor: lâmpada de incandescência de 40W

$$\text{Valor eficaz da tensão: } V_{er} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{200}{\sqrt{2}} = 141,4V$$

$$\text{Corrente na carga: } I_r = \frac{P}{V_r} = \frac{40}{141,4} = 0,283A$$

$$\text{Valor resistivo da carga: } R = \frac{V}{I} = \frac{141,4}{0,283} = 499,65\Omega$$

Resistência de placa obtida com base nos dados do fabricante

$$V_p = 6,8kV \Rightarrow I_p = 2,5A \Rightarrow R_p = \frac{6,8 \times 10^3}{2,5} = 2,7k\Omega$$

$$V_p = 5,5kV \Rightarrow I_p = 2,3A \Rightarrow R_p = \frac{5,5 \times 10^3}{2,3} = 2,4k\Omega$$

Valor médio: $R_p = 2,55k\Omega$

Considerando o valor da resistência paralelo do circuito tanque receptor, constituído pelo paralelo formado pela resistência de carga e resistência paralela da bobina deste circuito, para este cálculo é assumido o valor médio dos valores para as duas frequências dado que a sua diferença é muito pequena, logo o erro é mínimo.

$$R_{tpa} = \frac{R_c \times R_{pa}}{R_c + R_{pa}} = \frac{499,65 \times 6709}{499,65 + 6709} = 465,02\Omega$$

Impedância do circuito receptor para a frequência de emissão:

Valor resistivo total do paralelo: $R_{tpa} = 465,02\Omega$

Valor de reactância indutiva: $X_L = 2\pi f L = 2 \times \pi \times 8,461 \times 10^6 \times 1,2 \times 10^{-6} = 63,79\Omega$

Valor da reactância capacitiva: $X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 8,461 \times 10^6 \times 141,2 \times 10^{-12}} = 133,22\Omega$

Valor da impedância: $\bar{Z} = R // jX_L - // jX_C = (30,51 + j113,73)\Omega$

Valor em módulo: $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{30,51^2 + 113,73^2} = 117,75\Omega$

Impedância do circuito receptor para a frequência de recepção:

Valor resistivo total do paralelo: $R_{tpa} = 465,02\Omega$

Valor de reactância indutiva: $X_L = 2\pi f L = 2 \times \pi \times 8,426 \times 10^6 \times 1,2 \times 10^{-6} = 63,53\Omega$

Valor da reactância capacitiva: $X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 8,426 \times 10^6 \times 141,2 \times 10^{-12}} = 133,77\Omega$

Valor da impedância: $\bar{Z} = R // jX_L // jX_C = (30,51 - j113,73)\Omega$

Valor em módulo: $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{30,51^2 + 133,77^2} = 117,76\Omega$

Os valores das impedâncias são praticamente coincidentes, dada a diferença mínima de frequências.

Impedância do circuito emissor para a frequência de emissão:

Este circuito é composto, conforme mostra a figura 4.8, pelo paralelo entre a bobina e condensador de ressonância, associado às capacidades entre grelha e cátodo, grelha e placa e resistência de placa.

Do catálogo do fabricante do tríodo (anexo 1) tiram-se os valores das capacidades grelha placa $C_{gp} = 21pF$ e $C_{gk} = 16pF$, a associação em série destes dois condensadores é equivalente a um condensador de $C_{eq} = 9,08pF$. Este condensador forma um paralelo com o condensador do circuito tanque com o valor de $C_{teq} = 124,98pF$.

É igualmente formado um paralelo entre as resistências de placa e resistência paralelo da bobina. Desta forma a resistência total do paralelo é de

$$R_{tpa} = \frac{R_{pl} \times R_{pa}}{R_{pl} + R_{pa}} = 2,06k\Omega$$

Embora seja um valor dinâmico, não oscilará de forma muito significativa em torno deste valor, principalmente porque estamos a trabalhar na zona linear da curva característica, não havendo por isso distorção significativa.

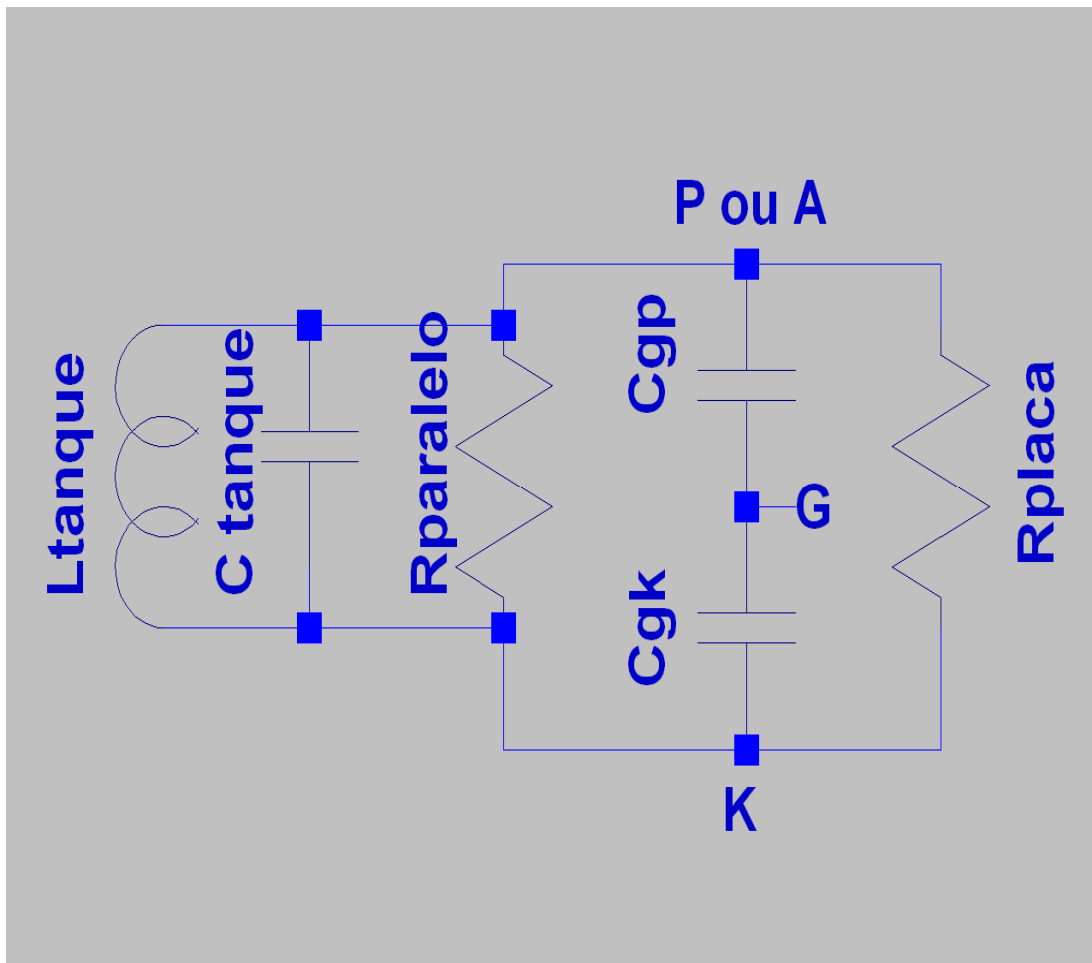


Figura 4.8 – Esquema global do circuito emissor

Impedância do circuito emissor à frequência de emissão

$$X_L = 2\pi \times f \times L = 2\pi \times 8,461 \times 10^6 \times 1,9 \times 10^{-6} = 101,01\Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi \times f \times C} = \frac{1}{2\pi \times 8,461 \times 10^{-6} \times 124,98 \times 10^{-12}} = 150,53\Omega$$

$$R_{tpa} = 2,06k\Omega$$

$$\bar{Z} = R_{tpa} // \bar{X}_L // \bar{X}_C = (43,59 + j296,63)\Omega$$

$$Z = \sqrt{43,59^2 + 296,63^2} = 299,82\Omega$$

Acoplamento entre as duas bobinas (Para uma distancia de 0,40m).

A equação que permite determinar o valor da indutância mútua pela aplicação da Lei de Biot-Savart, é a seguinte:

$$M = N_e^2 \mu_0 \pi \frac{R_r^4}{2D^3} = 21,35 \mu H$$

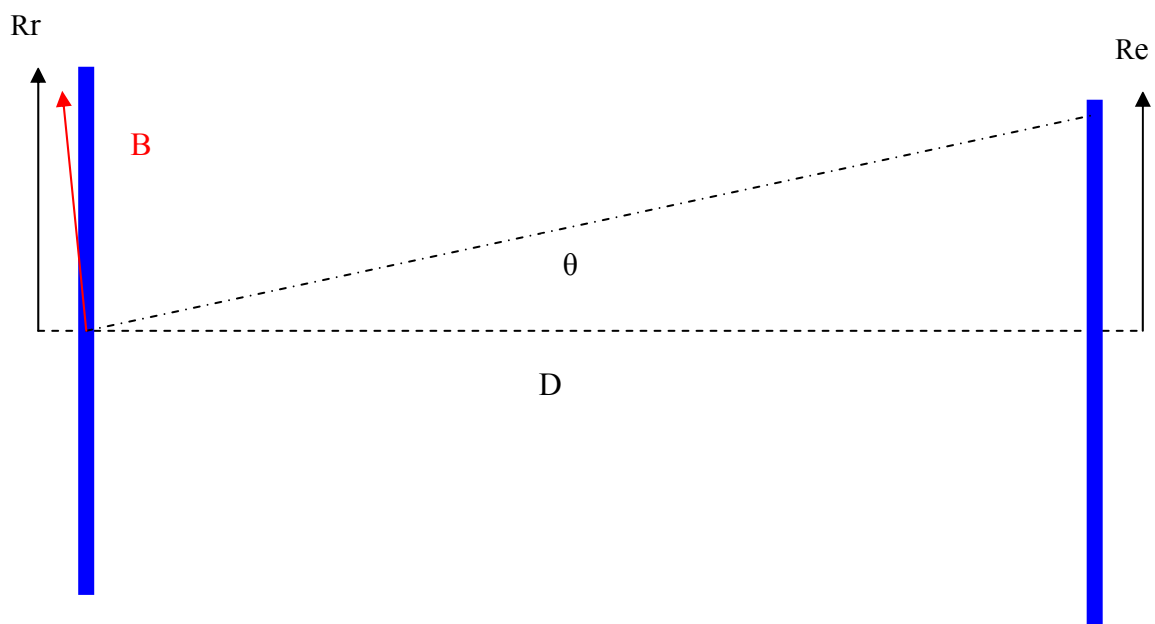


Figura 4.9 – Representação do campo magnético no centro da bobina receptora

Capítulo 5 – Resultados Obtidos e Simulações Efectuadas

Resumo: Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos, assim como das simulações efectuadas. É efectuado um estudo comparativo entre os valores calculados e os valores efectivamente medidos após construção dos componentes. As simulações referidas foram efectuadas na Universidade Técnica de Sónia.

Capítulo 5 – Resultados obtidos e simulações efectuadas

5.1 - Referentes à bobina emissora

Indutância L [μH]

Tabela 5.1 Comparação entre o valor da indutância Le medido e calculado

Calculado	Medido
2,27	1,9

Valor da capacidade distribuída

$$C_{de} = 65,9\text{pF}$$

Valor total da capacidade assumindo que o condensador variável está a meio do seu curso

$$C_{te} = C_e + C_{de} = 50\text{pF} + 65,9\text{pF} = 115,9\text{pF}$$

Nota 1: A capacidade distribuída é maior que a capacidade do condensador se estiver a meio curso. Este é um dos pontos a ter em atenção quando se está a efectuar um projecto que envolva bobinas feitas em tubo, neste caso de cobre.

Tabela 5.2 – Valores de Le e Ce em função das frequências

Frequência [MHz]	Pares de valores bobina-condensador
9,81	2,27 μH -115,9pF
10,73	1,9 μH -115,9pF

Valor óhmico (série) da bobina com resistências de contacto incluídas: $R=1,2\Omega$

Valor do Q da bobina em função da indutância L

Tabela 5.3 – Valores do Q para Le medido e calculado

L Medido	L Calculado
Q=106,7	Q=116,63

5.2 - Referentes à bobina receptora

Indutância L[μH]

Tabela 5.4 – Comparação do valor da indutância Lr medida e calculada

Calculado	Medido
1,34	1,2

Valor da capacidade distribuída

$$C_{de}=16,2\text{pF}$$

Valor total da capacidade assumindo que o condensador variável está a meio do seu curso

$$C_{te}=C_e + C_{de}=125\text{pF} + 16,2\text{pF} = 141,2\text{pF}$$

Tabela 5.5 – Valores de Lr e Cr em função das frequências

Frequência [MHz]	Pares de valores bobina-condensador
12,23	1,2μH-141,2pF
11,57	1,34μH-141,2pF

Valor óhmico (série) da bobina com resistências de contacto incluídas: $R=1,2\Omega$

Valor do Q da bobina em função da indutância L

Tabela 5.6 – Valores do Q para Lr medido e calculado

L Medido	L Calculado
Q=105,39	Q=121,64

5.3 – Cálculo de impedâncias

Impedância do circuito receptor para a frequência de recepção e de emissão:

Valor da impedância: $\bar{Z} = R // jX_L // jX_C = (30,51 - j113,73)\Omega$

Valor em módulo: $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{30,51^2 + 133,77^2} = 117,76\Omega$

Impedância do circuito emissor para a frequência de recepção e de emissão:

$$\bar{Z} = R_{ipa} // \bar{X}_L // \bar{X}_C = (43,59 + j296,63)\Omega$$

$$Z = \sqrt{43,59^2 + 296,63^2} = 299,82\Omega$$

Valor da indutância mútua para uma distância de 0,40m

$$M = 21,35\mu\text{H}$$

Valor da impedância característica:

Do receptor

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1,2 \times 10^{-6}}{141,2 \times 10^{-12}}} = 92,19$$

Do emissor

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1,9 \times 10^{-6}}{124,98 \times 10^{-12}}} = 123,29$$

5.4 – Simulações efectuadas

Simulação efectuada com o software Infolytica Corporation e realizado na Faculdade de Engenharia Electrotécnica da Universidade de Sófia, Bulgária. A informação mostrada é meramente indicadora.

Nos ensaios 1 e 2, foram assumidas as frequências indicadas, e as distâncias de 40 e 100cm. Em adicional foram também assumidas as seguintes condições:

- 1 – Ambos os circuitos tanques são iguais.
- 2 – O gerador fornece uma tensão sinusoidal pura e uma corrente eficaz de 1Ampere.
- 3 – A carga é resistiva pura e igual a 200Ω

Nos ensaios 3 e 4 foram assumidas as frequências indicadas, diferentes dos ensaios anteriores e mantiveram-se as distâncias de 40 e 100cm.

- 1 – Ambos os circuitos tanques são iguais.
- 2 – O gerador fornece uma tensão sinusoidal pura e uma corrente eficaz de 1Ampere.
- 3 – Não foi configurada nenhuma carga.

Ensaio 1: Distancia 40cm com as seguintes frequências 1 (8,2MHz); 2 (8,3MHz); 3 (8,4MHz); 4 (8,5MHz); 5 (8,6MHz); 6 (8,7MHz); e 7 (8,8MHz)

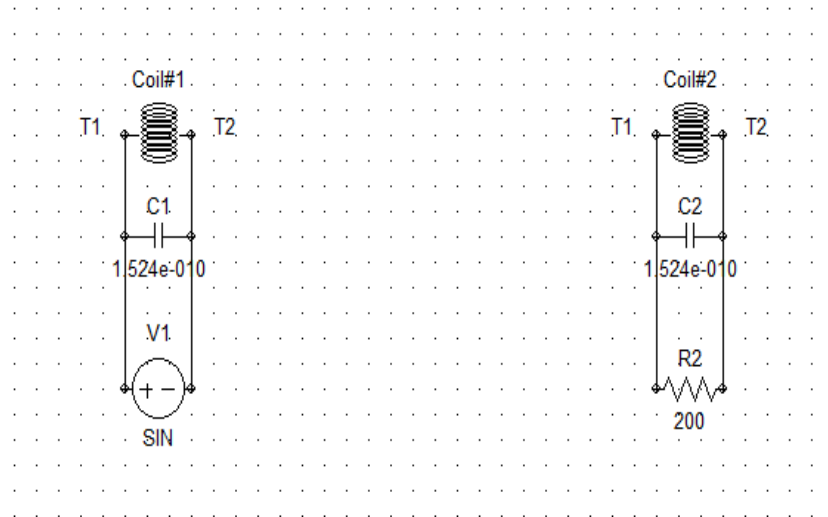


Figura 5.1 – Esquema do ensaio 1

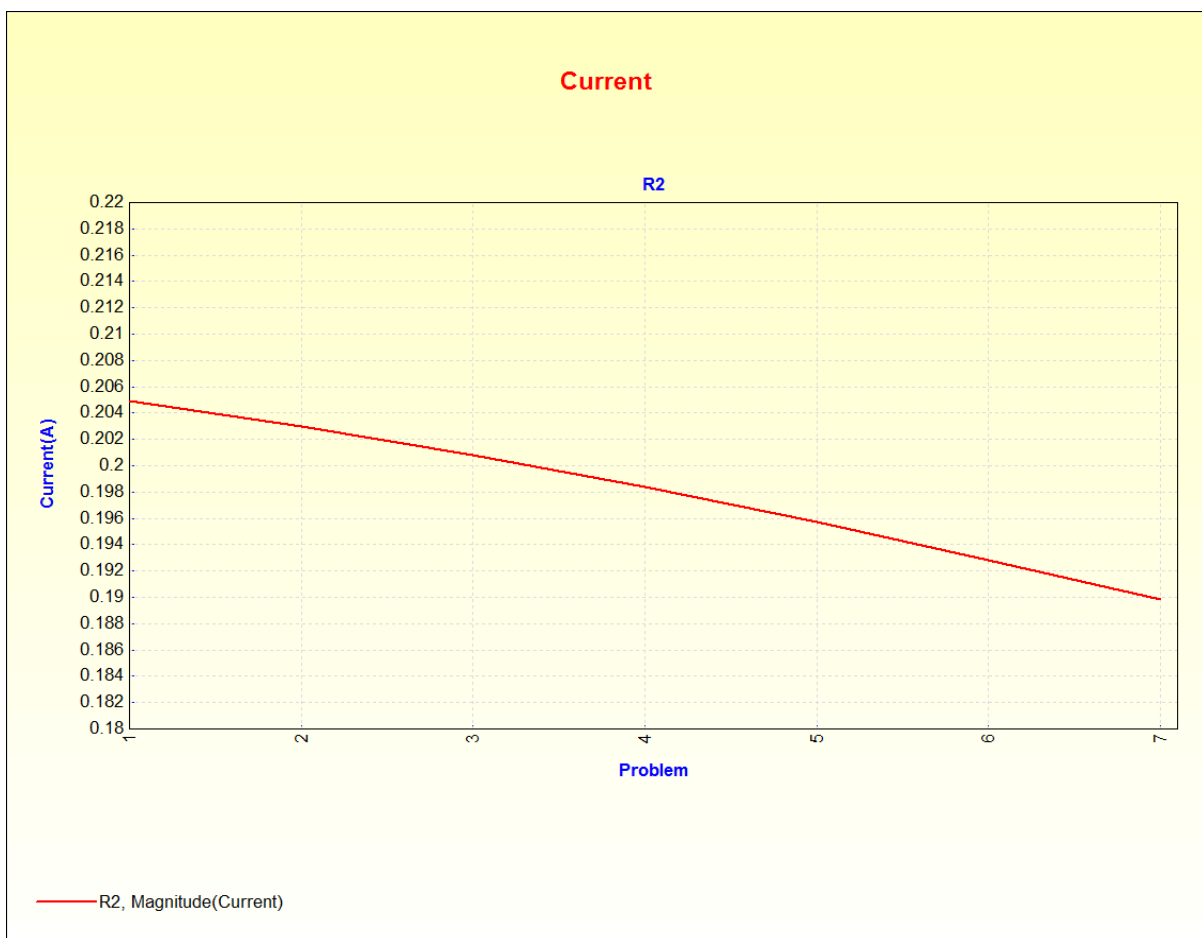


Figura 5.2 – Corrente em função das frequências (ensaio 1)

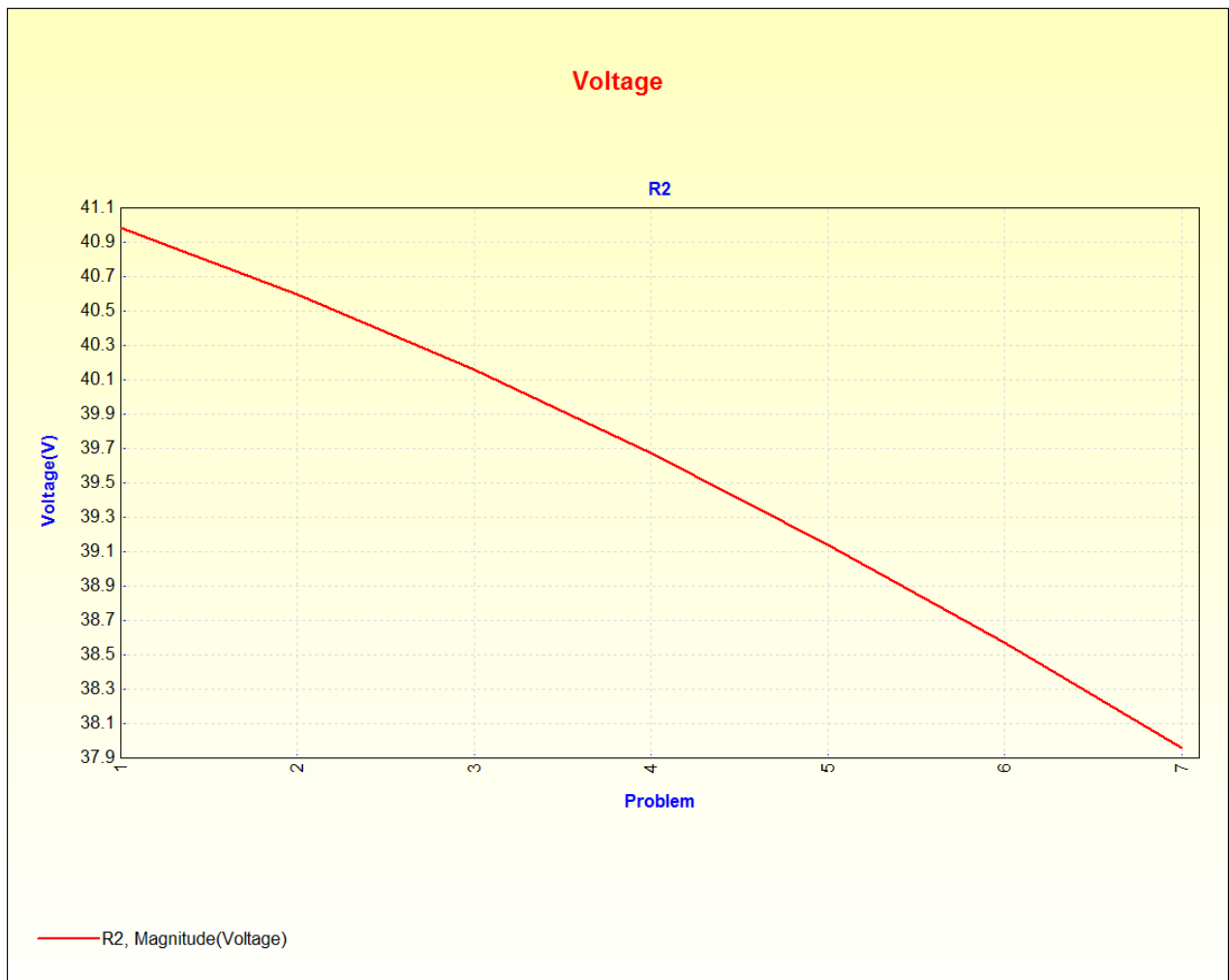


Figura 5.3 – Tensão em função das frequências (ensaio 1)

Ensaio 2: Distancia 100cm com as seguintes frequências 1 (8,2MHz); 2 (8,3MHz); 3 (8,4MHz); 4 (8,5MHz); 5 (8,6MHz); 6 (8,7MHz); e 7 (8,8MHz)

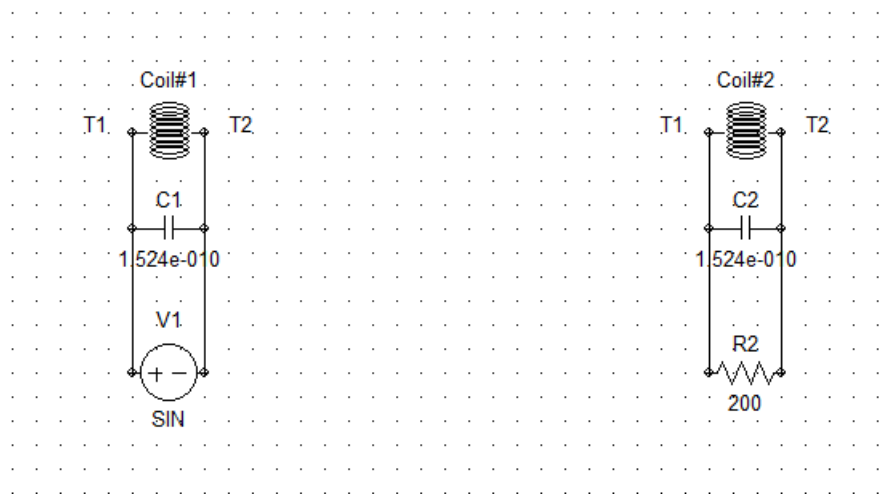


Figura 5.4 – Esquema do ensaio 2

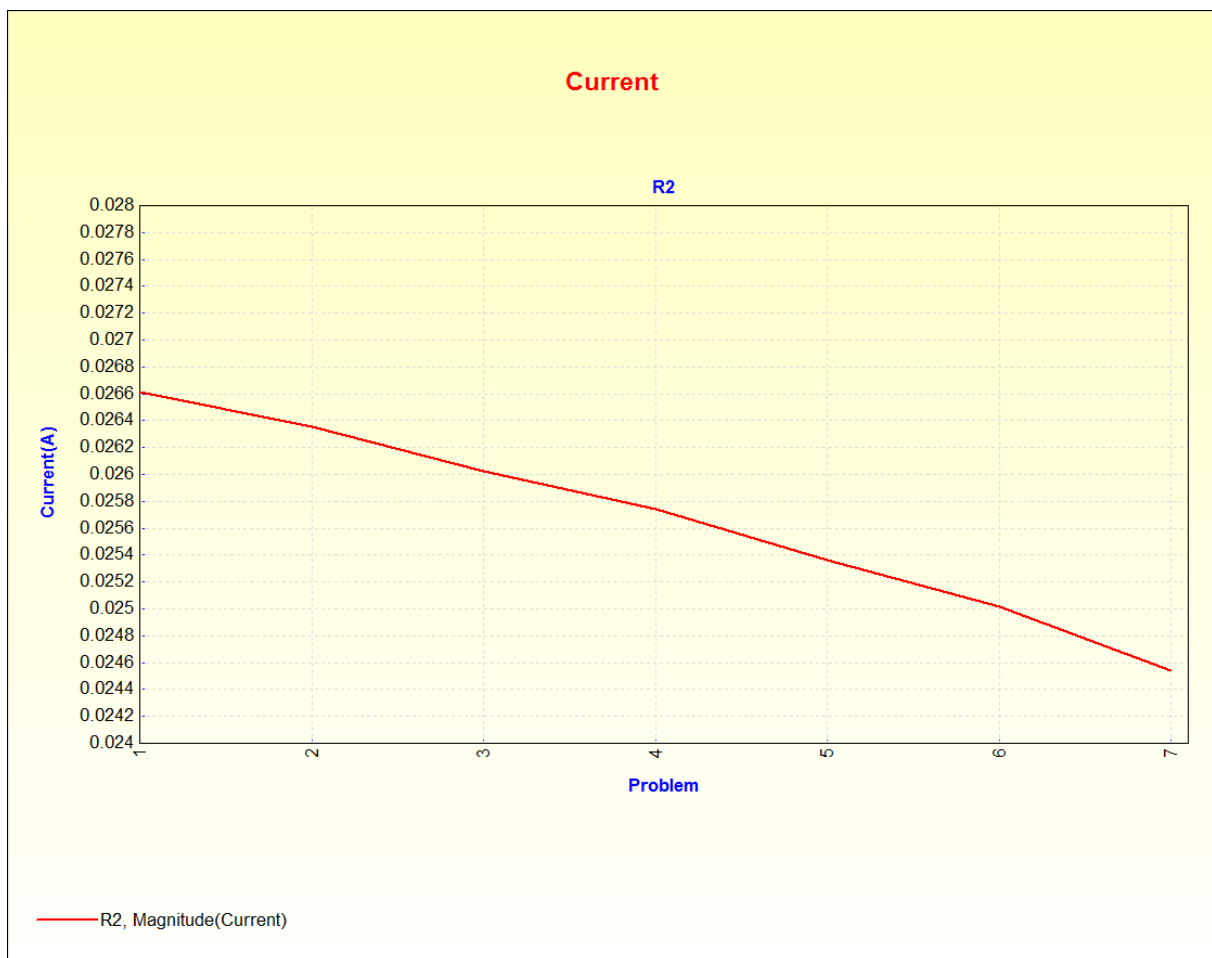


Figura 5.5 – Corrente em função das frequências (ensaio 2)

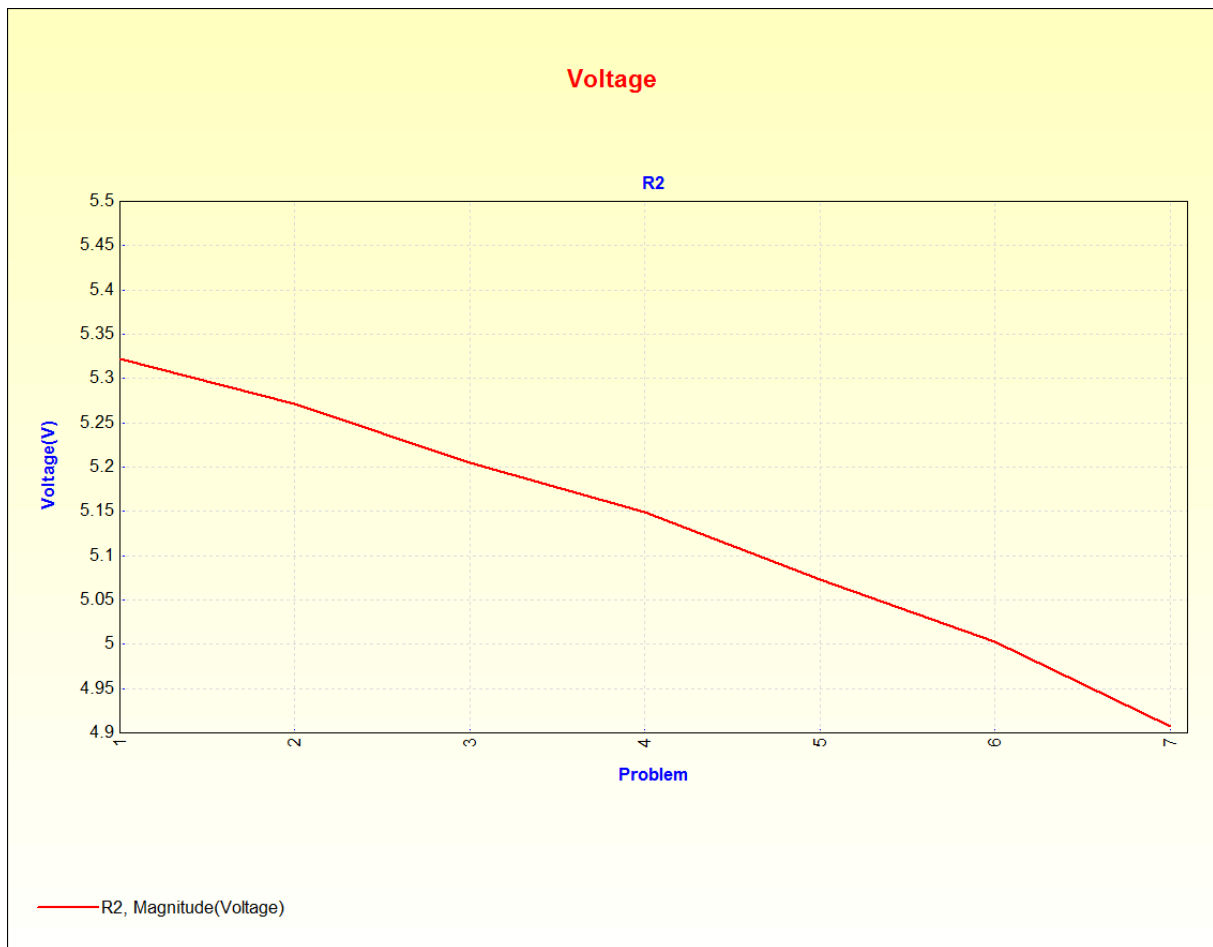


Figura 5.6 – Tensão em função das frequências (ensaio 2)

Ensaio 3

Distancia 40cm com as seguintes frequências 1 (8,5MHz); 2 (12MHz); 3 (13MHz); 4 (14MHz) e 5 (14,7MHz)

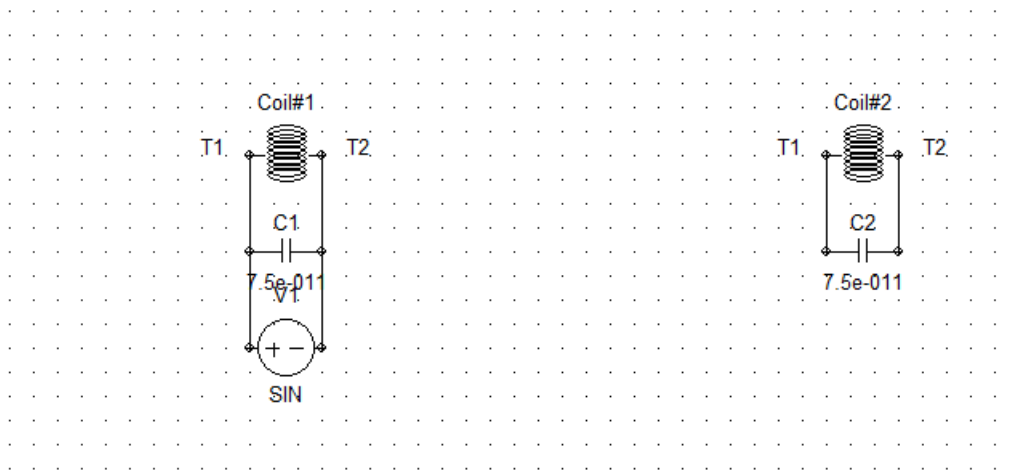


Figura 5.7 – Esquema do ensaio 3

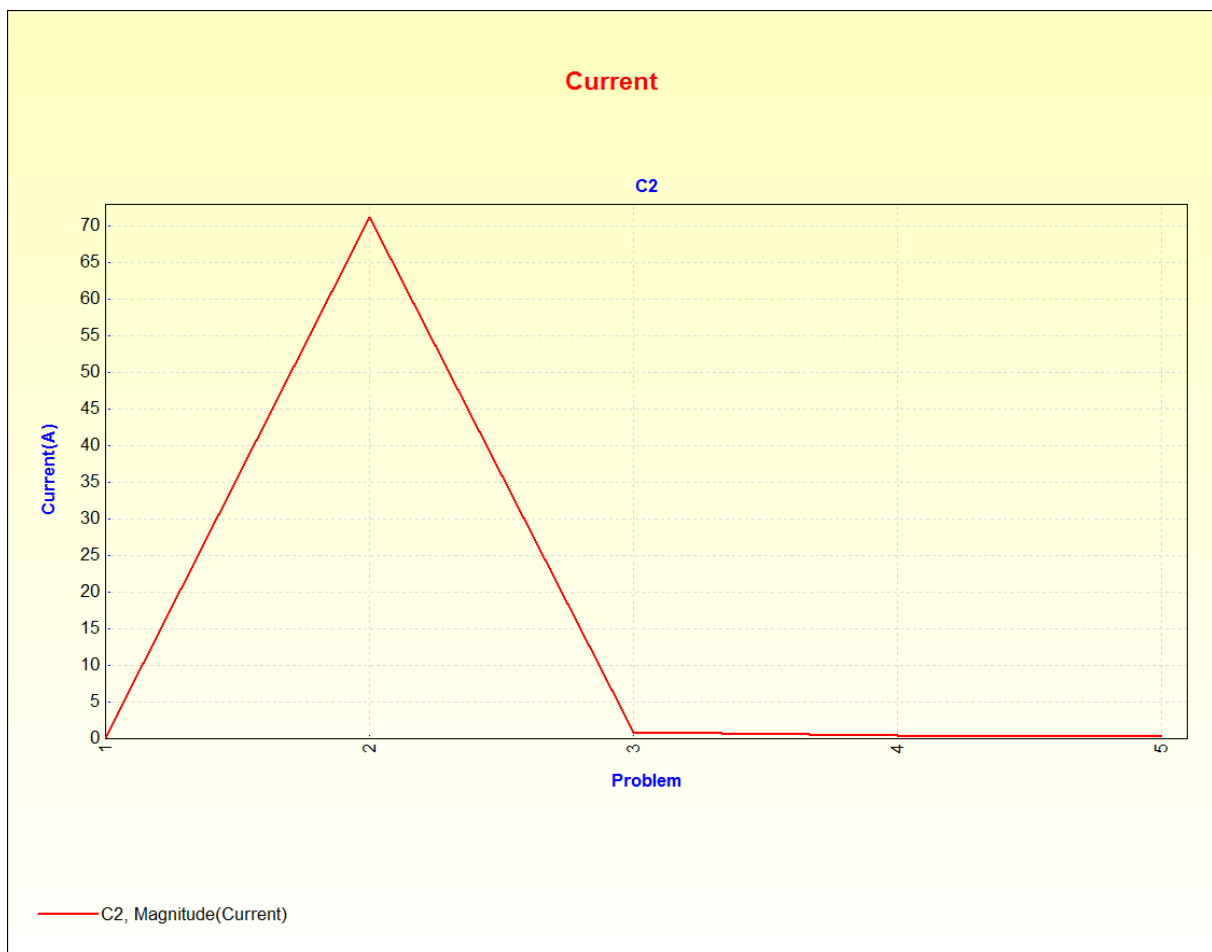


Figura 5.8 – Corrente em função das frequências (ensaio 3)

Ensaio 4

Distancia 100cm com as seguintes frequências 1 (8,5MHz); 2 (12MHz); 3 (13MHz); 4 (14MHz) e 5 (14,7MHz)

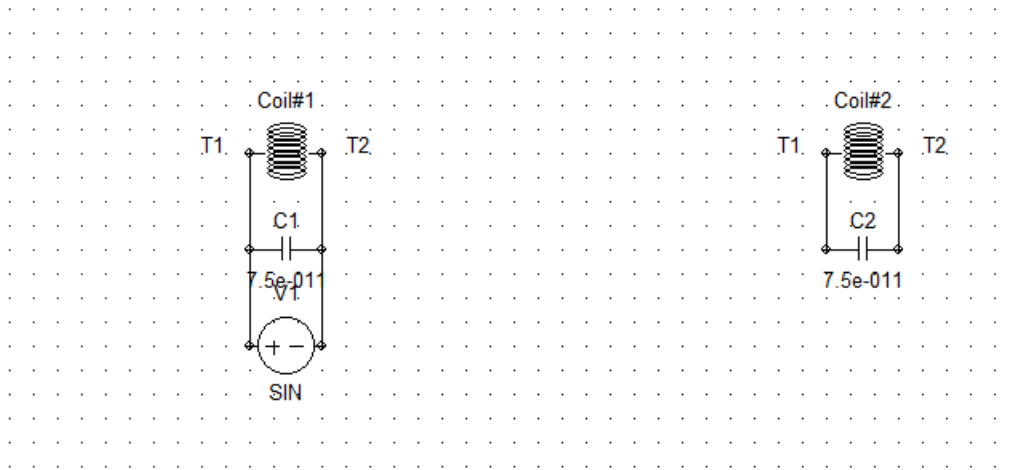


Figura 5.9 – Esquema do ensaio 4

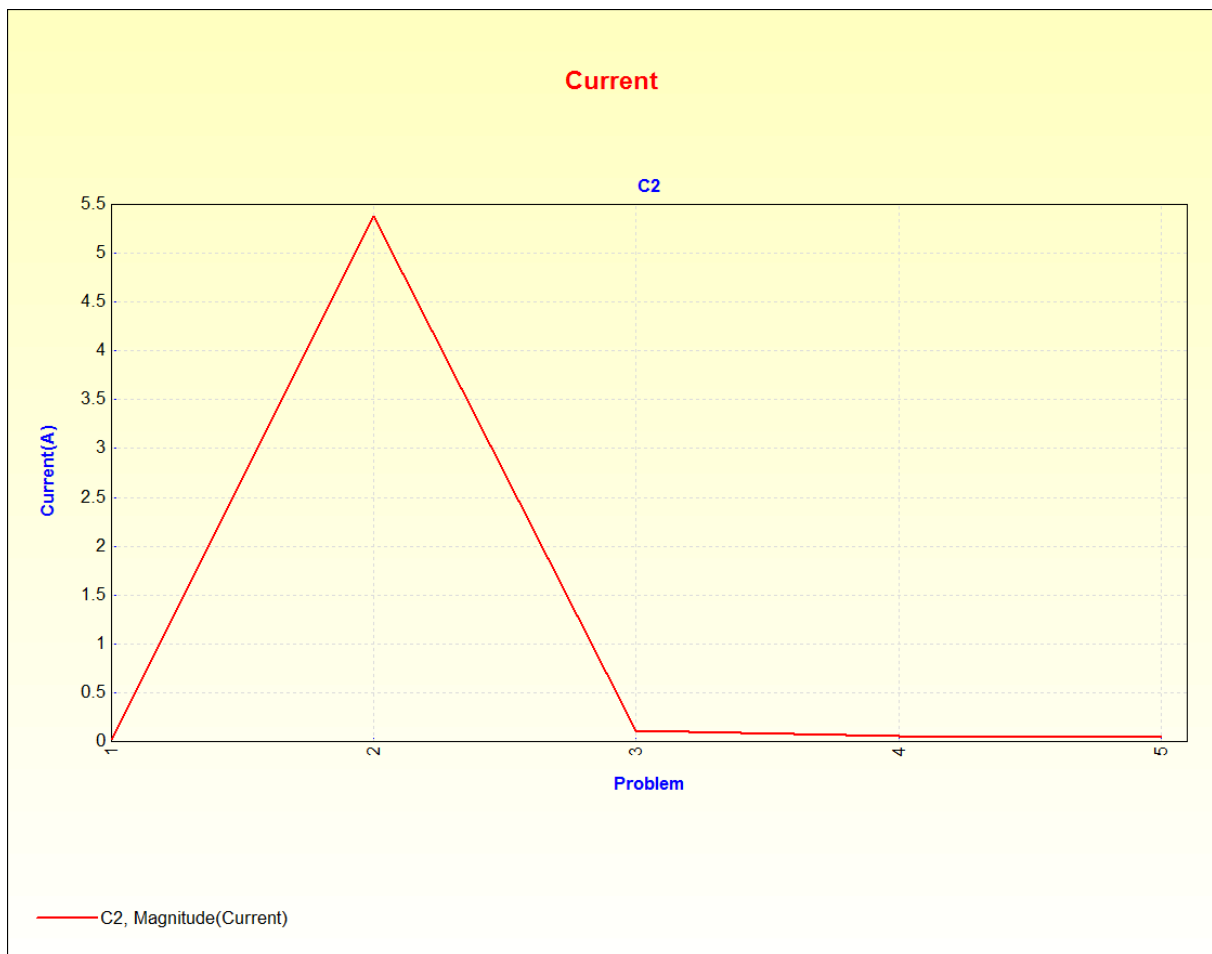


Figura 5.10 – Corrente em função das frequências (ensaio 4)

Capítulo 6 – Conclusões e Proposta de Trabalhos a Desenvolver

Resumo: Neste capítulo são apresentadas as conclusões e apresentadas propostas de linhas de continuidade para o desenvolvimento deste tema, tendo sempre em consideração a experiência adquirida neste trabalho.

Capítulo 6 – Conclusões e proposta de trabalhos a desenvolver

6.1 - Conclusões

A implementação deste sistema de transmissão de energia eléctrica, esteve sujeito ma diversas contingências, que por vezes não foram fáceis de contornar.

Em primeiro lugar havia fortes suspeitas de que o campo magnético com que iríamos trabalhar, era muito intenso, sem contudo ser possível de medir ou teoricamente de o quantificar. Esta situação implicou cuidados adicionais de protecção com a conclusão possível da gaiola de Faraday, existente como sala complementar ao Laboratório de Telecomunicações.

Verificou-se adicionalmente que devido à grande intensidade do campo magnético, todas as partes metálicas da cobertura exterior do sistema emissor aqueciam, não permitindo que qualquer ensaio durasse mais que 15 a 20 segundos. Associado à intensidade do campo magnético, não foi possível ter qualquer equipamento de medida ligado, no interior da sala, o próprio osciloscópio teve que ser instalado no exterior para que não fosse danificado e podermos ter alguma fiabilidade nas imagens entretanto adquiridas.

Não foi possível efectuarmos qualquer medida de corrente dado estar a trabalhar com frequências acima dos 8MHz. Também por este motivo, não foi conclusiva a rectificação tentada, com dois tipos diferentes de diodos rectificadores.

O fabricante projectou o equipamento para que a saída tivesse uma impedância característica de 50Ω , as impedâncias características com que o equipamento passou a funcionar são praticamente o triplo. Esta situação provocou instabilidade no oscilador, frequentemente a sua frequência de funcionamento atingia 15MHz. Esta instabilidade foi difícil de controlar, obrigando a que o ponto de funcionamento do tríodo estivesse sujeito a uma faixa muito estreita, o que limitou significativamente a optimização de todo o sistema de transferência de energia.

Contudo e apesar de das limitações descritas foi possível alimentar uma lâmpada de 40W, conforme está documentado na figuras 4.6 e 4.7.

6.2 – Proposta de trabalho a desenvolver

Este sistema pode ser significativamente optimizado, havendo a necessidade de criar uma blindagem que permita isolar o campo magnético da caixa que contém todo o equipamento emissor, da mesma forma há a necessidade de blindar a bobina receptora dos restantes componentes que poderão vir a constituir todo o receptor.

Em segundo lugar, deverá existir um melhor isolamento entre as duas partes do sistema, para que a carga do receptor não influencie o emissor, para isso deverão ser construídos dois circuitos tanque adicionais, um junto ao circuito tanque emissor e outro junto ao circuito tanque receptor. Desta forma, poderá haver um maior isolamento.

Um outro ponto para estudo é referente ao tipo de circuito ressonante a ser aplicado, série ou paralelo, consoante a aplicação em uso. Da experiência adquirida não é consensual a aplicação dos conhecimentos das propriedades destes circuitos a este tipo de aplicação. Na pouca literatura encontrada também não é consensual a sua aplicação directa.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Sheik Mohammed; Professor K. Ramasamy; Professor T. Shanmuganatham. "Wireless Power Transmission – A Next Generation Power transmission System". Journal of Computer Applications (0975-8887) Volume 1 – No.13
- [2] Tesla, Nikola, US Patent 787,412 filed May 16, 1900 issue April 18, 1905
- [3] W. C. Brown ET AL, US Patent 3434678, filed May 5, 1965 issue March 25, 1969
- [4] W. C. Brown, J. R. Mims and N. I. Heenan, "An Experimental Microwave-Powered Helicopter", 965 IEEE International Convention record, Vol. 13, Part 5, pp. 225-235.
- [5] NREL Report: Photovoltaic Technologies Beyond the Horizon: Optical Rectenna Solar Cell. February 2003 – NREL/SR-520-33263
- [6] Yukio YOKOI, Akihiko TANIYA, Masaki HORIUCHI, Shigeru KOBAYASHI; Development of KW class Wireless Power Transmission System for EV Using Magnetic Method. Naganao Japan Radio Co, Ltd.
- [7] Seung-Hwan Lee, Robert D. Lorenz; "A Design Methodology for Multi-kW, Large Airgap, Mhz Frequency, Wireless Power Transmission for System". University of Wisconsin-Madison.
- [8] Kurs, André, "Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances", MIT, September 2007
- [9] Moffatt, Robert Alexander, "Wireless Transfer of Electric Power", MIT, June 2009.
- [10] Godim, Filipe Pontes, "Monografia sobre Transmissão de Energia Eléctrica sem Fio", Universidade Federal do Ceará
- [11] G. E. Leyh and M. D. Kennann, Nevada Lightning Laboratory, "Efficient Wireless Transmission of Power Using Resonators with Coupled Electric Fields"
- [12] Hee-Seung Kim, Do-Hyun Won, Byung-Jun Jang "Simple Design Method of Wireless Power Transfer System Using 13,56MHz Loop Antennas"

[13] Jerry C. Whittaker, “Power Vacuum Tubes Handbook” second edition; CRC Press

[14] Valery Rudnev, Don Loveless, Raymond Cook and Micah Black “Handbook of Induction Heating”; first edition Marcel Dekker, Inc

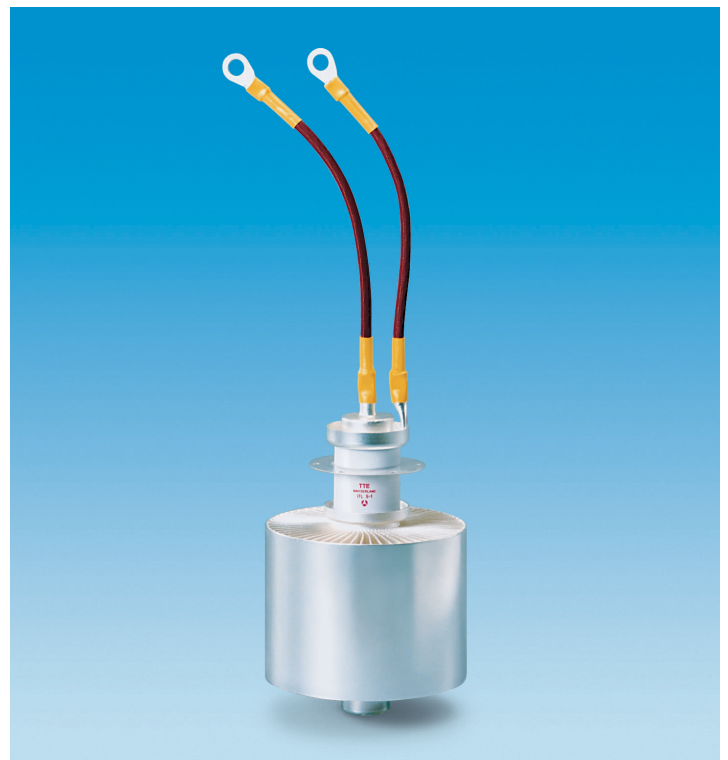
[15] A. C. Metaxas “Foundations of Electroheat – A Unified Approach”; first edition John Wiley & Sons

[16] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr., Stephen D. Umans “Electric Machinery” sixth edition McGraw-Hill

Anexo 1

13 kW

- Output power:
13 kW in CW mode
- Anode voltage: 7.2 kV
- Anode dissipation: 6 kW
- Frequency up to 150 MHz





ITL 5-1

The ITL 5-1 is a RF power triode designed specifically for industrial applications.

This tube uses a coaxial design and metal-ceramic technology. This triode may be operated in CW or pulse modes.

For operation in pulse mode, the parameters depend on each equipment characteristics. Contact us for specific information.

The ITL 5-1 is an air cooled triode.

This product is designed, developed and manufactured at an ISO 9001 registered production site.

Electrical characteristics

Filament	thoriated tungsten		
Filament voltage (+ 5 %, - 10 %) (1)	6.3	V	
Filament current	65	A	
Surge current	250	A	max.
Cold resistance	12	mΩ	
Capacitances:			
• grid-anode	16	pF	
• grid-cathode	21	pF	
• cathode-anode (2)	0.6	pF	
Amplification factor	20		approx.
Transconductance (Va: 4 kV, Ia: 4 A)	23	mA/V	approx.

Mechanical characteristics

Operating position	vertical, anode up or down		
Weight	2.9	kg	approx.
Dimensions	see outline drawing		

Maximum ratings

Frequency (3)	150	MHz	
Anode voltage:			
• up to 85 MHz	7.2	kV	
• from 85 to 150 MHz	6	kV	
Control grid voltage	- 1 000	V	
Anode current	2.5	A	
Control grid current:			
• at full load	0.55	A	
• at no load	0.75	A	
Peak cathode current, CW	15	A	
Anode dissipation:			
• inlet air temperature = 25°C	6	kW	
• inlet air temperature = 45°C	5	kW	
Grid dissipation:			
• up to 85 MHz	200	W	
• from 85 to 150 MHz	170	W	
Grid resistance (tube non conducting)	10	KΩ	

(1) At frequencies above 50 MHz, the filament voltage is reduced so that the ratio of filament voltage to current becomes the same as that without an anode voltage.

(2) Measured with a 40 x 40 cm shielding plate attached to the grid plate.

(3) Limited conditions above 30 MHz. Please consult Thales Electron Devices.

Cooling

Anode cooling	forced air		
Inlet air temperature	45	°C	max.
Cooling air flow	1	m ³ /min	min.
Temperature at any point on tube envelope	220	°C	max.

Typical operation (4)

Class C RF oscillator for industrial applications

Examples	1	2	
Frequency	30	30	MHz
Anode voltage	6.8	5.5	kV
Grid bias	- 540	- 450	V
Grid voltage	890	780	V
Anode current	2.5	2.3	A
Grid current, on load	0.43	0.43	A
Anode input power	17	12.7	kW
Anode output power	12.9	9.5	kW
Anode dissipation	3.9	3	kW
Grid dissipation	142	127	W
Grid resistance	1 250	1 050	Ω
Feedback ratio	15	16	%
Oscillator efficiency	75.8	74.3	%

(4) Operation with higher frequencies on request.

Cooling curve

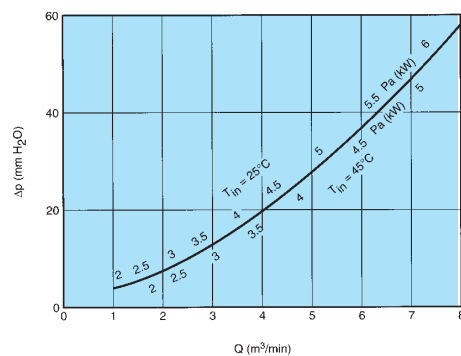
The required flow rates and pressures drop may be read off the cooling curve. This is valid for both air-flow directions.

Pa: anode dissipation

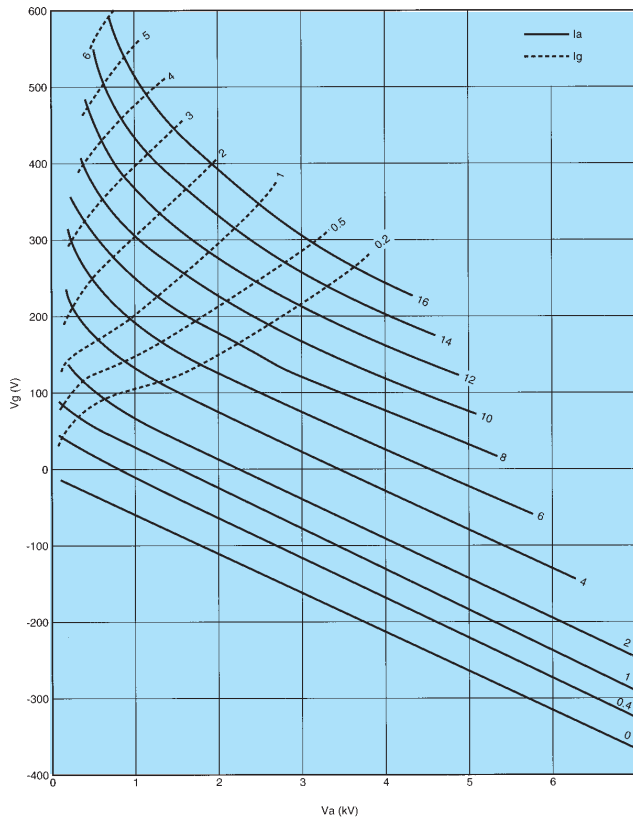
Δp : pressure drop across the cooler fins

q: air flow rate

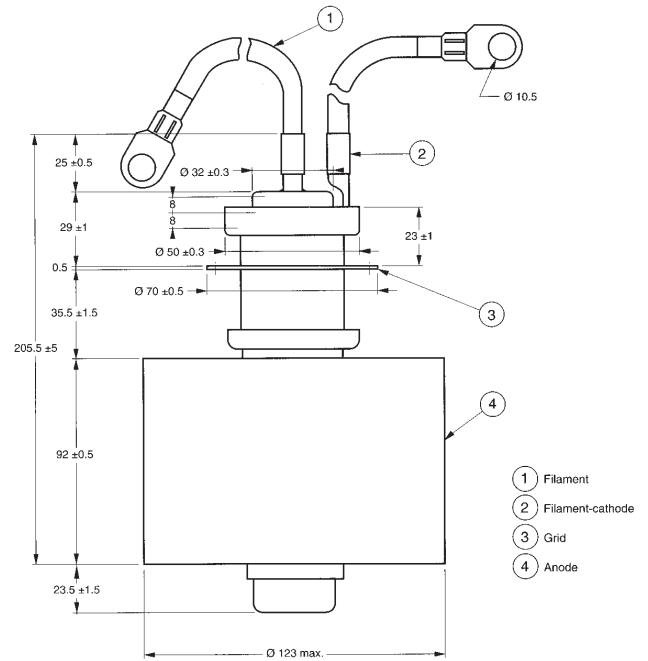
T_{in} : inlet air temperature



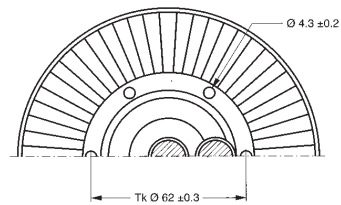
Constant current characteristics



Outline drawing (dimensions in mm)



Top view (dimensions in mm)



This document cannot be considered to be a contractual specification. The information given herein may be modified without notice due to product improvement or further development. Consult Thales Electron Devices before making use of this information for equipment design.

For further information, please contact:

THALES ELECTRON DEVICES

2 bis, rue Latécoère - 78941 Vélizy Cedex - France
 Tel: + 33 1 30 70 35 00 - Fax: + 33 1 30 70 35 35
www.thalesgroup.com/electrondevices