



ANÁLISE DE CIRCUITOS OSCILADORES COM SENSORES SAW PARA A UTILIZAÇÃO EM NARIZES ELETRÔNICOS

Bruno Sabrosa Farinha de Andrade Silva

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Rio de Janeiro
Setembro de 2019

ANÁLISE DE CIRCUITOS OSCILADORES COM SENSORES SAW PARA A
UTILIZAÇÃO EM NARIZES ELETRÔNICOS

Bruno Sabrosa Farinha de Andrade Silva

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, D.Sc.

Prof. Fernando Antônio Pinto Barúqui, D.Sc.

Prof. Luis Fabián Olivera Mederos, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

SETEMBRO DE 2019

Silva, Bruno Sabrosa Farinha de Andrade

Análise de Circuitos Osciladores com Sensores SAW para a Utilização em Narizes Eletrônicos/ Bruno Sabrosa Farinha de Andrade Silva. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2019.

XII, 82 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2019.

Referências Bibliográficas: p. 75-82.

1. Narizes Eletrônicos. 2. Osciladores. 3. Sensor SAW.
I. Queiroz, Antônio Carlos Moreirão de. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer à minha mãe pelo apoio, tanto nos momentos bons quanto ruins. Obrigado por sempre poder contar com você para tudo que eu precisar. Se não fosse por você, não conseguiria chegar até aqui e almejar ainda mais.

Ao orientador, Professor Antonio Carlos Moreirão de Queiroz, por ter aceitado em colaborar comigo para a realização deste trabalho, pelos ensinamentos transmitidos e pela atenção sempre que possível.

Aos Professores do Programa de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ pelas aulas ministradas, onde pude ampliar meus conhecimentos sobre a área, e pelo incentivo à pesquisa.

Ao Professor Mauro dos Santos de Carvalho, do Laboratório de Química Supramolecular e Sensoriamento Químico – Instituto de Química/UFRJ, por disponibilizar os sensores utilizados para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos e colegas que convivi durante todo esse o período de muito estudo e aprendizado.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE DE CIRCUITOS OSCILADORES COM SENSORES SAW PARA A UTILIZAÇÃO EM NARIZES ELETRÔNICOS

Bruno Sabrosa Farinha de Andrade Silva

Setembro/2019

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Programa: Engenharia Elétrica

Essa dissertação consiste em analisar diferentes topologias de circuitos osciladores projetados para trabalhar com sensores SAW (sensores de ondas acústicas de superfície), no intuito de serem aplicados em narizes eletrônicos, para o sensoriamento químico de substâncias voláteis. Foi feita uma pesquisa sobre alguns dos tipos de sensores para narizes eletrônicos mais comuns encontrados no mercado, onde são revelados os prós e os contras, assim como a ampla gama de aplicabilidade desse tipo de dispositivo. Foram abordados conceitos de radiofrequência, que são importantes para a elaboração e construção de circuitos osciladores. São encontrados os resultados das simulações e testes experimentais das três configurações de osciladores estudadas (Colpitts de base comum, Colpitts ressonante série e com um amplificador RFIC). Com isto, concluiu-se que, de maneira geral, o circuito oscilador Colpitts de base comum apresentou as melhores performances, com tensão de amplitude em 800mV pico a pico, consumo de corrente em 10,58mA (5V DC de entrada), o mais rápido tempo de estabilização – com 8 μ s – e o sinal de saída com a menor interferência de harmônicos.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS OF OSCILLATOR CIRCUITS WITH SAW SENSORS FOR USING IN
ELECTRONIC NOSES

Bruno Sabrosa Farinha de Andrade Silva

September/2019

Advisor: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Department: Electrical Engineering

This dissertation consists in analyzing different oscillator circuit topologies designed to work with SAW (surface acoustic wave) sensors, in order to be applied in electronic noses, for chemical sensing of volatile substances. Research has been done about some of the most common types of electronic nose sensors found on the market, where the pros and cons are revealed, as well as the wide range of applicability of this type of device. Radiofrequency concepts were discussed, which are important for elaboration and construction of oscillator circuits. Results of simulations and experimental tests of the three oscillator configurations studied (common base Colpitts, series resonant Colpitts and with an RFIC amplifier) are found. As a result, it was concluded that, in general, the common base Colpitts oscillator circuit presented the best performances, with peak-to-peak 800mV amplitude voltage, 10,58mA current consumption (5V DC input), the fastest stabilization time – with 8 μ s – and output signal with the least harmonic interference.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
1. Introdução	1
1.1 Narizes Eletrônicos	1
1.1.1 Histórico	2
1.1.2 Tipos de Narizes Eletrônicos	3
1.1.2.1 Sensores MOS (Metal Oxide Semiconductor)	3
1.1.2.2 Sensores MOSFET	4
1.1.2.3 Sensores de Polímero Condutivo	5
1.1.2.4 Sensores Piezoelétricos	6
1.1.2.5 Sensores Eletroquímicos	7
1.1.2.6 Narizes Eletrônicos Baseados em Espectrometria de Massas	8
1.1.3 Utilizações Atuais e Potenciais Aplicações dos Narizes Eletrônicos	9
1.1.3.1 Alimentos	9
1.1.3.1.1 Café	9
1.1.3.1.2 Leite e Queijos	10
1.1.3.1.3 Frutas	10
1.1.3.2 Cuidados da Saúde	10
1.1.3.3 Meio Ambiente	11
1.2 Objetivos	12
1.3 Estrutura do Trabalho	13
2. Fundamentação Teórica	14
2.1 Parâmetros de Rede de Duas Portas	14
2.1.1 Parâmetros Z	14
2.1.2 Parâmetros Y	15
2.1.3 Parâmetros Híbridos (Parâmetros H)	16
2.1.4 Parâmetros ABCD	16
2.1.5 Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S)	18
2.2 Ressonância	21
2.2.1 Circuito Ressonante Série	22
2.2.2 Circuito Ressonante Paralelo	26
2.3 Fator de Qualidade (Fator Q)	28
2.3.1 Fator de Qualidade sem Carga (unloaded Q), Q_U	28
2.3.2 Fator de Qualidade com Carga (loaded Q), Q_L	29
2.4 Casamento de Impedâncias	30
2.4.1 Rede em L	32

2.4.2 Casamento de Impedâncias com Três Elementos	33
2.4.2.1 Rede Pi	34
2.4.2.2 Rede T	35
2.5 Osciladores	36
2.5.1 Condição de Oscilação – Critério de Barkhausen	37
2.5.2 Osciladores LC	39
2.5.3 Osciladores a Cristal	42
2.5.4 Osciladores SAW	47
3. Metodologia e Análises	50
3.1 Sensor SAW	50
3.2 Circuitos Osciladores	52
3.2.1 Oscilador Utilizando Amplificador RFIC	53
3.2.2 Oscilador Utilizando Circuito Colpitts de Base Comum	57
3.2.3 Oscilador Utilizando Circuito Colpitts Ressonante Série	60
3.3 Análise dos Níveis de Tensão na Saída	64
3.4 Análise do Tempo de Estabilização da Amplitude do Sinal	66
3.5 Análise de Espectro	69
4. Conclusões e Trabalhos Futuros	72
4.1 Conclusões	72
4.2 Trabalhos Futuros	73
Referências Bibliográficas	75

Lista de Figuras

Figura 1.1	Fluxograma do procedimento de análise de uma amostra por meio de um nariz eletrônico.	1
Figura 1.2	Ilustração retirada do artigo escrito por Moncrieff [3], onde demonstra a configuração de seu experimento.	2
Figura 1.3	Sensor MOS [13].	4
Figura 1.4	Sensor MOSFET [16].	5
Figura 1.5	Sensor de Polímero Condutivo [17].	5
Figura 1.6	Sensor BAW [19,20].	6
Figura 1.7	Sensor SAW [22].	7
Figura 1.8	Sensor Eletroquímico [23].	8
Figura 1.9	(a) Espectrômetro de massa para cromatografia gasosa [25]; (b) Diagrama de um espectrômetro de massas [26].	9
Figura 2.1	Rede de duas portas: convenções de sinais [57].	14
Figura 2.2	Parâmetro ABCD de redes em cascata [58]	17
Figura 2.3	Ondas incidentes e refletidas na linha de transmissão Z_0 [59].	18
Figura 2.4	Ondas incidente e refletida em um dispositivo de duas portas [59].	20
Figura 2.5	Circuito ressonante série básico [61].	22
Figura 2.6	Diagrama de fasores do circuito RLC série em diferentes frequências [61].	23
Figura 2.7	Variação de corrente (a), impedância (b), admitância (c) e fase (d) do circuito ressonante série [61].	25
Figura 2.8	(a) Circuito ressonante paralelo. (b) Diagrama de fasores na frequência de ressonância [61].	26
Figura 2.9	Comportamento do circuito ressonante paralelo em função da frequência: (a) admitância; (b) corrente; (c) impedância [61].	28
Figura 2.10	(a) Circuito com a impedância de fonte e seu complexo conjugado, com o circuito resultante (b) Gráfico que representa a transferência de potência da fonte para a carga do circuito para diferentes razões entre R_S e R_L . A máxima transferência ocorre quando $R_S = R_L$ [59].	31
Figura 2.11	Rede em L em suas diferentes configurações [59].	32
Figura 2.12	Redes de três elementos: (a) Rede Pi e (b) Rede T [59].	34
Figura 2.13	Rede Pi mostrada como uma combinação de duas redes em L e configuradas em conjunto a uma resistência “virtual” [59].	34
Figura 2.14	Rede T mostrada como uma combinação de duas redes em L e configuradas em conjunto a uma resistência “virtual” [59].	35
Figura 2.15	Circuito de realimentação básico [19].	37
Figura 2.16	Forma geral de vários circuitos osciladores LC [63].	40
Figura 2.17	(a) Símbolo que representa o cristal e (b) Circuito elétrico equivalente simplificado [63].	43

Figura 2.18	(a) Circuito equivalente de um cristal onde n representa os sobretons ímpares, (b) Gráfico com variação de reatância característica de um cristal [19].	44
Figura 2.19	Gráfico de impedância de um cristal [19].	45
Figura 2.20	Diferentes configurações para o oscilador a cristal: Colpitts em emissor comum (esquerda), Colpitts em coletor comum (direita) e ressonante série, na forma rede Pi (abaixo) [63].	47
Figura 2.21	(a) Modelo de ressonador SAW de uma porta e (b) Modelo de duas portas [62].	48
Figura 2.22	Circuito elétrico equivalente para os sensores SAW [62].	48
Figura 2.23	Exemplos de configurações utilizadas com os ressonadores SAW: (a) Colpitts em emissor comum, com ressonador de uma porta e (b) Colpitts ressonante série, na forma rede Pi, com ressonador de duas portas [19].....	49
Figura 3.1	Figura 3.1: (a) Sensor SAW utilizado nos testes com os circuitos osciladores, (b) Imagem central do sensor ampliada 100 vezes e (c) Imagem central do sensor ampliada 400 vezes, mostrando em mais detalhes a sua estrutura interdigital.	50
Figura 3.2	Sensor SAW com atenuação em cerca de 22dB em 0° (devido ao offset de 180° gerado pelo analisador de rede).	51
Figura 3.3	(a) Modelo elétrico do equivalente do sensor SAW; (b) Gráfico de resposta do circuito em relação à frequência.	52
Figura 3.4	(a) Circuito oscilador com amplificador RFIC montado para as simulações; (b) Gráfico de ganho em malha aberta em relação à frequência.	55
Figura 3.5	Placa de circuito impresso do circuito oscilador com amplificador RFIC.	56
Figura 3.6	Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador com amplificador RFIC realizado por meio do analisador de espectro. O “chuviscado” de linhas no gráfico de fase, em conjunto com o nível de sinal mais elevado no gráfico de ganho levam a constatação da oscilação do circuito.	56
Figura 3.7	Circuito Oscilador Colpitts de base comum montado para as simulações.	57
Figura 3.8	Gráfico de ganho em malha aberta do circuito Colpitts de base comum em relação à frequência com resistência equivalente série (ESR) de 100 Ω	58
Figura 3.9	Gráfico de ganho em malha aberta do circuito Colpitts de base comum em relação à frequência com resistência equivalente série (ESR) de 900 Ω	59
Figura 3.10	Placa de circuito impresso do circuito oscilador Colpitts de base comum.	60
Figura 3.11	Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador Colpitts de base comum realizado por meio do analisador de espectro.	60
Figura 3.12	Circuito oscilador Colpitts ressonante série em emissor comum montado para as simulações.	61

Figura 3.13	Gráfico de ganho do circuito Colpitts ressonante série em relação à frequência.	62
Figura 3.14	Placa de circuito impresso do circuito oscilador Colpitts ressonante série.	63
Figura 3.15	Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador Colpitts ressonante série realizado por meio do analisador de espectro.	63
Figura 3.16	Sinal de saída do circuito oscilador com amplificador RFIC.	64
Figura 3.17	Sinal de saída do circuito oscilador Colpitts ressonante série.	65
Figura 3.18	Sinal de saída do circuito oscilador Colpitts de base comum.	66
Figura 3.19	Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador RFIC. Escala vertical: 50mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: 20 μ s/div.	67
Figura 3.20	Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador Colpitts ressonante série. Escala vertical: 200mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: 2 μ s/div.	67
Figura 3.21	Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador Colpitts de base comum. Escala vertical: 200mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: 1 μ s/div.	68
Figura 3.22	Análise de espectro do circuito oscilador com o amplificador RFIC.	70
Figura 3.23	Análise de espectro do circuito oscilador Colpitts ressonante série.	70
Figura 3.24	Análise de espectro do circuito oscilador Colpitts de base comum.	71

Lista de Tabelas

Tabela 1.1	Associação de biomarcadores químicos voláteis a doenças específicas.	11
Tabela 3.1	Tabela com as alterações dos valores dos componentes do circuito oscilador Colpitts ressonante série em relação às simulação e aos testes experimentais.	62
Tabela 4.1	Tabela com os valores obtidos das análises de nível de tensão, tempo de estabilização e análise de espectro, feitos com os circuitos osciladores.	73

Capítulo 1

Introdução

1.1 Narizes Eletrônicos

O termo nariz eletrônico está relacionado com a detecção de odores por meio de um instrumento. O princípio de funcionamento ocorre da seguinte maneira: compostos químicos voláteis são introduzidos numa câmara que contém uma matriz de sensores. Como resposta, cada sensor terá um sinal diferente para a substância inserida na câmara. Posteriormente, o sinal obtido por cada sensor é processado e transferido para um computador, onde uma análise de reconhecimento de padrões é realizada, conforme o fluxograma apresentado na Figura 1.1. Em seguida, é obtida a informação de qual é a substância analisada e a sua concentração.

Esse tipo de instrumento é capaz de detectar até alguns importantes gases não-odorantes, no entanto, não está adaptado a identificar todas as substâncias de interesse da vida diária. Mesmo assim, há fortes motivos para ser utilizado no campo olfativo, já que as alternativas (como cães farejadores ou painéis de peritos humanos), ou não são muito práticas, ou são de custo elevado, além de demandar muito tempo na aquisição dos resultados [1]. A seguir, será feito um breve histórico, informando sobre os principais acontecimentos que fizeram com que tais instrumentos viessem a ganhar importância científica a partir dos anos 60. Também serão mencionados alguns tipos sensores usados como narizes eletrônicos, assim como vantagens e desvantagens de cada equipamento. Em seguida, serão observadas algumas aplicações dos narizes eletrônicos: das já realizadas hoje em dia, tais quais as suas potenciais utilizações nas mais variadas áreas.

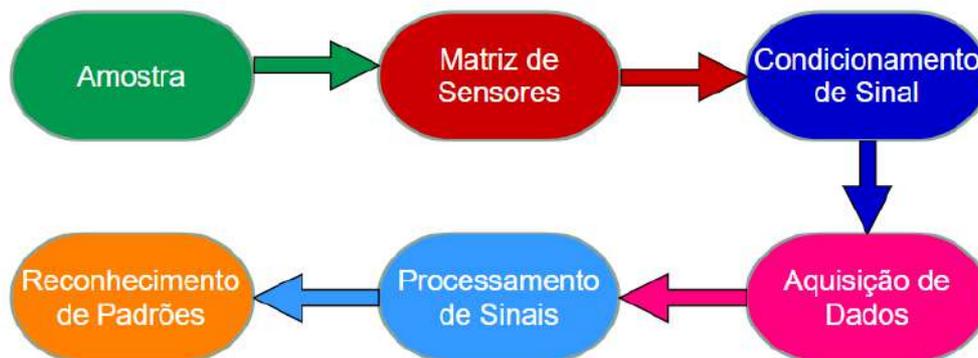


Figura 1.1: Fluxograma do procedimento de análise a partir de um nariz eletrônico.

1.1.1 Histórico

O primeiro instrumento criado especificamente para a detecção de odores que se tem notícia é creditado a Moncrieff, Figura 1.2, em 1961. Basicamente, consistia em uma Ponte de Wheatstone formada por quatro termorresistores, sendo que, em um dos testes realizados, dois deles estavam recobertos por uma substância sensível ao gás que se desejava detectar e dois sem recobrimento. Este aparelho foi apontado como um nariz mecânico [2,3]. Em 1964, Wilkens e Hartman [4] apresentaram o que foi considerado o primeiro nariz eletrônico, no qual efetuava medições baseadas nas reações de oxidação e redução dos compostos voláteis por meio de eletrodos. No ano seguinte, alterações de condutividade em função da presença de substâncias voláteis também foram pesquisadas por Buck, Allen, e Dalton; Dravnieks e Trotter [5,6]. Um equipamento “inteligente”, formado por uma matriz de sensores químicos, foi realizado na pesquisa de Persaud e Dodd [7], em 1982.

O termo nariz eletrônico surgiu em 1987, num congresso realizado em Warwick, no Reino Unido. E a primeira conferência tendo como tema os narizes eletrônicos aconteceu em 1990 [2]. Os primeiros narizes eletrônicos comerciais datam de 1993. Atualmente, as maiores preocupações dos pesquisadores estão na diminuição do tempo das análises, aumento da sensibilidade (de acordo com a configuração das medições), miniaturização dos componentes e certificação dos métodos empregados para a detecção de substâncias [8].

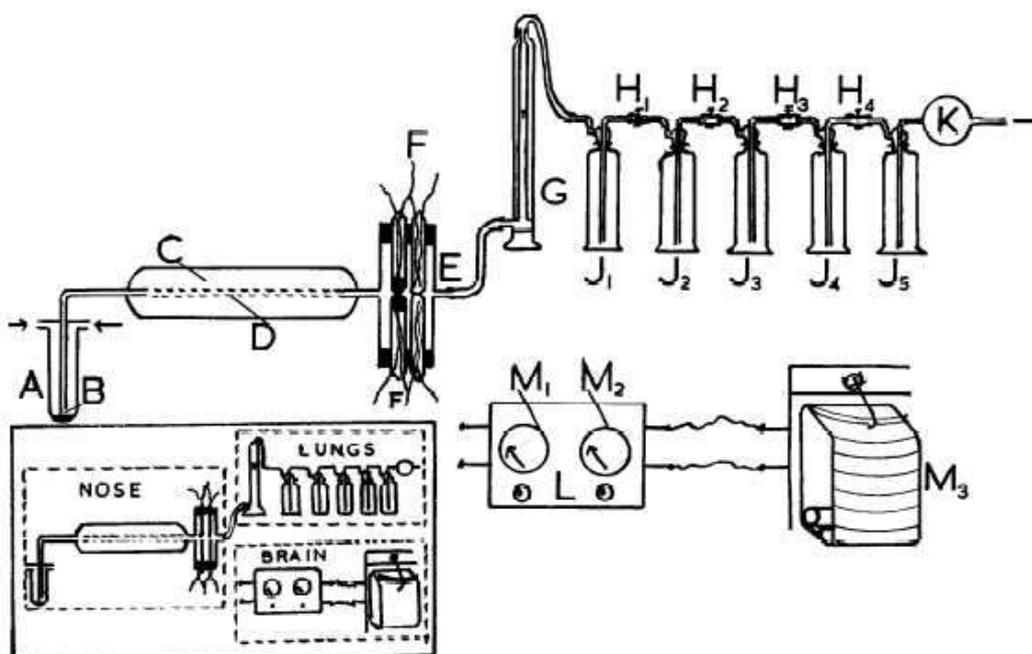


Figura 1.2: Ilustração retirada do artigo escrito por Moncrieff [3], onde demonstra a configuração de seu experimento.

1.1.2 Tipos de Narizes Eletrônicos

O modo de classificação dos narizes eletrônicos mais utilizados na literatura é feito de acordo com o mecanismo de detecção dos compostos químicos [9]. Para a escolha do tipo de sensor adequado a cada tipo de aplicação, devem ser levadas em consideração as condições em que serão realizadas as medições, assim como o custo, a durabilidade dos sensores e a composição da mistura de gases a ser analisada [10]. A seguir, serão mostrados os principais tipos de sensores utilizados nos narizes eletrônicos.

1.1.2.1 Sensores MOS (Metal Oxide Semiconductor)

Sensores MOS são constituídos por um filme semicondutor de óxido metálico – dióxido de estanho (SnO_2), dióxido de titânio (TiO_2), óxido de zinco (ZnO), dióxido de zircônio (ZrO_2) – recobertos por um substrato cerâmico, como a alumina, conforme a Figura 1.3. O oxigênio do ar penetra pelos poros do sensor, levando a resistência elétrica do dispositivo a um estado de equilíbrio (em condições normais de ambiente). Quando o sensor entra em contato com a substância volátil (principalmente não-polar), ocorre uma reação (oxidação/redução) com o oxigênio dissolvido, causando uma variação na resistência (ou condutividade) do aparelho [9,11].

Os sensores MOS geralmente são dopados com pequenas quantidades de metais catalíticos ou aditivos de óxidos metálicos, principalmente metais nobres como prata, paládio, cobre e ouro. Isto contribui para minimizar a variação da resposta devido à umidade e à temperatura, além de aumentar a sensibilidade e a seletividade. A desvantagem é que para minimizar os efeitos da umidade e diminuir os tempos de resposta e recuperação do sistema, estes sensores são obrigados a operar em temperaturas entre 300 °C e 500 °C, o que demanda um maior consumo de energia. No entanto, já existem pequenos sensores que, apesar de trabalharem em altas temperaturas, apresentam consumo relativamente baixo (dezenas de mW), tornando-se interessantes para instrumentos portáteis. Este tipo de sensor possui pouca sensibilidade a odores à base de enxofre e etanol. Além disso, é suscetível à contaminação por esses compostos, em virtude da formação de combinações duráveis e/ou irreversíveis com os óxidos metálicos [12].

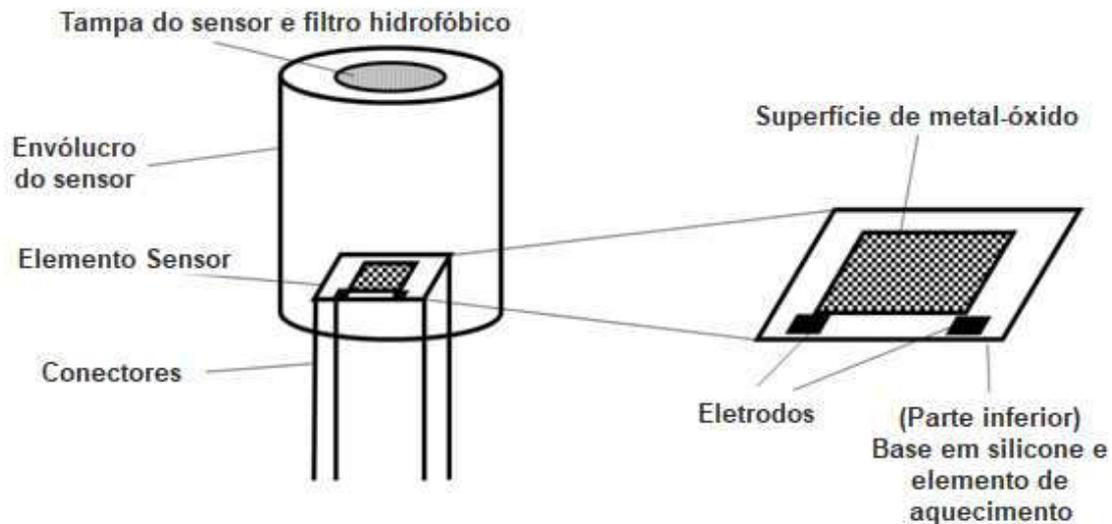


Figura 1.3 Sensor MOS [13].

1.1.2.2 Sensores MOSFET

Transistores de efeito de campo de semiconductor óxido metálico (MOSFET), Figura 1.4, são utilizados como elementos para sensoriamento de gases há bastante tempo, sendo quase tão antigos quanto os primeiros narizes eletrônicos. Lundström et al., em 1975, foram os primeiros a reportarem este tipo de sensor [14]. O seu funcionamento se baseia na mudança da tensão de limiar (*threshold*) de acordo com a interação entre o metal catalítico que compõe o terminal de gate – tipicamente metais nobres, como platina (Pt), paládio (Pd), irídio (Ir) e ligas destes materiais – e certas substâncias voláteis. A variação da tensão de disparo é proporcional à concentração do composto analisado. Diferentes sensibilidade e seletividade podem ser obtidas através da mudança do tipo de metal catalítico utilizado, tal qual a espessura e a temperatura de operação dos sensores, normalmente entre 50°C e 170°C, de maneira a acelerar o processo de reação sobre o metal catalítico do gate e diminuir os efeitos da umidade, que prejudicam a resposta do sensor. [15].

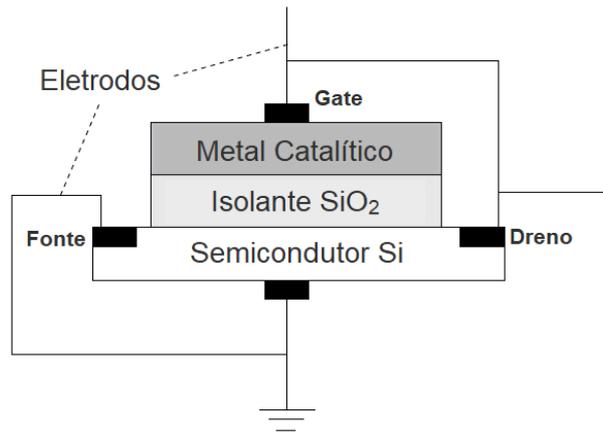


Figura 1.4: Sensor MOSFET [16].

1.1.2.3 Sensores de Polímero Condutivo

Sensores de polímero condutivo são construídos a partir de materiais semicondutores, principalmente de compostos aromáticos como: polipirrol, polianilina, polietileno ou poliacetileno. É formado a partir de uma camada do polímero condutivo, obtida através de oxidação química ou eletroquímica, colocada entre dois eletrodos banhados a ouro, conforme a Figura 1.5. Quando algum composto volátil entra em contato com o sensor, sua condutividade altera, e pode ser de maneira linear em relação à concentração da substância, dependendo das configurações feitas com o dispositivo. Como vantagem, apresentam tempos de resposta e de recuperação curtos. De maneira geral, operam em baixas temperaturas (temperatura ambiente), evitando o uso de resistências de aquecimento. Consequentemente, possuem baixo consumo de energia, o que os tornam interessantes para o uso em dispositivos portáteis. As maiores desvantagens são a susceptibilidade à umidade, que prejudica na resposta do sensor, e o drift, causado pelo efeito da oxidação dos polímeros ao longo do tempo [8,10].

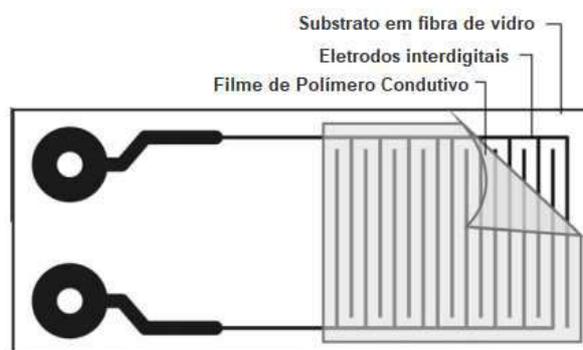


Figura 1.5: Sensor de Polímero Condutivo [17].

1.1.2.4 Sensores Piezoelétricos

Dois tipos de sensores piezoelétricos são utilizados em narizes eletrônicos: os sensores de onda acústica estrutural (BAW) e os sensores de onda acústica de superfície (SAW). Os dois sensores funcionam basicamente da mesma forma: conforme a variação da frequência de ressonância causada pela exposição do sensor ao odorante [10].

O sensor BAW, Figura 1.6, é formado por um único cristal de quartzo ligado a dois eletrodos banhados a ouro e recoberto com o polímero que reage com a substância volátil. Na frequência de ressonância, que dependendo dos sensores varia entre 5 e 30MHz, é criada uma onda tridimensional que percorre todo o corpo do cristal. Quando o sensor entra em contato com o odorante, adsorve as moléculas presentes no vapor, aumentando o seu tamanho. Como consequência, sua frequência de ressonância diminui. Este tipo de sensor é bastante comum nas QCMs (microbalanças de cristal de quartzo) [8]. São aparelhos muito sensíveis, podendo analisar concentrações de gases da ordem de partes por bilhão [18]. Além disso, apresentam respostas lineares em uma grande extensão. Como desvantagens, estão as variações com relação à temperatura e à umidade [8,10].

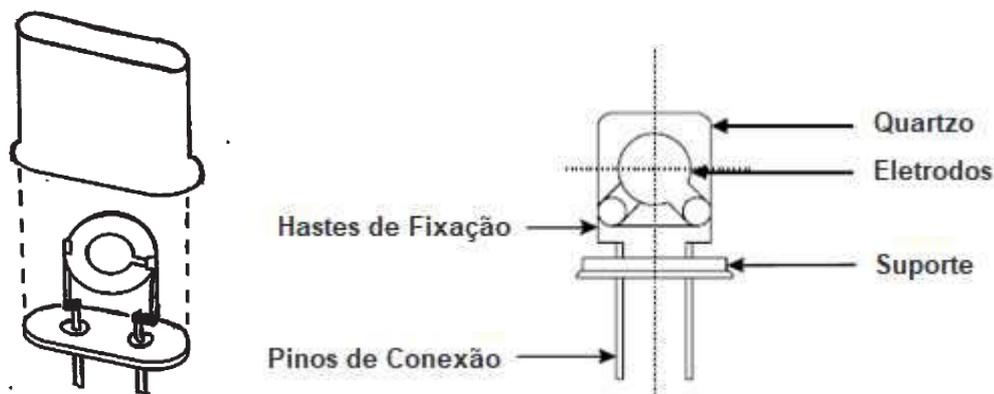


Figura 1.6: Sensor BAW [19,20].

Nos sensores SAW, Figura 1.7, como o próprio nome já diz, as ondas acústicas se propagam ao longo da superfície e, de acordo com a geometria e a frequência de ressonância, podem ser de diversos tipos como: ondas Rayleigh, ondas superficiais transversas, ondas Bleustein-Gulyaev, e ondas Lamb e Love. Apresentam frequências de ressonância maiores, da ordem de 40MHz a 1GHz. São constituídos de um substrato piezoelétrico – que pode ser óxido de zinco (ZnO), niobato de lítio (LiNbO₃), tantalato de lítio (LiTaO₃) ou quartzo – com dois transdutores interdigitais (um transmissor e um receptor) implementados na sua superfície. A película sensível ao componente volátil é

colocada entre os dois transdutores, geralmente feitas a partir de polímeros, lipídios, filmes Langmuir-Blodgett ou monocamadas auto-organizadas. O modo de funcionamento dos sensores SAW ocorre de maneira similar aos sensores BAW: ao adsorver uma substância volátil, ocorrem alterações nas propriedades do material sensor que interferem tanto na fase quanto na atenuação da onda acústica. Isto resulta na mudança da frequência de ressonância, correspondente à quantidade de componentes voláteis adsorvidos pelo sensor [8,10]. Com estes sensores, é possível obter sensibilidades da ordem de partes por trilhão, capazes de detectar quantidades menores que 50 picogramas, como no caso do aparelho Model 7100 Fast GC Analyzer, da empresa Electronic Sensor Technology [21]. Os maiores problemas encontrados são os mesmos encontrados nos sensores BAW, isto é, variações de resposta com relação a mudanças de temperatura e umidade [8].

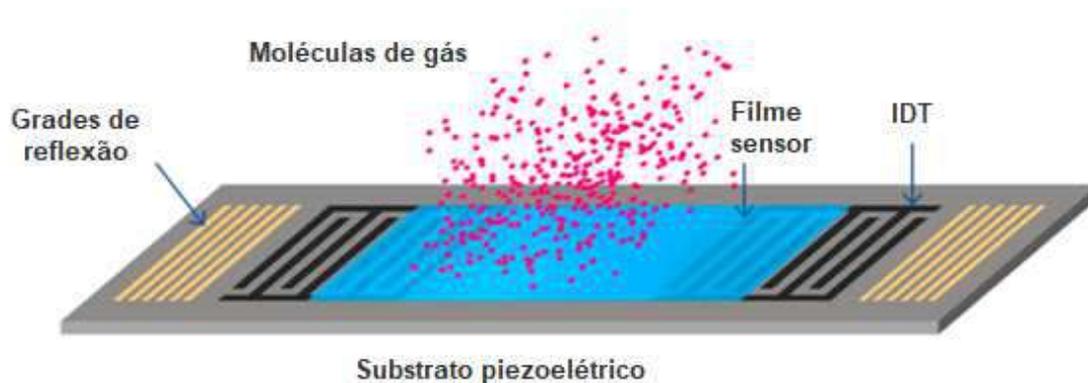


Figura 1.7: Sensor SAW [22].

1.1.2.5 Sensores Eletroquímicos

Os sensores eletroquímicos são formados basicamente por dois eletrodos (de trabalho e auxiliar) inseridos de maneira separada em um eletrólito, conforme a Figura 1.8. A resposta do sensor ocorre quando compostos voláteis são dissolvidos no eletrólito, formando reações de oxidação-redução. Tais reações causam alterações na corrente/tensão observada entre os eletrodos. Sensores deste grupo geralmente são classificados como amperométricos ou potenciométricos. São amplamente utilizados na detecção de gases tóxicos como: monóxido de carbono, óxidos de nitrogênio, sulfetos de hidrogênio e dióxido de enxofre. As aplicações mais comuns estão nas operações que envolvem mineração (para o monitoramento de proteção pessoal) e nas áreas industriais de higiene e segurança [8]. Sensores de gás eletroquímicos com eletrólito líquido são capazes de operar em temperatura ambiente, apresentam robustez, durabilidade e baixo

consumo de energia. Possuem grande tolerância à umidade e resposta linear dos compostos voláteis em relação às concentrações. No entanto, são grandes em comparação com os outros tipos de sensores e a alta seletividade está limitada a um determinado número de gases pouco complexos.

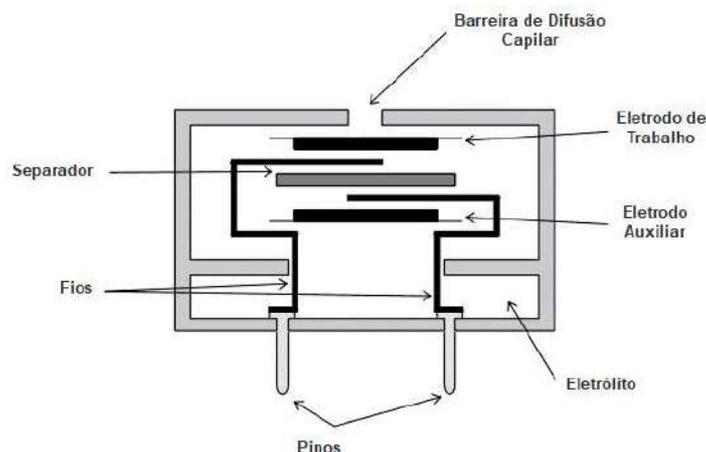


Figura 1.8: Sensor Eletroquímico [23].

1.1.2.6 Narizes Eletrônicos Baseados em Espectrometria de Massas

Atualmente, instrumentos baseados em espectrometria de massas tem sido utilizados como alternativa aos narizes eletrônicos convencionais. A análise é realizada a partir da ionização da amostra de gás, que é injetada na câmara ionizadora do aparelho. Em seguida, os íons são separados e medidos de acordo com as suas diferentes razões de massa-carga (m/z) [24], conforme ilustrado na Figura 1.9. Desta maneira, um espectro de massas é obtido, constituindo um perfil volátil da amostra, também conhecido “assinatura” ou “impressão digital”. Como diferencial, não apresentam problemas típicos dos instrumentos que usam matrizes de sensores, por exemplo: contaminação, mascaramento de alguns constituintes da amostra, sensibilidade à umidade e não-linearidades do sinal de resposta em algumas faixas de operação. Além disso, não são suscetíveis a interferências da amostra, principalmente, etanol e água, que reduzem a sensibilidade para outras substâncias de uma amostra. As desvantagens estão no custo relativamente alto, se comparado aos outros tipos de narizes eletrônicos, no fato de não ser possível a realização de medições em tempo real, e também, no seu tamanho relativamente grande, o que inviabiliza a portabilidade do dispositivo [8,10].

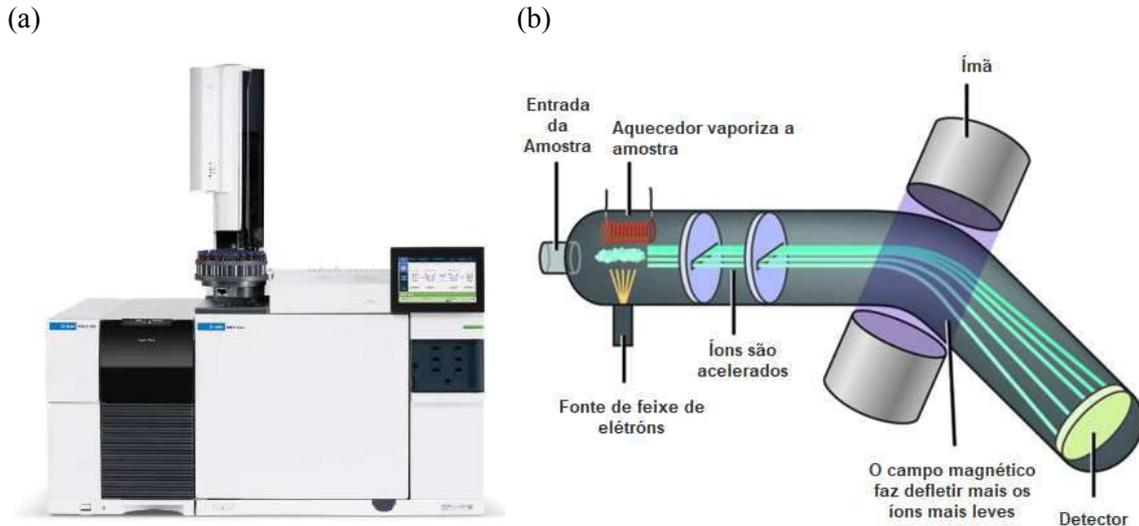


Figura 1.9: (a) Espectrômetro de massa para cromatografia gasosa [25]; (b) Diagrama de um espectrômetro de massas [26].

1.1.3 Utilizações Atuais e Potenciais Aplicações dos Narizes Eletrônicos

1.1.3.1 Alimentos

1.1.3.1.1 Café

Existe uma ampla quantidade de variáveis que influenciam nos diferentes aromas provenientes do café como: as espécies (Arábica, Robusta, Bengal, Congo, etc.), a variação da planta, a forma como é feita a colheita, a triagem, o processamento, o descasque, o polimento, a torrefação e a embalagem. Espécies consideradas como Arábica apresentam marcadores que indicam uma alta qualidade dos grãos, devido aos seus agradáveis sabores, propriedades aromáticas e baixo grau de cafeína e acidez. Pela sua grande importância comercial e econômica, narizes eletrônicos têm sido projetados na tentativa de detectar adulterações originadas da mistura de grãos de baixa qualidade ou mesmo de outras espécies, para aumentar o lucro [27]. Há também estudos envolvendo narizes eletrônicos que procuraram diferenciar os grãos de café em diferentes graus de torrefação [28], e que analisaram a progressão e o grau de amadurecimento do fruto [14,29].

1.1.3.1.2 Leite e Queijos

O leite, mesmo proveniente de uma vaca saudável contém bactérias que, dependendo dos padrões de ordenha, manuseio e armazenagem, podem rapidamente se multiplicar e, conseqüentemente, levar a degradação do produto, causando alterações indesejáveis no seu paladar. Sendo assim, a identificação da degradação do leite deve ser realizada o mais cedo possível, de modo a evitar complicações no produto final. Pesquisas realizadas com narizes eletrônicos conseguiram isolar e detectar a presença de substâncias voláteis no headspace (espaço deixado entre a substância e a tampa do frasco) do recipiente do leite estragado [9,30].

Em outro estudo, narizes eletrônicos foram utilizados para diferenciar queijos feitos com leite de ovelha e de vaca, além de vários tipos de queijo como Flamengo, Brie, Gruyère e Mozzarella [31]. Isto torna possível garantir a autenticidade dos produtos, evitando fraudes.

1.1.3.1.3 Frutas

Os métodos tradicionais para a avaliação da qualidade das frutas, como conversão de amido, firmeza da polpa ou testes de pressão são testes destrutivos e realizados de forma aleatória numa grande quantidade de amostras. Logo, o aroma é uma maneira não-destrutiva de avaliar a qualidade das frutas, já que é altamente correlacionado com todos os fatores que afetam a validade e comercialização do produto [14]. Gomez *et al.* [32] obteve 100% de confiabilidade em classificar o aroma dos tomates de acordo com quatro níveis de maturidade (verde, meio-maduro, maduro e estragado). Com o mesmo nariz eletrônico, eles também obtiveram resultados consideráveis ao analisarem a vida útil de tangerinas durante os diferentes tipos de armazenamento [33].

1.1.3.2 Cuidados da Saúde

O uso do odor como indicador de uma enfermidade é provavelmente conhecido desde antes de Cristo. Praticantes da medicina na época notavam que algumas doenças alteravam os odores das excreções corporais, o que poderia ser usado para diagnosticar algumas doenças. Atualmente, análises químicas oriundas de uma grande quantidade de pesquisas resultaram na identificação de vários biomarcadores voláteis de doenças e suas estruturas químicas associadas. Isto possibilita a detecção precoce de tecidos

doentes e agentes infecciosos que estariam presentes no corpo humano. Com a análise de odores obtidos da respiração dos pacientes é possível verificar uma grande quantidade de doenças, até mesmo as de origem não-respiratória. Alguns exemplos de biomarcadores moleculares voláteis (ou bioindicadores) de doenças e distúrbios fisiológicos, e as suas respectivas referências podem ser encontradas na Tabela 2.1 [34].

Tabela 1.1: Associação de biomarcadores químicos voláteis a doenças específicas

Doença/Enfermidade	Biomarcadores químicos voláteis	Referências
Câncer de mama	Alcanos C4-C20	[35]
Diabetes	Acetona, etanol, nitrato de metila	[36], [37], [38] e [39]
Câncer de fígado	Hexanal, 1-octen-3-ol, octano	[40]
Cirrose	Sulfeto de dimetilo, mercaptanos	[41]
Câncer de pulmão	Alcanos, cetonas, específicos Hidrocarbonetos aromáticos (derivados do benzeno)	[42], [43], [44], [45] e [46]

Testes feitos a partir da respiração não são invasivos, podem ser facilmente repetidos e causam menos desconforto aos pacientes do que os tradicionais testes de sangue e urina. Amostras respiratórias obtiveram as mesmas concentrações arteriais, fornecendo misturas menos complicadas que as análises de soro ou urina e apresentaram resposta mais direta sobre a função respiratória do que os outros métodos. Como desvantagens estão: a falta de uma padronização dos métodos analíticos, a alta concentração de água nas amostras respiratórias (o que influencia negativamente nos resultados), custo elevado, se comparado com testes químicos simples, e a falta de correlação entre alguns compostos orgânicos voláteis e certos tipos de doenças [34,47].

1.1.3.3 Meio Ambiente

Os narizes eletrônicos apresentam um enorme potencial de aplicação no campo de monitoramento de poluentes do meio ambiente. Algumas das principais áreas são: o monitoramento da qualidade do ar [48,49]; o monitoramento antecipado ou em tempo real da emissão de poluentes por meio de uma rede de sensores (poluição exterior) [50]; a localização de fontes de poluição estacionárias (fontes pontuais) [51,52] e o

mapeamento de plumas de contaminação [53,54]; a detecção de incêndios em instalações de armazenamento de produtos químicos, mantendo a segurança química nas entradas portuárias ou portos de importação [52], a detecção de vazamentos de materiais tóxicos ou perigosos de tubulações ou plantas industriais e um alerta antecipado da acumulação de fumaças tóxicas (como de solventes) ou explosivas, monóxido de carbono ou dióxido de carbono dentro de áreas fechadas de prédios ou minas (poluição interior). Comparando com os atuais sistemas de monitoramento da poluição, são mais baratos, portáteis e apresentam alta versatilidade.

Narizes eletrônicos de baixo custo reduzem os custos operacionais a longo prazo, permitindo um aumento da densidade da rede de monitoramento e diminuindo os problemas de cobertura do local estudado, assim como a economia gerada pela utilização de instrumentos que possuem manutenção mais barata do que os caros espectrômetros utilizados atualmente. Outro benefício obtido pelo baixo custo é a possibilidade de que, caso ocorra algum problema com o equipamento, ele possa ser rapidamente substituído por outro de maneira mais frequente, e assim, manter a rede de monitoramento da poluição em pleno funcionamento. A principal desvantagem da utilização dos narizes eletrônicos no monitoramento de poluentes do ambiente é que apesar de serem capazes de detectar e identificar a presença de compostos tóxicos (medições qualitativas), ainda não conseguem medir com eficácia a concentração (medição quantitativa) de cada composto detectado, principalmente numa mistura de gases complexa (que pode conter altas concentrações de gases que interferem na resposta dos sensores aos compostos em baixa concentração, aos quais se deseja medir) [55]. Outros fatores que afetam a estabilidade da resposta dos sensores ao longo do tempo como temperatura, umidade e drift também são frequentemente reportados [56].

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como principais objetivos:

- Trazer o conhecimento de alguns conceitos adquiridos em radiofrequência, especificamente para a construção de circuitos osciladores (utilizados para a construção de um dos tipos de narizes eletrônicos);
- Investigar, simular e construir topologias de circuitos osciladores que se enquadram nos requisitos necessários para serem utilizados com sensores SAW;
- Analisar as diferentes configurações dos circuitos osciladores construídos, de

maneira a determinar as suas características, as vantagens e as desvantagens que a escolha de cada tipo de circuito apresenta.

1.3 Estrutura do Trabalho

O Capítulo 2 aborda sobre alguns conceitos referentes à radiofrequência, necessários para o entendimento do que ocorre na elaboração dos circuitos, principalmente quando se trabalha em altas frequências. Além disso, são descritos os critérios básicos para se fazer com que um circuito oscile na sua frequência natural, bem como algumas configurações de circuitos osciladores utilizados na construção de dispositivos que funcionam com circuitos ressonantes. O Capítulo 3 descreve os métodos executados para a elaboração e montagem dos circuitos, e também, as simulações e análises experimentais obtidas com os circuitos construídos. No Capítulo 4 são feitas as conclusões sobre o trabalho, ao comparar as performances dos circuitos testados, e mostra quais são as perspectivas futuras que podem ser realizadas a partir dos resultados obtidos.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Este capítulo foi baseado nos livros [19], [57-64], trazendo informações necessárias para o entendimento de alguns dos conceitos que envolvem a radiofrequência, e assim, auxiliar na elaboração de circuitos osciladores.

2.1 Parâmetros de Rede de Duas Portas

Um circuito que apresenta em sua estrutura uma entrada e uma saída, Figura 2.1, é frequentemente caracterizado por uma rede de duas portas. Essas redes são descritas de acordo com suas variáveis independentes e dependentes [57].

Existe uma variedade de parâmetros de rede de duas portas que podem ser utilizados na caracterização de circuitos. Esses parâmetros possibilitam a manipulação e a otimização dos circuitos de radiofrequência, e a extração de figuras de mérito para componentes e circuitos. Dentre os modelos de duas portas mais comuns estão os parâmetros de impedância (parâmetros Z), os parâmetros de admitância (parâmetros Y), os parâmetros híbridos (parâmetros H), parâmetros ABCD e os parâmetros de espalhamento (parâmetros S).



Figura 2.1: Rede de duas portas: convenções de sinais [57].

2.1.1 Parâmetros Z

Nos parâmetros de impedância (parâmetros Z) as tensões das portas estão em função das correntes das portas. Sendo assim, as variáveis independentes nesses parâmetros são as correntes (I_1 e I_2) e as variáveis dependentes são as tensões (V_1 e V_2)

[57]. Na sua forma mais comum, as equações são descritas na seguinte forma matricial (2.1).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Os parâmetros $\{z_{ij}\}$ são chamados de impedância ou parâmetros Z da rede. Se a rede for linear e invariante no tempo, os parâmetros Z podem ser obtidos fazendo com que a corrente oposta ao terminal de teste seja zero, conforme (2.2).

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.1.2 Parâmetros Y

Nos parâmetros de admitância (parâmetros Y) ocorre o contrário dos parâmetros Z: as correntes das portas estão em função das tensões das portas. Com isto, as variáveis independentes nesses parâmetros são as tensões (V_1 e V_2) e as variáveis dependentes são as correntes (I_1 e I_2). A razão entre corrente e tensão tem como resultado a admitância [57]. As equações para os parâmetros de admitância são escritas na forma matricial conforme em (2.3).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Os parâmetros podem ser individualmente obtidos a partir do curto-circuito da porta de tensão que está do lado oposto à porta teste, conforme o sistema de equações (2.4).

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (2.4)$$

2.1.3 Parâmetros Híbridos (Parâmetros H)

Nos parâmetros híbridos (parâmetros H) a tensão de entrada e a corrente de saída estão em função da corrente de entrada e da tensão de saída. Portanto, a corrente de entrada e a tensão de saída são as variáveis independentes, sendo a tensão de entrada e a corrente de saída as variáveis dependentes [57], conforme a equação (2.5).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Nesses parâmetros, diferentemente dos parâmetros Z e parâmetros Y, os termos não apresentam a mesma dimensão. O termo h_{11} se refere à impedância da porta de entrada; h_{12} é adimensional (entrada sobre saída), uma razão entre tensões; h_{21} também é adimensional (saída sobre entrada), uma razão entre correntes; h_{22} representa a admitância da porta de saída [57].

Os parâmetros podem ser obtidos conforme o sistema de equações (2.6).

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} & h_{12} &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \\ h_{21} &= \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} & h_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.1.4 Parâmetros ABCD

Nos parâmetros ABCD, a corrente e a tensão de entrada estão em função da tensão e da corrente de saída. Consequentemente, a tensão e a corrente de saída são as variáveis independentes, tendo a corrente e a tensão de entrada como variáveis dependentes [57]. As equações que caracterizam os parâmetros ABCD na forma matricial são dadas em (2.7).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Os parâmetros ABCD são obtidos através do sistema de equações (2.8).

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Observação: Para se obter os valores dos parâmetros ABCD, é preciso destacar que primeiro é calculado o valor inverso ($1/A$, $1/B$, $1/C$ e $1/D$), pois nas equações utilizadas, que levam em consideração $I_2 = 0$ e $V_2 = 0$ ocorre uma incongruência. Por exemplo, se há uma tensão de teste V_2 para obter o valor de V_1 , a corrente I_2 não pode ser zero. De maneira a evitar isto, a tensão de teste é feita na posição de V_1 , obtendo-se a resposta em V_2 .

Para uma rede recíproca, a equação dos parâmetros ABCD se torna (2.9).

$$AD - BC = 1 \quad (2.9)$$

Neste caso, $A = D$ para uma rede simétrica. Parâmetros ABCD são úteis quando se deseja obter ganhos de tensão ou corrente de um componente ou o ganho total de uma rede. Uma das maiores vantagens dos parâmetros ABCD é a possibilidade de utilizá-lo quando as redes ou componentes estão dispostos em cascata [58], conforme a Figura 2.2. Nestas condições, o parâmetro ABCD global da rede é calculado como o produto das redes individuais ou de cada componente. As equações que generalizam o parâmetro ABCD para uma cadeia de n redes são descritas em (2.10).

$$\begin{Bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \right) \begin{Bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{Bmatrix} \quad (2.10)$$

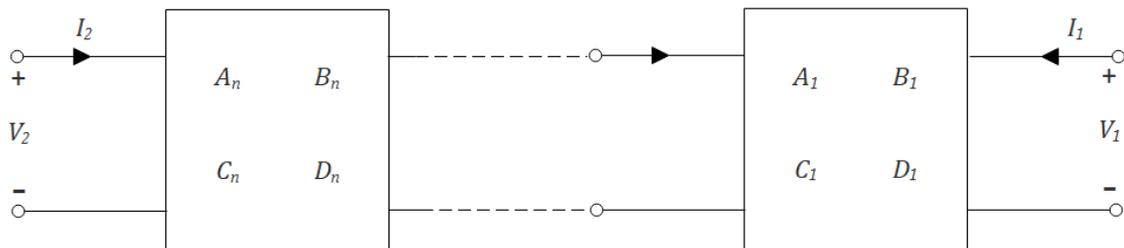


Figura 2.2: Parâmetro ABCD de redes em cascata [58].

2.1.5 Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S)

Diferentemente dos parâmetros que fazem uso da manipulação de correntes e tensões para caracterizar os componentes do dispositivo sob teste, os parâmetros S utilizam ondas incidentes e refletidas em cada porta da rede. Além disso, a rede está sempre terminada na impedância característica do sistema de medição (geralmente 50Ω , puramente resistiva), não havendo a necessidade de realizar curtos-circuitos para a caracterização das portas do dispositivo [59], conforme a Figura 2.3.

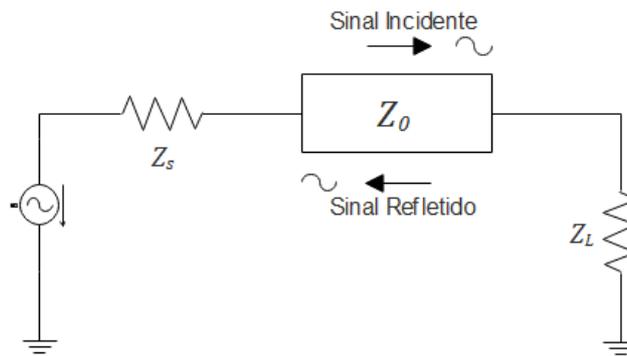


Figura 2.3: Ondas incidentes e refletidas na linha de transmissão Z_0 [59].

Sinais de tensão, corrente ou energia saindo da impedância da fonte (Z_s) e sendo entregue à carga (Z_L) podem ser consideradas como ondas incidentes e refletidas atravessando em direções opostas ao longo da linha de transmissão de impedância característica (Z_0). Caso a impedância de carga (Z_L) seja exatamente igual a Z_0 , a onda incidente é totalmente absorvida na carga e, portanto, não há onda refletida. No entanto, caso Z_L seja diferente de Z_0 , uma parte da onda incidente não é absorvida na carga, mas refletida de volta à fonte. Se a impedância da fonte Z_s for igual a Z_0 , a onda refletida da carga é absorvida na fonte e não ocorrem mais reflexões. Para Z_s diferente de Z_0 , uma porção da onda refletida da carga é refletida novamente da fonte para a carga, gerando um processo sem fim (para uma linha de transmissão sem perdas). O grau de descasamento entre Z_0 , Z_L ou Z_s , determina a quantidade de onda incidente que é refletida. A razão entre a onda incidente e a onda refletida é conhecida como coeficiente de reflexão e é simplesmente a medida de qualidade do casamento entre a linha de transmissão e a impedância das terminações [59]. O coeficiente de reflexão é uma medida complexa, expressa em magnitude e ângulo na forma polar pela equação (2.11).

$$\Gamma = \text{coeficiente de reflexão} = \frac{V_{refletida}}{V_{incidente}} = \rho_{L\theta} \quad (2.11)$$

Quanto melhor for o casamento entre a linha de transmissão e as impedâncias das terminações, menor a intensidade da onda refletida, diminuindo o coeficiente de reflexão. Quando há um casamento perfeito entre as terminações e a linha de transmissão, não há onda refletida e o coeficiente de reflexão é zero. Por outro lado, caso a impedância de carga seja um circuito aberto ou um curto-circuito, nenhuma energia incidente pode ser absorvida na carga, e assim, a sua totalidade será refletida em direção à fonte. Neste caso, o módulo do coeficiente de reflexão é igual a 1, ou um descasamento perfeito. Sendo assim, a faixa normal de valores da magnitude do coeficiente de reflexão encontra-se entre zero e um. Coeficientes de reflexão maiores que 1 significa que a onda refletida pela impedância de carga é maior que a onda incidente fornecida pela fonte. Para que isto ocorra, a carga deve ser uma fonte de energia [59].

A equação do coeficiente de reflexão também pode ser exibida em relação às impedâncias envolvidas e é dada por (2.12).

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.12)$$

A partir dessa equação, é possível notar que caso Z_L seja igual a Z_0 , o coeficiente de reflexão se torna zero. Por outro lado, caso Z_L seja igual a zero (curto-circuito) a magnitude do coeficiente de reflexão se torna igual a 1. Geralmente, a equação acima é normalizada em relação à impedância característica da linha de transmissão. Com isto, dividindo o numerador e o denominador da equação (2.12) por Z_0 obtemos (2.13):

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1} = \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1} \quad (2.13)$$

Onde Z_n é a impedância de carga normalizada [59].

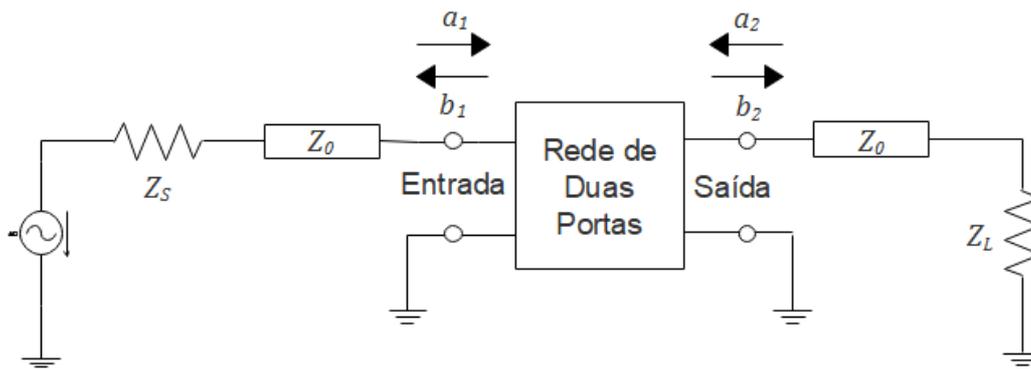


Figura 2.4: Ondas incidente e refletida em um dispositivo de duas portas [59].

Uma rede de duas portas entre fonte e carga é representada na Figura 2.4. A partir dela, é possível dizer que para qualquer onda originada na fonte:

- 1) Uma porção da onda, originária da fonte e incidente na porta de entrada (a_1) será refletida (b_1) e uma outra porção será transmitida através da rede.
- 2) Uma fração do sinal transmitido é refletida pela carga e se torna incidente na saída da rede (a_2)
- 3) Uma porção do sinal a_2 é refletida de volta para a carga pela porta de saída (b_2) enquanto uma fração é transmitida através da rede em direção a fonte.

Desse modo, é possível obter as equações (2.14), que caracterizam os parâmetros de espalhamento para a configuração de rede em duas portas [59].

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Sendo,

S_{11} = o coeficiente de reflexão da entrada;

S_{12} = o coeficiente de ganho inverso;

S_{21} = o coeficiente de ganho direto;

S_{22} = o coeficiente de reflexão da saída;

E cada coeficiente pode ser encontrado conforme as equações 3.15.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.15)$$

O conjunto de equações (2.15) necessita que a_1 ou a_2 sejam ajustados para zero, de modo a medir cada coeficiente do parâmetro-S. Isto é realizado fazendo com que Z_S e Z_L sejam iguais a impedância característica do sistema de medição. Conseqüentemente, qualquer onda incidente em Z_S ou Z_L é totalmente absorvida e nada é refletido através da rede. Como exemplo, pode-se considerar a medição do coeficiente de reflexão de entrada, S_{11} . Idealmente, o desejado seria fornecer um sinal de entrada à rede de duas portas e medir apenas a fração do sinal que foi refletido para a fonte. Mas, na realidade, parte do sinal incidente é transmitido através da rede e refletido pela impedância de carga (a_2), sendo reversamente transmitido através da rede e indo novamente para a fonte. Como resultado, a medição do sinal refletido seria a soma da parcela de a_1 que é refletida e a parcela de a_2 que é transmitida, o que causaria discrepâncias nas medições. No entanto, se Z_L for igual a Z_0 , não haverá reflexão da carga, e assim, o sinal de reflexão medido na entrada da porta dividido pelo sinal incidente naquela porta denota o verdadeiro valor do coeficiente de reflexão da entrada, S_{11} [59].

2.2 Ressonância

Ressonância é um fenômeno que ocorre em vários campos. Na eletrônica, a ressonância ocorre quando um circuito, que possui reatâncias capacitiva e indutiva, apresenta tensão e corrente resultante em fase. A combinação em série ou em paralelo das impedâncias capacitiva e indutiva (X_C e X_L , respectivamente), para produzir a ressonância, possibilita um grande número de aplicações como rádios, televisores e radares [60].

Na ressonância, a reatância indutiva e a reatância capacitiva de um circuito possuem módulos iguais e sinais opostos. A reatância indutiva aumenta com o incremento da frequência e a reatância capacitiva diminui. Se um capacitor e um indutor

estiverem em um circuito AC, numa particular frequência suas reatâncias serão iguais, mas com sinais contrários (direções opostas). Um circuito que apresenta esta característica é chamado de circuito ressonante. Em qualquer circuito ressonante há presença de alguma resistência [60,61].

O valor da indutância e da capacitância dos componentes determina a frequência específica de ressonância do circuito. Alterando apenas um ou ambos os componentes, resultará em uma outra frequência de ressonância. Quanto maiores forem os valores de indutância e capacitância, menor será a frequência de ressonância. Por outro lado, quanto menores forem os valores de indutância e capacitância de um circuito, maior será a frequência de ressonância [61].

2.2.1 Circuito Ressonante Série

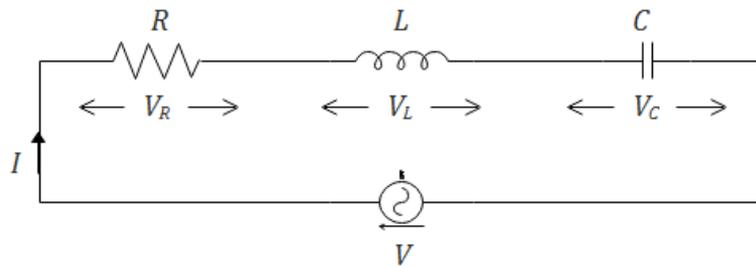


Figura 2.5: Circuito ressonante série básico [61].

Considere o circuito RLC série como mostra a Figura 2.5. A impedância do circuito, denominada Z , é definida por (2.16).

$$\begin{aligned} Z &= \frac{V}{I} \therefore Z = R + jX_L - jX_C = R + j(X_L - X_C) \\ &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Onde ω é a frequência em radianos/segundo.

Para que o circuito esteja em ressonância, segundo a definição, a parte reativa da impedância do circuito RLC série deve ser zero [61]. Denotando a frequência de ressonância como ω_0 tem-se (2.17).

$$\left[\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right] = 0 \therefore \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \therefore \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.17)$$

$$\therefore \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ rad/s}$$

Como $\omega_0 = 2\pi f_0$, temos f_0 dada por (2.18)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz} \quad (2.18)$$

Sendo f_0 denominada a frequência de ressonância em Hz.

A Figura 2.6 exibe o diagrama de fasores do circuito RLC série para três diferentes frequências, mantendo os valores de L e C constantes. A Figura 2.7 (a) mostra as tensões observadas através de R , L e C na frequência $f < f_0$. A Figura 2.7 (b) mostra as tensões desenvolvidas através de R , L e C na frequência $f = f_0$. E a Figura 2.7 (c) mostra as tensões através de R , L e C na frequência $f > f_0$.

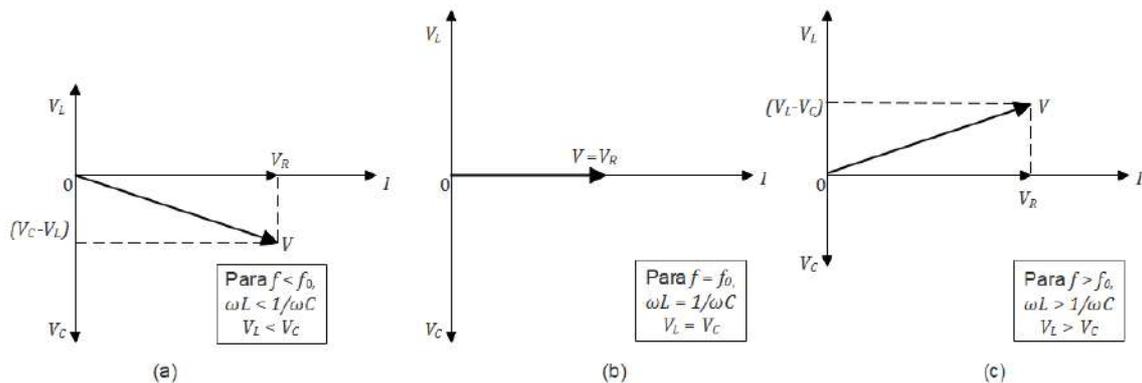


Figura 2.6: Diagrama de fasores do circuito RLC série em diferentes frequências [61].

Para qualquer frequência f menor que a frequência de ressonância f_0 , a reatância indutiva é menor que a reatância capacitiva. Sendo assim, a queda de tensão V_L é menor que a queda de tensão no capacitor, denominada V_C . Conseqüentemente, a corrente I se torna avançada em relação à fonte de tensão V e o circuito se comporta como um circuito capacitivo nas frequências menores que f_0 . Em $f = f_0$, a reatância indutiva se iguala à reatância capacitiva. Portanto, a tensão V_L é igual a V_C . As duas tensões se cancelam uma a outra e a tensão resultante é a mesma verificada em V_R . Neste caso, a tensão e a corrente estão em fase. Na frequência de ressonância, o circuito se comporta como se fosse puramente resistivo, com o fator de potência unitário. Para qualquer frequência f maior que a frequência de ressonância f_0 , a reatância capacitiva é menor que a reatância indutiva. Com isto, a queda de tensão V_L é maior que a queda de

tensão observada no capacitor, V_C . Deste modo, a corrente I fica atrasada em relação à fonte de tensão V , e assim, o circuito se comporta como um circuito indutivo para frequências maiores que f_0 [61].

A impedância do circuito RLC série é dada por (2.19):

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.19)$$

Desta maneira, a magnitude de impedância pode ser escrita conforme a equação (2.20).

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (2.20)$$

A partir das expressões acima, fica claro que na frequência de ressonância f_0 , a magnitude de impedância, $|Z|$, é igual a R , já que a parte reativa se torna zero. No entanto, para qualquer outra frequência maior ou menor que f_0 , o valor de $|Z|$ é maior que R . Logo, é possível concluir que a impedância de um circuito RLC série é mínima na frequência de ressonância, e é igual a R [61].

A corrente de um circuito RLC série pode ser calculada como pela equação (2.21).

$$I = \frac{V}{|Z|} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.21)$$

Como a impedância é mínima na frequência de ressonância, a corrente que flui no circuito é máxima, denotada como I_0 . Portanto, a corrente máxima de ressonância é dada por (2.22).

$$I_0 = \frac{V}{R} \quad (2.22)$$

Como a impedância aumenta para valores acima e abaixo de f_0 , a magnitude da corrente conseqüentemente diminui. O valor da corrente é limitado pela resistência do circuito. Se a resistência for muito pequena, a corrente na ressonância aumenta

subitamente para um valor bastante elevado. Quanto maiores os valores de resistência, menores são os picos de corrente verificados na ressonância [61].

Dado que a admitância é o inverso da impedância, a variação da admitância $|Y|$ ocorre de maneira oposta à variação da impedância no circuito RLC série. Na frequência de ressonância, a admitância $|Y|$ é máxima.

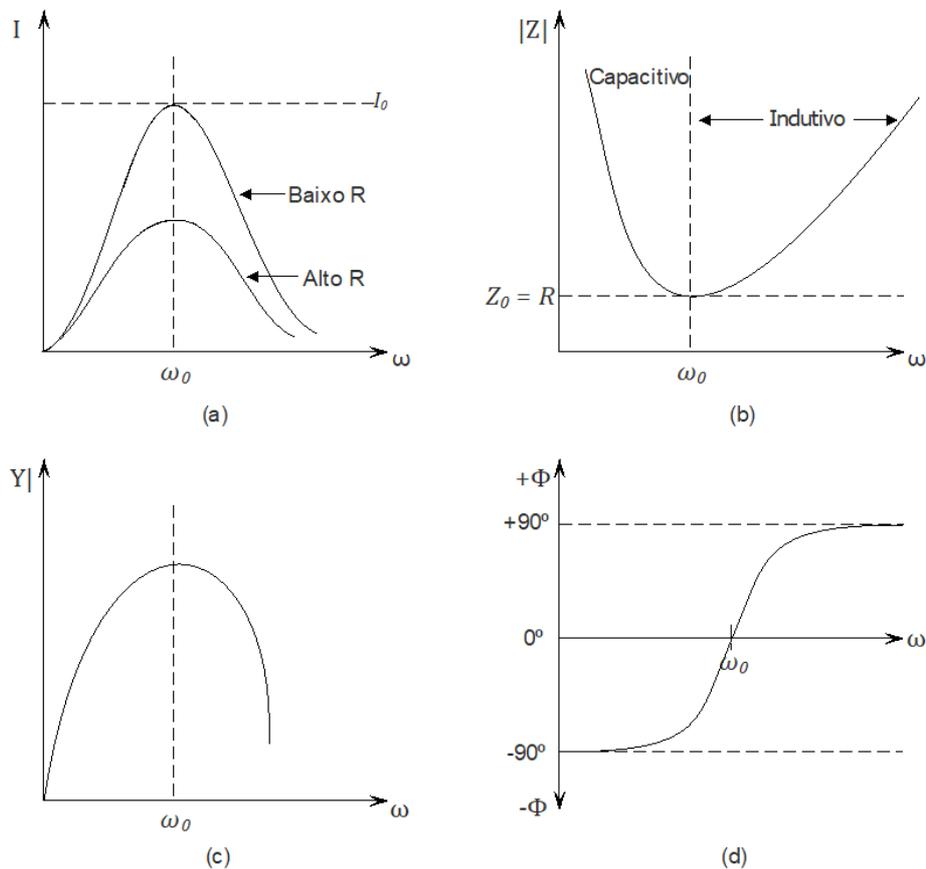


Figura 2.7: Variação de corrente (a), impedância (b), admitância (c) e fase (d) do circuito ressonante série [61].

Conforme apresentado na Figura 2.7, nas frequências abaixo da frequência de ressonância, a corrente está avançada em relação à tensão devido à reatância capacitiva ser maior que a reatância indutiva. Por isso, o ângulo de fase é negativo. Este ângulo de fase diminui conforme a frequência se aproxima da frequência de ressonância, onde o ângulo é igual a 0° . Nas frequências maiores que a frequência de ressonância, a tensão avança em relação à corrente, já que a reatância indutiva se torna maior que a reatância capacitiva. Com isso, o ângulo de fase é positivo. Conforme a frequência aumenta para valores muito elevados, o ângulo de fase se aproxima de 90° [61].

2.2.2 Circuito Ressonante Paralelo

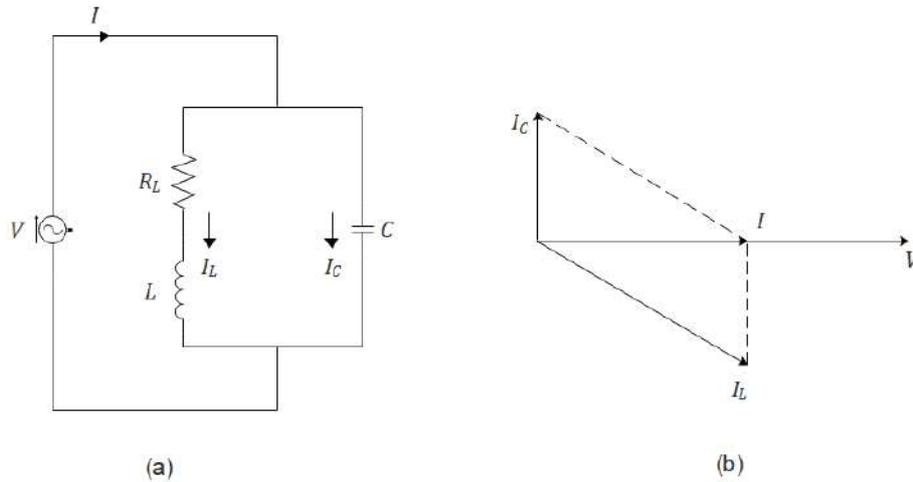


Figura 2.8: (a) Circuito ressonante paralelo. (b) Diagrama de fasores na frequência de ressonância [61].

Considere o circuito paralelo ressonante da Figura 2.8(a), com uma tensão aplicada V e corrente resultante I . A admitância do ramo contendo L e R_L é dada por (2.23).

$$Y_L = \frac{1}{R_L + jX_L} = \frac{R_L - jX_L}{R_L^2 + X_L^2} = \frac{R_L - j\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2} \quad (2.23)$$

A admitância do ramo contendo C é dada por (2.24).

$$Y_C = \frac{1}{-jX_C} = j \frac{1}{X_C} = j \frac{1}{\frac{1}{\omega C}} = j\omega C \quad (2.24)$$

Portanto, a admitância total do circuito paralelo é representada pelas equações (2.25) e (2.26).

$$Y = Y_L + Y_C \therefore Y = \frac{R_L - j\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C \quad (2.25)$$

$$Y = \frac{R_L}{R_L^2 + \omega^2 L^2} + j \left[\omega C - \frac{\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2} \right] \quad (2.26)$$

Na ressonância, a parte imaginária (neste caso, a susceptância) se torna zero. Nomeando o coeficiente angular na frequência de ressonância do circuito como ω_{ar} , obtêm-se (2.27) e (2.28).

$$\omega_{ar}C - \frac{\omega_{ar}L}{R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2} = 0 \quad \therefore \omega_{ar}C = \frac{\omega_{ar}L}{R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2}$$

$$\therefore C(R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2) = L \quad \therefore R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2 = \frac{L}{C} \quad (2.27)$$

$$\therefore \omega_{ar}^2L^2 = \frac{L}{C} - R_L^2 \quad \therefore \omega_{ar}^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{L^2} \quad \therefore \omega_{ar} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{L^2}}$$

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{L^2}} \quad (2.28)$$

Sendo f_{ar} a frequência de ressonância. A ressonância paralela só é possível enquanto $\frac{1}{LC} > \frac{R_L^2}{L^2}$. Caso contrário, f_{ar} será imaginária. Além disso, vale notar que para $\frac{1}{LC} \gg \frac{R_L^2}{L^2}$, $f_{ar} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, de maneira similar ao circuito RLC série [61].

A impedância do circuito na frequência de ressonância pode ser obtida colocando o valor da susceptância igual a zero, na expressão de admitância total Y , conforme as equações (2.29) e (2.30).

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{R_L}{R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2} \quad (2.29)$$

$$Z = \frac{R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2}{R_L} \quad (2.30)$$

Mas, de acordo com a equação (2.27): $R_L^2 + \omega_{ar}^2L^2 = L/C$

Então, substituindo na equação (2.30) obtém-se (2.31).

$$Z_{ar} = \frac{L}{R_L C} \quad (2.31)$$

A ressonância paralela também é denominada antirressonância. A impedância do circuito ressonante paralelo, Z_{ar} , é chamada de resistência dinâmica [61]. Quando a resistência da bobina (indutor) R_L é pequena, a resistência dinâmica se torna grande.

A impedância do circuito paralelo alcança o seu nível máximo e a resultante da corrente encontra o seu mínimo na frequência de ressonância, como ilustra a Figura 2.9. As características são exatamente opostas as do circuito ressonante série. Esse tipo de circuito também é chamado de circuito rejeitador.

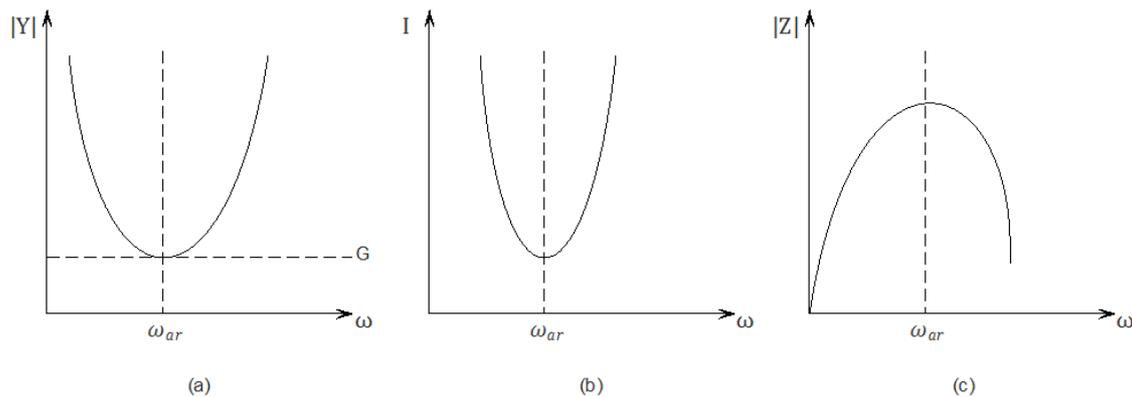


Figura 2.9: Comportamento do circuito ressonante paralelo em função da frequência: (a) admitância; (b) corrente; (c) impedância [61].

2.3 Fator de qualidade (Fator Q)

Existem basicamente dois tipos de fatores de qualidade a considerar na elaboração de osciladores e de outros tipos de circuitos de radiofrequência. O primeiro está relacionado apenas ao reator (capacitor ou indutor), denominado fator de qualidade sem carga (unloaded Q), Q_U . O segundo, diz respeito ao circuito como um todo, conhecido como fator de qualidade com carga (loaded Q), Q_L [62].

2.3.1 Fator de Qualidade sem Carga (unloaded Q), Q_U

O fator de qualidade sem carga se refere à razão entre a quantidade de energia armazenada e a energia dissipada no reator [62]. Para perdas que estão em série com um reator, a equação é definida por (2.32):

$$Q_U = \frac{X}{R_S} \quad (2.32)$$

Onde R_S é a resistência de perda em série com o reator e X é a reatância ou do indutor ou do capacitor na frequência de ressonância. Exemplos deste tipo de perda são a resistência nos indutores enrolados com fio e perdas encontradas nos conectores e placas de capacitores. Para perdas que estão em paralelo com o reator, a equação se dá na forma (2.33):

$$Q_U = \frac{R_P}{X} \quad (2.33)$$

Sendo, R_P a resistência de perda em paralelo com o reator. Como exemplos estão as perdas no núcleo do indutor e no dielétrico do capacitor [62].

O ressonador simples consiste de apenas um indutor e um capacitor. Nesse caso, o fator de qualidade sem carga do ressonador (Q_R) é dado por (2.34).

$$Q_R = \frac{1}{1/Q_{ind} + 1/Q_{cap}} \quad (2.34)$$

Onde Q_{ind} é o fator de qualidade sem carga do indutor e Q_{cap} é o fator de qualidade sem carga do capacitor [62].

2.3.2 Fator de Qualidade com Carga (loaded Q), Q_L

O fator de qualidade com carga (loaded Q), Q_L , é calculado levando em consideração as cargas que estão conectadas em conjunto com o circuito ressonante [62]. Para um circuito ressonante básico, sem perdas e em série, Q_L pode ser definido por (2.35).

$$Q_L = \frac{X}{R_{Total}} \quad (2.35)$$

Onde X é a reatância ou do indutor ou do capacitor na frequência de ressonância e R_{total} é a resultante da resistência em série de todo o circuito. Para um circuito ressonante paralelo básico, sem perdas, Q_L pode ser calculador por (2.36):

$$Q_L = \frac{R_{Paralelo}}{X} \quad (2.36)$$

Além dessas equações, há uma outra para o cálculo de Q_L em um circuito ressonante, definida por (2.37).

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (2.37)$$

Onde f_0 é a frequência de ressonância e BW_{3dB} consiste na largura de banda 3dB abaixo da amplitude máxima de resposta do sinal. Para um circuito ressonante LC de segunda ordem, a largura de banda de 3dB corresponde aos extremos da banda entre -45° e $+45^\circ$ [62].

2.4 Casamento de Impedâncias

O casamento de impedância é um conceito muito importante na radiofrequência, pois a sua utilização permite a máxima transferência de potência possível entre a carga e a fonte. Além disso, a relação sinal/ruído melhora, já que causa um aumento do nível do sinal [59].

Um teorema estabelece que para circuitos de corrente contínua, a máxima transferência de potência da fonte para a carga ocorrerá quando os valores das resistências de fonte e de carga forem iguais. Para circuitos de corrente alternada, o mesmo teorema estabelece que a máxima transferência de potência da fonte para a carga ocorre quando a impedância da carga (Z_L) for igual ao complexo conjugado da impedância da fonte. Complexo conjugado se refere a uma impedância complexa que possui a mesma parte real e reatância oposta. Sendo assim, se a impedância da fonte (Z_S) fosse igual a $R + jX$, seu complexo conjugado seria $R - jX$. Fica claro observar que, se a impedância de carga for igual a impedância complexa conjugada da fonte e estiverem conectadas em série, como na Figura 2.10(a), as reatâncias se cancelam, deixando apenas as resistências R_S e R_L , que são iguais. Com isto, a máxima transferência de potência ocorrerá, Figura 2.10(b) [59].

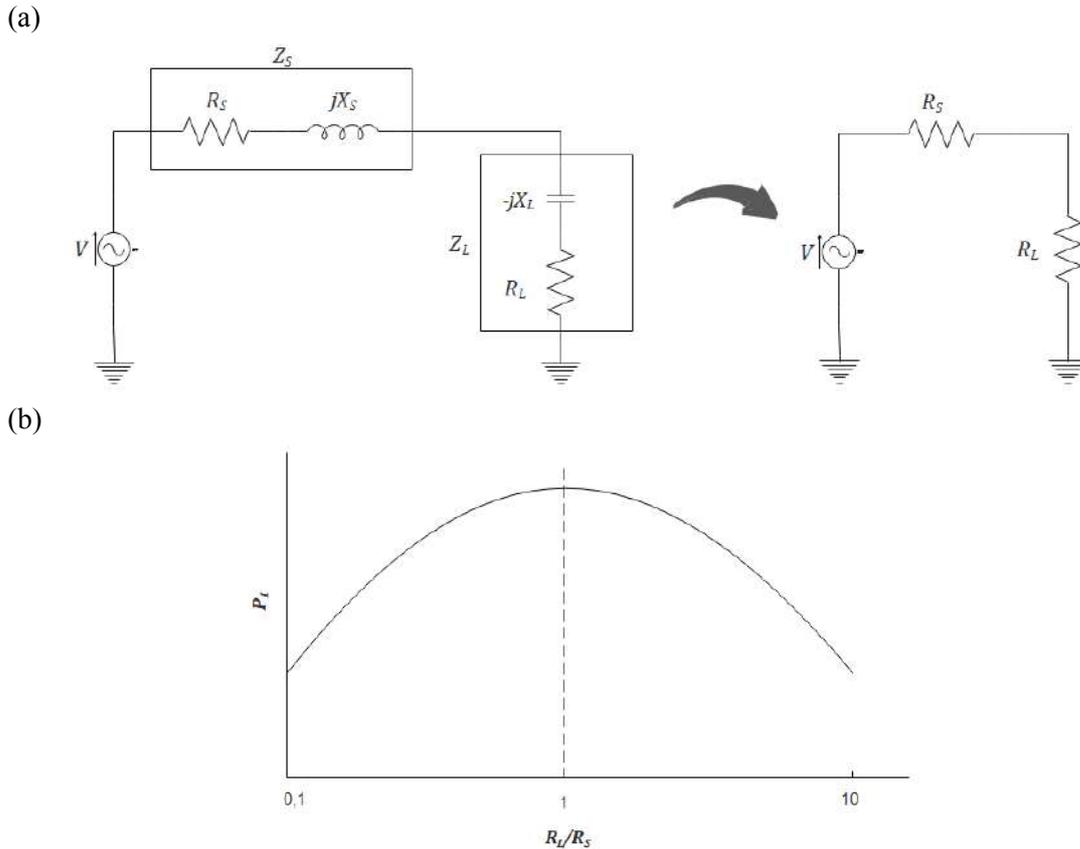


Figura 2.10: (a) Circuito com a impedância de fonte e seu complexo conjugado, com o circuito resultante (b) Gráfico que representa a transferência de potência da fonte para a carga do circuito para diferentes razões entre R_S e R_L . A máxima transferência ocorre quando $R_S = R_L$ [59].

Uma ideia geral da importância do casamento de impedância pode ser observada quando existe um circuito em que a impedância de carga é diferente da impedância da linha de transmissão característica, ocasionando reflexões do sinal de volta à fonte. Para minimizar este problema e fazer com que a reflexão do sinal se aproxime de zero, uma rede de casamento de impedâncias precisa ser inserida entre a linha de transmissão e a carga. Ela age como um circuito intermediário entre duas impedâncias não idênticas, fazendo com que a linha de transmissão da fonte veja um perfeito casamento com a carga (eliminando todas as possíveis reflexões) enquanto que as múltiplas reflexões existentes entre a carga e a rede de casamento não serão vistas pela fonte. Como são projetadas apenas com componentes reativos, as redes de casamento de impedância, idealmente, não representam perdas para o circuito. No entanto, o perfeito casamento de impedâncias ocorre somente em uma frequência. Em todas as outras, o casamento se torna pior progressivamente até não existir mais, o que pode ser um problema para circuitos que precisam operar em uma grande faixa de frequências. Para que isto não ocorra, é necessário aumentar a complexidade dos casadores de impedância, e

consequentemente, aumentar os custos do projeto. Neste trabalho, serão apresentados os três modelos mais comuns de redes de casamento de impedância: a rede em L, a rede em Pi e a rede em T [59].

2.4.1 Rede em L

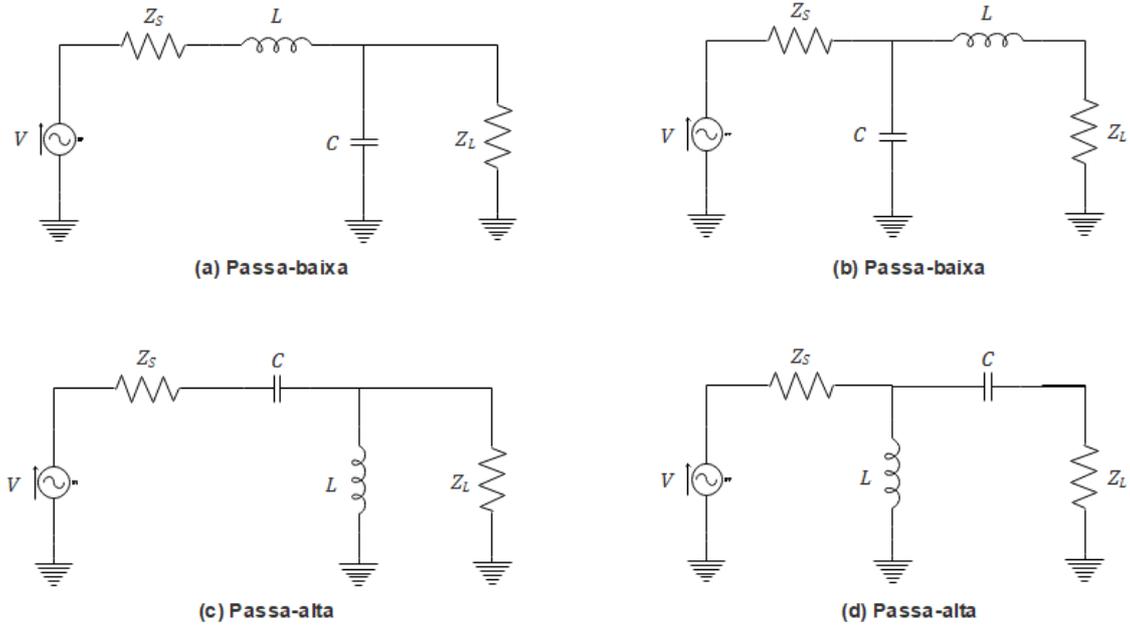


Figura 2.11: Rede em L em suas diferentes configurações [59].

Provavelmente o mais simples e o mais amplamente utilizado circuito de casamento de impedâncias. O nome "rede em L" é devido ao posicionamento dos componentes no circuito, lembrando a letra L. A Figura 2.11 mostra os quatro arranjos possíveis utilizando um indutor e um capacitor. As combinações das figuras 2.11(a) e (b) estão na configuração passa-baixas e as combinações das figuras 2.11(c) e 2.11(d) estão não configuração passa-altas. Para a construção dessas configurações, são utilizadas as equações (2.38), (2.39) e (2.40) [59].

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (2.38)$$

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} \quad (2.39)$$

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} \quad (2.40)$$

Onde:

Q_s = Fator de qualidade do ramo em série;

Q_p = Fator de qualidade do ramo ligado ao terra;

R_p = resistência ligada ao terra;

X_p = reatância ligada ao terra;

R_s = resistência em série;

X_s = reatância em série.

No mundo real, a maioria dos circuitos – entrada e saída de transistores, linhas de transmissão, mixers, antenas, etc. – apresenta impedância complexa, ou seja, contém componentes resistivo e reativo ($R \pm jX$), nem que sejam de componentes indesejados, considerados reatâncias parasitas. Sendo assim, é preciso lidar com tais circunstâncias. Há duas maneiras básicas de tratar o casamento de impedâncias complexas [59]:

- Absorção: o circuito de casamento de impedância "absorve" as reatâncias parasitas e as utiliza como componentes do circuito casador. Isto é feito através do posicionamento de elementos do casamento de impedância, como por exemplo, capacitores em paralelo com capacitâncias parasitas e indutores em série com indutâncias parasitas. Os componentes parasitas são subtraídos dos componentes de casamento de impedância, fazendo com que os novos elementos tenham valores um pouco menores do que o calculado previamente.

- Ressonância: Uma parte do circuito de casamento de impedância é projetada para ressonar com a reatância parasita, através de uma reatância de valor igual e sinal oposto, na frequência de interesse. Feito isto, o restante do procedimento é o mesmo do utilizado no casamento de dois componentes puramente resistivos.

2.4.2 Casamento de Impedâncias com Três Elementos

A utilização de um circuito casador de impedâncias com três elementos se torna um pouco mais complexa que a rede em L, ao exigir mais um componente. Por outro lado, possibilita o projetista de escolher o fator de qualidade Q do circuito, sendo vantajoso especialmente em aplicações que exigem uma estreita largura de banda

(elevado fator de qualidade). Isto não pode ser realizado com o circuito de dois elementos da rede em L, pois a partir da definição das impedâncias de entrada e saída, o fator de qualidade Q da rede é prontamente determinado [59]. A rede de três elementos da Figura 2.12(a) é chamado de rede Pi, por causa da semelhança do circuito à letra grega Pi e a rede da Figura 2.12(b) é denominada rede T por motivos similares.

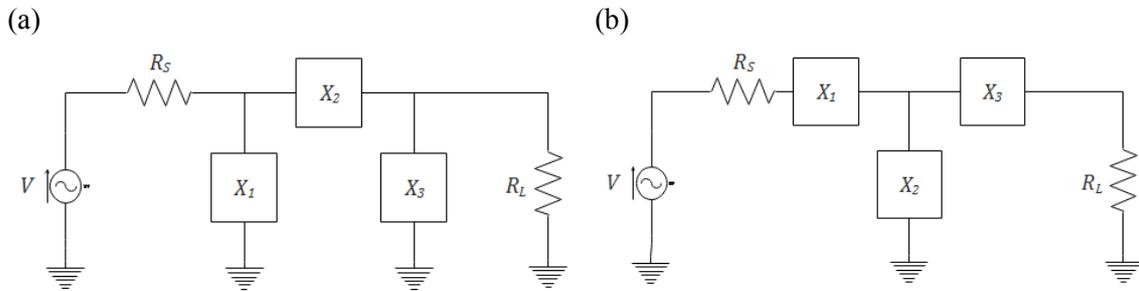


Figura 2.12: Redes de três elementos: (a) Rede Pi e (b) Rede T [59].

2.4.2.1 Rede Pi

A rede Pi pode ser descrita como duas redes em L conectadas em cascata onde ambas são configuradas para o casamento da carga e da fonte em conjunto a uma resistência "virtual" localizada na junção entre as duas redes [59]. A Figura 2.13 ilustra tal configuração. Os símbolos $-X_{S1}$ e $-X_{S2}$ indicam que são opostos aos símbolos X_{P1} e X_{P2} . Isto é, quando X_{P1} representa um capacitor, obrigatoriamente $-X_{S1}$ representa um indutor e vice versa. O mesmo ocorre com X_{P2} e X_{S2} . Se X_{P2} for um indutor, X_{S2} deve ser um capacitor e vice versa.

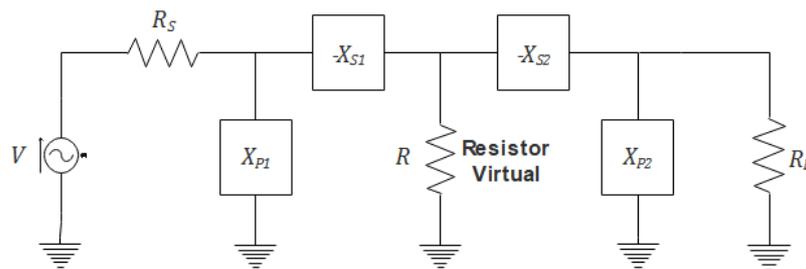


Figura 2.13: Rede Pi mostrada como uma combinação de duas redes em L e configuradas em conjunto a uma resistência "virtual" [59].

O procedimento para o cálculo de cada parte da rede Pi é realizado da mesma maneira que a rede em L feito anteriormente. A diferença está na escolha de uma resistência virtual (R), que pode ter qualquer valor desde que seja menor que R_S e R_L , em razão de estar conectada ao braço em série de cada rede em L. Mas, na maior parte

dos casos, o valor de R é determinado de acordo com o fator de qualidade desejado para o circuito. Segundo [59], o cálculo aproximado (para a maioria dos trabalhos práticos) do fator de qualidade para esse tipo de rede pode ser definido por (2.41).

$$Q = \sqrt{\frac{R_{maior}}{R} - 1} \quad (2.41)$$

Sendo,

R_{maior} = a maior resistência, entre R_S e R_L ;

R = resistência virtual.

2.4.2.2 Rede T

O cálculo para a rede T obedece aos mesmos procedimentos da rede Pi, exceto pelo fato de que na rede T o casamento da carga e da fonte, por meio de duas redes em L, é feito a partir de uma resistência virtual maior que R_S e R_L . Isto significa que as duas redes em L terão os seus ramos em paralelo conectados juntos [59], como mostra a Figura 2.14.

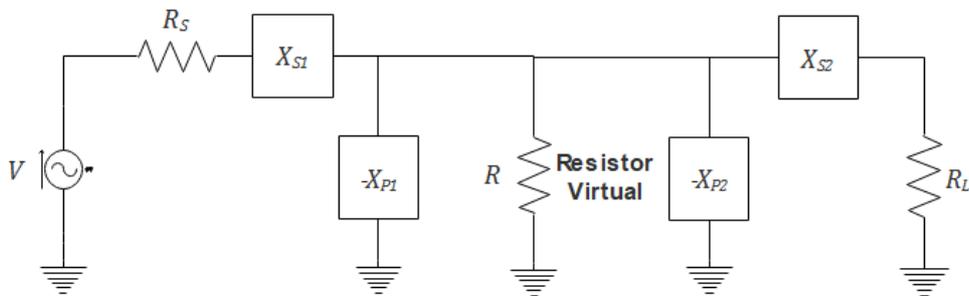


Figura 2.14: Rede T mostrada como uma combinação de duas redes em L e configuradas em conjunto a uma resistência “virtual” [59].

A rede T é bastante utilizada para casar dois valores de impedância pequenos, quando é necessário um alto fator de qualidade (Q), determinado pela rede em L que apresenta a resistência de menor valor. Sendo assim, a equação para o cálculo do fator de qualidade para uma rede em T é dada por (2.42) [59].

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{menor}} - 1} \quad (2.42)$$

Onde:

R_{menor} = a menor resistência entre R_S e R_L ;

R = resistência virtual.

A estrutura da fórmula é exatamente a mesma da mostrada anteriormente, no cálculo da rede Pi. A redefinição da fórmula leva em consideração o novo posicionamento da resistência virtual, quando trocadas as posições das redes em L para gerar a rede T.

2.5 Osciladores

Em eletrônica, oscilador é um circuito capaz de gerar um sinal de saída periódico no tempo, sem a aplicação de um sinal de entrada [62]. Existem vários de tipos de osciladores e diferentes configurações que são capazes de produzir sinais periódicos. Alguns osciladores geram ondas senoidais, e outros, sinais não-senoidais. Sinais não-senoidais como pulso e rampa são encontrados em aplicações de temporização e controle. Osciladores por pulso são comumente vistos em relógios digitais, e osciladores do tipo rampa são encontrados no circuito de varredura horizontal de osciloscópios e televisores. Osciladores senoidais são utilizados em aplicações como celulares, rádios, televisores e equipamentos de teste (analisadores de rede e geradores de sinais) e em sistemas sem fio. Também chamados de osciladores harmônicos (lineares), apresentam oscilação baseada em circuitos ressonantes, formados pela associação de capacitores e indutores. Cristais também são utilizados no controle da frequência de oscilação [19].

Mesmo com a existência de vários circuitos integrados que geram sinais periódicos, circuitos osciladores discretos ainda possuem significantes vantagens, sendo frequentemente utilizados em sistemas que necessitam de alta estabilidade, elevada frequência e baixo ruído [62].

Neste trabalho, serão abordados apenas os circuitos osciladores que apresentam sinal de saída na forma senoidal.

2.5.1 Condição de Oscilação – Critério de Barkhausen

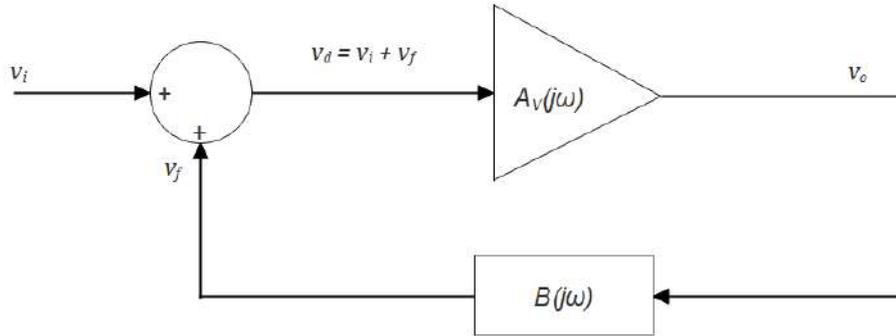


Figura 2.15: Circuito de realimentação básico [19].

A topologia básica de um circuito oscilador é mostrada na Figura 2.15. O ganho de tensão do amplificador é $A_v(j\omega)$ e a função de transferência da malha de realimentação da rede é denominada $B(j\omega)$. O ganho de amplificador $A_v(j\omega)$ também é chamado de ganho de malha aberta já que representa razão entre v_o e v_i quando $v_f = 0$ (ou seja, quando $B(j\omega)$ está desconectado do circuito).

O ganho do amplificador é, em geral, um número complexo. Porém, em muitos osciladores, na frequência de oscilação, o amplificador opera em sua região de banda média, onde o ganho do amplificador $A_v(j\omega)$ pode ser considerado como uma constante real [19]. Neste caso, $A_v(j\omega)$ é representado simplesmente por A_{v0} .

A realimentação negativa ocorre quando o sinal de realimentação subtrai do sinal de entrada. Analogamente, quando v_f se soma a v_i , a realimentação é dita como positiva. A fase de v_f determina se v_f se soma ou subtrai de v_i . A fase de v_f é determinada pelo ganho de malha $A_v(j\omega) \cdot B(j\omega)$. Se $A_v(j\omega) = A_{v0}(j\omega)$ é um número positivo, a mudança de fase através do amplificador é 0° , e para que haja realimentação positiva, a fase através de $B(j\omega)$ deve ser 0° (ou um múltiplo de 360°). Caso A_{v0} seja um número negativo, a mudança de fase através do amplificador é $\pm 180^\circ$, e assim, a fase de $B(j\omega)$ para a realimentação positiva deve ser também de $\pm 180^\circ$. Em resumo, para que haja uma realimentação positiva do circuito, é necessário que a mudança de fase associada ao laço deve ser 0° ou um múltiplo natural de 360° [19].

A partir da Figura 2.15 é possível verificar que:

$$v_o = A_v(j\omega)v_d \quad (2.43)$$

$$v_f = B(j\omega)v_o \quad (2.44)$$

$$v_d = v_i + v_f \quad (2.45)$$

Deste modo, a partir das equações (2.43), (2.44) e (2.45), o ganho de tensão em malha fechada $A_{vf}(j\omega)$ é dado por (3.46)

$$A_{vf}(j\omega) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v(j\omega)}{1 - B(j\omega)A_v(j\omega)} \quad (2.46)$$

A expressão $B(j\omega)A_v(j\omega)$ é conhecida como ganho de malha.

Para que a oscilação ocorra, um sinal de saída deve existir sem que seja aplicado um sinal de entrada. Para $v_i = 0$, um v_o finito só é possível quando o denominador é zero. Isto acontece quando (2.47) é atendida [19].

$$1 - B(j\omega)A_v(j\omega) = 0 \quad (2.47)$$

ou

$$B(j\omega)A_v(j\omega) = 1 \quad (2.48)$$

A equação 2.48 expressa que as oscilações só ocorrem quando o ganho de malha é unitário. Essa relação é conhecida como critério de Barkhausen.

Com $A_v(j\omega) = A_{vo}$ e separando $B(j\omega)$ em parte real e imaginária, conforme em (2.49)

$$B(j\omega) = B_r(\omega) + jB_i(\omega) \quad (2.49)$$

onde $B_r(\omega)$ e $B_i(\omega)$ são as partes real e imaginária de $B(j\omega)$, é possível expressar a equação (2.48) como em (2.50)

$$B_r(\omega)A_{vo} + jB_i(\omega)A_{vo} = 1 \quad (2.50)$$

Fazendo a parte imaginária igual a zero na equação (2.50), obtemos (2.51) e (2.52)

$$B_r(\omega)A_{vo} = 1 \rightarrow A_{vo} = \frac{1}{B_r(\omega)} \quad (2.51)$$

$$B_i(\omega)A_{vo} = 0 \rightarrow B_i(\omega) = 0 \quad (2.52)$$

Desde que $A_{vo} \neq 0$. As condições dadas nas equações (2.51) e (2.52) são conhecidas como critério de Barkhausen na forma retangular para $A_v(j\omega) = A_{vo}$.

A condição em (2.51) é conhecida como condição de ganho, e (2.52) é conhecida como a frequência da condição de oscilação. A frequência da condição de oscilação estabelece a frequência em que a mudança de fase de malha fechada é 0° ou um múltiplo de 360° . Na forma polar, a equação (2.48) pode ser expressa por (2.53) [19].

$$B(j\omega)A_v(j\omega) = |B(j\omega)A_v(j\omega)| \cdot \angle B(j\omega)A_v(j\omega) = 1 \quad (2.53)$$

Desta maneira, é obtido que:

$$|B(j\omega)A_v(j\omega)| = 1$$

e

$$\angle B(j\omega)A_v(j\omega) = \pm n360^\circ$$

Onde $n = 0, 1, 2, \dots$

2.5.2 Osciladores LC

Nos osciladores LC, o circuito de sintonia, formado pela combinação de indutores e capacitores, determina a frequência de oscilação e age como uma rede de realimentação. O uso de circuitos ressonantes de elevado fator de qualidade (Q) é capaz de gerar circuitos osciladores de baixa distorção. São frequentemente encontrados em

aplicações de radiofrequência que trabalham com frequências na faixa de centenas de quilohertz a centenas de megahertz [19,63].

Uma das configurações básicas do circuito oscilador LC é mostrado na Figura 2.16. A amplificação é feita com componentes ativos, como amplificadores, transistores BJT e FET. O ganho do amplificador é denominado A_v , a resistência de entrada do amplificador é R_i , a resistência de saída é R_o , e as impedâncias complexas são Z_1 , Z_2 e Z_3 .

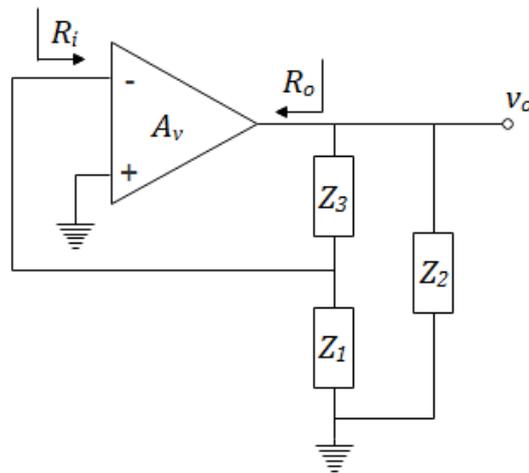


Figura 2.16: Forma geral de vários circuitos osciladores LC [63].

As expressões que caracterizam o circuito representado pela Figura 2.16 foram obtidas em [63]. A impedância de carga do circuito é dada pela equação (2.54).

$$Z_L = [(Z_1 // R_i) + Z_3] // Z_2 \quad (2.54)$$

O ganho de malha aberta é dado por (2.55).

$$A = \frac{-A_v Z_L}{Z_L + R_o} \quad (2.55)$$

E o fator de realimentação por (2.56).

$$B = \frac{Z_1 // R_i}{(Z_1 // R_i) + Z_3} \quad (2.56)$$

O ganho de malha é encontrado a partir da multiplicação das equações (2.55) e (2.56).

$$AB = \frac{-A_V(Z_1//R_i)Z_2}{R_o[(Z_1//R_i) + Z_2 + Z_3] + Z_2[(Z_1//R_i) + Z_3]} \quad (2.57)$$

Se as impedâncias são puramente reativas (indutiva ou capacitiva), então, $Z_1 = jX_1$, $Z_2 = jX_2$ e $Z_3 = jX_3$, sendo $X = \omega L$ para indutores e $X = -1/\omega C$ para capacitores. Com isso, o ganho de malha é dado por (2.58).

$$AB = \frac{A_V \left(\frac{X_1^2 R_i + jX_1 R_i^2}{R_i^2 + X_1^2} \right) X_2}{jR_o \left[\left(\frac{X_1 R_i^2}{R_i^2 + X_1^2} \right) + X_2 + X_3 \right] - X_2 \left[\left(\frac{X_1^2 R_i}{R_i^2 + X_1^2} \right) + X_3 \right]} \quad (2.58)$$

Para que o ganho de malha seja real, sem mudança de fase (um dos termos do critério de Barkhausen), e considerando $R_i \gg X_1$, o componente imaginário da equação (2.58) deve ser zero [63]. Ou seja:

$$0 = X_1 + X_2 + X_3 \quad (2.59)$$

Sendo assim:

$$AB = \frac{A_V X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} = \frac{A_V X_1}{(X_1 + X_3)} \quad (2.60)$$

A partir da equação (2.59) é observado que o circuito oscila na frequência de ressonância que corresponde à combinação série de X_1 , X_2 e X_3 [63].

A equação (2.60) é simplificada usando a relação da equação (2.59), levando a (2.61).

$$AB = -\frac{A_V X_1}{X_2} \quad (2.61)$$

Para que haja oscilação, o módulo do ganho de malha, $|AB|$, deve apresentar magnitude no mínimo unitária na frequência de oscilação. Além disso, X_1 deve ter o mesmo sinal

que X_2 , isto é, eles devem possuir o mesmo tipo de reatância. Se X_1 for uma reatância capacitiva, X_2 também deve ser, resultando em X_3 ser obrigatoriamente uma reatância indutiva. Da mesma forma, é possível que X_1 e X_2 sejam reatâncias indutivas e X_3 seja uma reatância capacitiva [63].

Um oscilador Colpitts é um circuito em que Z_1 e Z_2 são capacitores e Z_3 é um indutor. Em um oscilador Hartley, Z_1 e Z_2 são indutores e Z_3 é um capacitor.

2.5.3 Osciladores a Cristal

Osciladores deste tipo se aproveitam das propriedades especiais dos cristais: o efeito piezoelétrico. Se uma força mecânica é aplicada ao longo de certa direção ou eixo, como consequência, é gerada uma tensão na direção perpendicular. Caso o contrário, se uma tensão alternada for aplicada ao cristal, sua estrutura física muda, produzindo uma vibração mecânica. Existem diversos materiais que possuem características piezoelétricas, como o tantalato de lítio e o topázio, mas o quartzo é o material mais utilizado na construção de componentes para a eletrônica. A grande vantagem dos osciladores a cristal é o fato de que possuem um fator de qualidade associado de 1000 a 10000 vezes maior em comparação aos osciladores LC [19]. Isto faz com que os osciladores a cristal sejam menos suscetíveis às variações de frequência, oscilando somente em sua frequência de ressonância [63].

A classificação dos cristais depende da maneira como foi feito o corte a partir do cristal de quartzo original. Existe uma grande variedade de cortes como os tipos X, Y, AT, BT, e SC. No AT, por exemplo, o cristal é cortado junto ao eixo x em um ângulo de cerca de 35° com o eixo Z. Cada corte possui diferentes características, principalmente com relação à variação de temperatura. Valores típicos de especificações de estabilidade em relação à temperatura são de 10 a 100 ppm em hertz por graus Celsius [19].

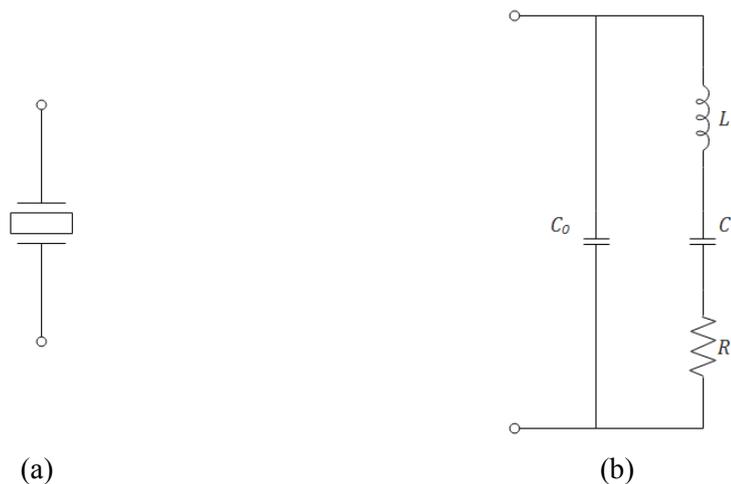


Figura 2.17: (a) Símbolo que representa o cristal e (b) Circuito elétrico equivalente simplificado [63].

O símbolo de circuito para o cristal piezoelétrico é exibido na Figura 2.17(a) e o circuito equivalente mais básico, modelado a partir da relação entre as vibrações mecânicas e as propriedades elétricas do cristal é observado na Figura 2.17(b). O indutor L representa a massa do cristal, o capacitor C se refere à flexibilidade ou elasticidade, R diz respeito às perdas devido ao atrito mecânico do cristal e o capacitor C_0 representa a capacitância dos eletrodos do cristal em paralelo com a capacitância do encapsulamento. Os componentes em série L , C e R do circuito formam o chamado “braço que move” (*motional arm*) e C_0 é chamado de “braço estático” (*static arm*) do cristal. Realisticamente, o cristal pode ser modelado como vários braços ressonante série, mostrado na Figura 2.18(a). O primeiro braço RLC - formado por R_1 , C_1 e L_1 - representa a frequência fundamental de oscilação e os outros braços, os “sobretons” (*overtones*) ímpares, cujas frequências são múltiplos ímpares da frequência fundamental. Também são encontradas frequências de ressonância espúrias entre as frequências dominantes [19,63].

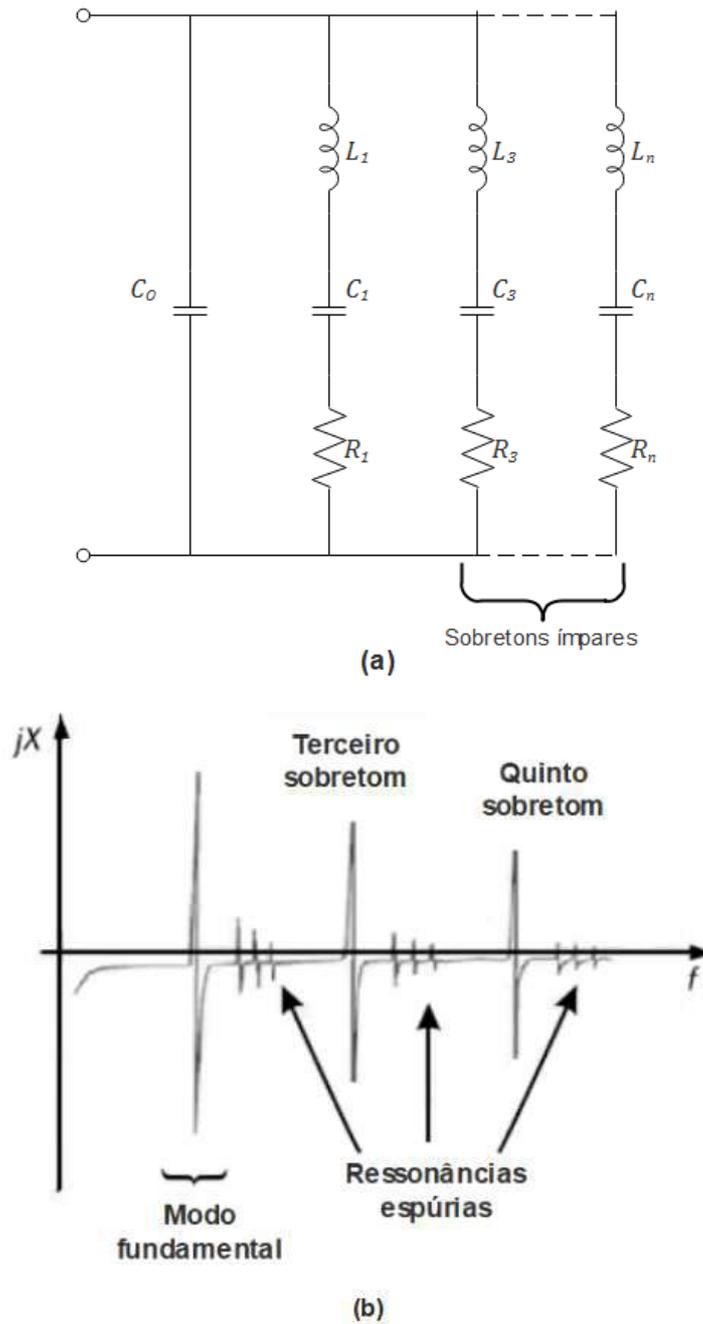


Figura 2.18: (a) Circuito equivalente de um cristal onde n representa os sobretons ímpares, (b) Gráfico com variação de reatância característica de um cristal [19].

Se $R_S = 0$, a impedância do circuito da Figura 2.17(b) é dada por (2.62) [63].

$$Z(j\omega) = \frac{(j\omega C_0)^{-1}[j\omega L + (j\omega C_1)^{-1}]}{j\omega L + (j\omega C_1)^{-1} + (j\omega C_0)^{-1}} \quad (2.62)$$

A impedância $Z(j\omega)$ será zero quando L e C_1 estiverem em ressonância. Sendo assim, a frequência de ressonância série f_s e dada pela equação (2.63).

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} \quad (2.63)$$

De maneira inversa, a impedância do cristal será infinita na frequência de antirressonância, dada por (2.64).

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_0C_1}{C_0+C_1}\right)}} \quad (2.64)$$

No cristal ideal (onde $R_S = 0$), os circuitos de ressonância série e paralelo se comportam como se apresentassem um fator de qualidade infinito. No entanto, todo cristal apresenta um resistência em série. Para um cristal com resistência em série, a equação para a impedância de entrada é dada por (2.65) [63].

$$Z(j\omega) = \frac{(j\omega C_0)^{-1}[j\omega L + R_S + (j\omega C_1)^{-1}]}{j\omega L + R_S + (j\omega C_1)^{-1} + (j\omega C_0)^{-1}} \quad (2.65)$$

Na prática, a impedância de entrada do cristal com resistência em série é a mesma que no cristal ideal. O principal efeito de R_S é limitar o fator de qualidade, Q_U .

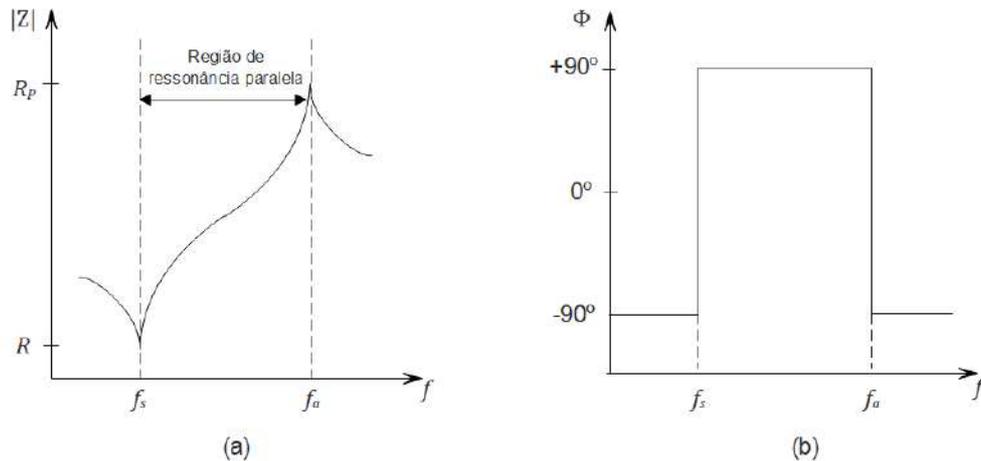


Figura 2.19: Gráfico de impedância de um cristal [19].

A partir da Figura 2.19 observa-se que para $f < f_s$ ou $f > f_a$, a impedância do cristal é capacitiva. Na frequência de ressonância série, $X_L = -X_{C1}$ e a impedância do braço RLC_1 do cristal se torna apenas R . Na ressonância série, R é também chamado de resistência equivalente em série (ESR, em inglês). O capacitor C_0 , que está em paralelo

com o resistor R , apresenta impedância muito maior ($|X_{C_0}| \gg R$), de maneira que o cristal possui apenas características resistivas. Na faixa entre f_s e f_a , a impedância do cristal se torna indutiva, com fase em 90° . Esta é uma importante região, chamada de região de ressonância paralela (ou região de ressonância paralela usual). Em circuitos osciladores, os cristais operam somente na ressonância série ou na região de ressonância paralela. Não trabalham na frequência de antirressonância, onde o circuito apresenta alta resistência e baixo nível de corrente. Tanto na frequência de ressonância quanto na de antirressonância, o cristal se torna apenas resistivo, com tensão e corrente estando em fase [19].

Circuitos osciladores a cristal utilizam basicamente a mesma estrutura dos circuitos osciladores LC. Para as configurações mais comuns – Pierce e Colpitts – os cristais substituem os indutores, com fase muito próxima a 90° , operando na região de ressonância paralela. Para configurações que trabalham na região de ressonância série, os cristais se comportam como um curto-circuito, dependendo de uma rede de realimentação LC que produza a mudança de fase de 180° e, que somada à inversão de fase de 180° do transistor, satisfaça a condição de oscilação [19].

Na Figura 2.20 são apresentadas várias configurações para o oscilador a cristal, como: Pierce, Colpitts e ressonante série, na forma rede Pi.

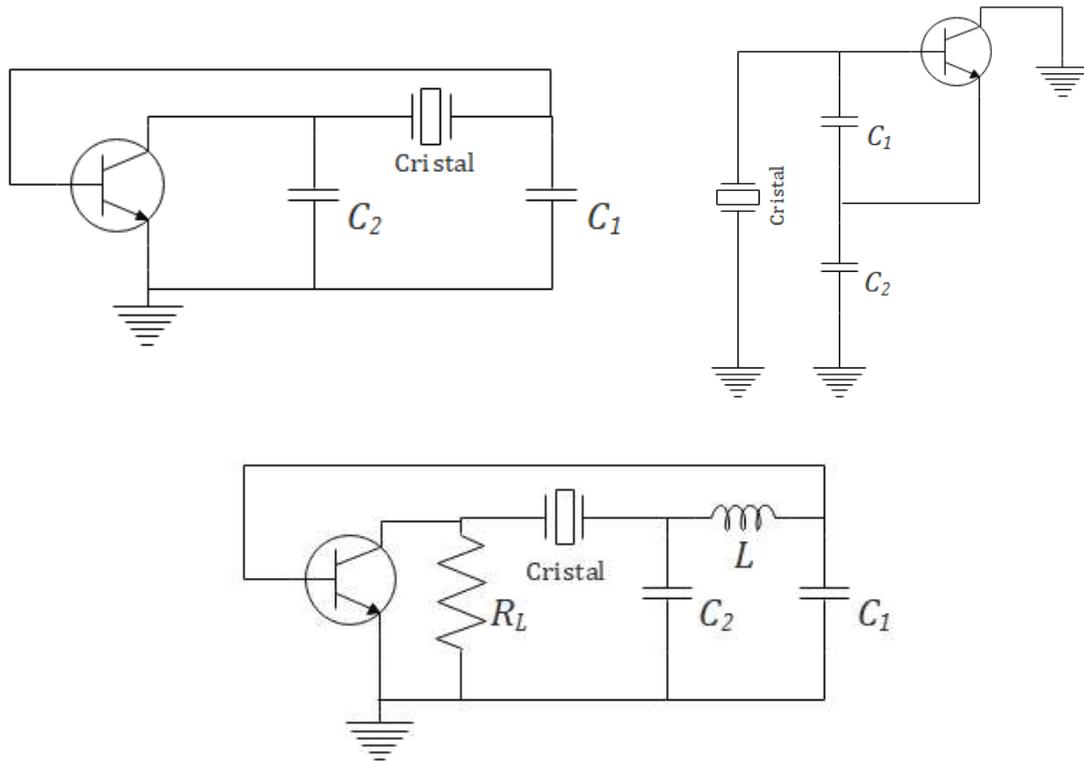


Figura 2.20: Diferentes configurações para o oscilador a cristal: Colpitts em emissor comum (esquerda), Colpitts em coletor comum (direita) e ressonante série, na forma rede Pi (abaixo) [63].

2.5.4 Osciladores SAW

Os ressonadores SAW, assim como os cristais, se utilizam da transdução eletromecânica para a sua concepção. São formados a partir de pelo menos duas estruturas interdigitais metálicas e uma camada de material piezoelétrico (por exemplo, quartzo, niobato de lítio, óxido de zinco, etc.), conforme a Figura 2.21. Ao ser aplicada uma tensão na estrutura interdigital de entrada, devido ao efeito piezoelétrico, são geradas ondas mecânicas que se propagam pela superfície do material até alcançarem a outra estrutura interdigital (saída), onde são novamente transformadas em tensão. A utilização de refletores evita a perda de energia pelas extremidades dos ressonadores. As estruturas que formam o ressonador são montadas sobre um substrato de cristal piezoelétrico pelo processo de fotolitografia [62].

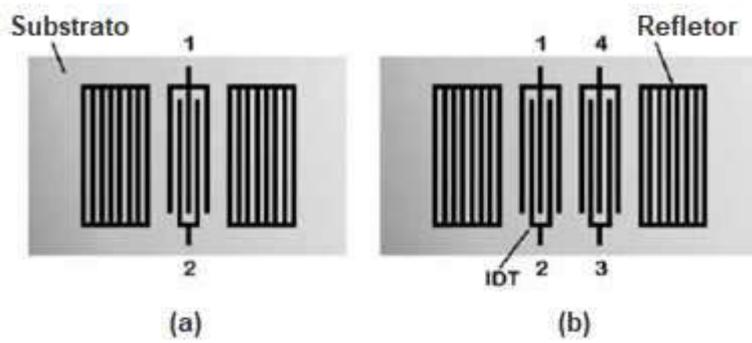


Figura 2.21: (a) Modelo de ressonador SAW de uma porta e (b) Modelo de duas portas [62].

Existem dois modelos, Figura 2.22, de circuito equivalente que representam os ressonadores SAW: o de uma porta e o de duas portas. O modelo de uma porta é semelhante ao modelo utilizado para o cristal, sendo apenas acrescentados os capacitores C_s que reproduzem as capacitâncias parasitas das estruturas interdigitais ligadas ao terra e das conexões do terminal. Já para modelo de duas portas, é possível encontrá-lo nas formas em que não há alteração de fase, ou seja 0° , e com alteração de fase de 180° . Isto se deve à maneira que as estruturas interdigitais são conectadas na fabricação do componente [62].

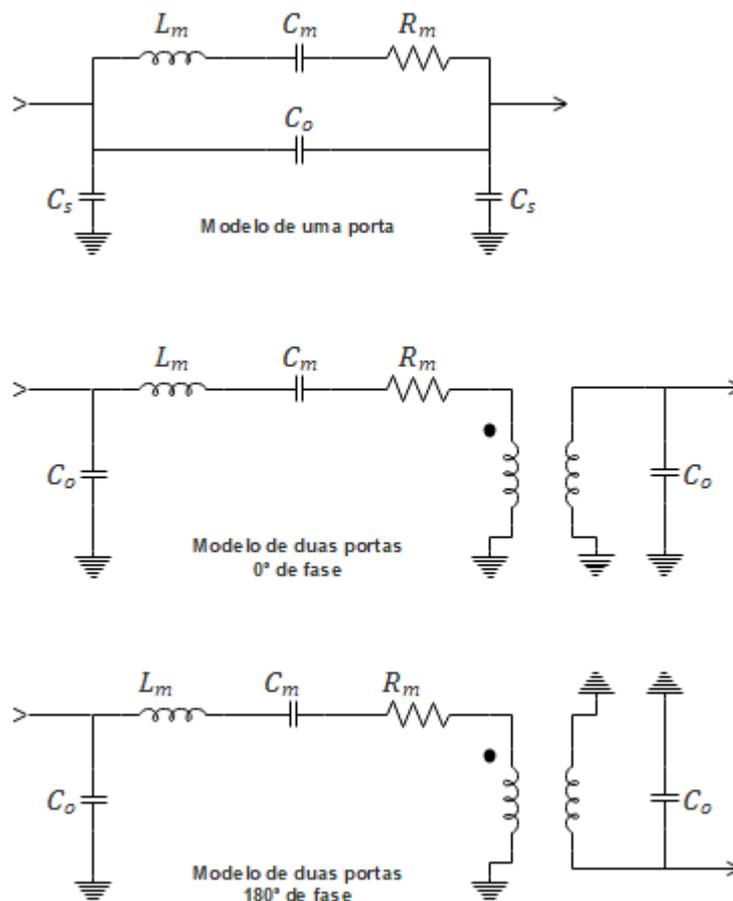


Figura 2.22: Circuito elétrico equivalente para os sensores SAW [62].

Os ressonadores SAW possuem fator de qualidade (Q_U) menor que os cristais, e consequentemente, apresentam coeficientes de estabilidade inferiores. No entanto, são empregados em aplicações de radiofrequência onde os cristais não são capazes de operar ou quando apresentam resultados melhores do que outros ressonadores, como em relação aos que usam apenas indutores e capacitores. As frequências típicas de operação se encontram na faixa de 50MHz a 1GHz [62].

Os circuitos osciladores que são empregados nos ressonadores SAW apresentam praticamente as mesmas configurações dos osciladores à cristal, Figura 2.23, operando tanto na frequência de ressonância série (como um “curto-circuito”) quanto na frequência de ressonância paralela (onde funciona como um indutor).

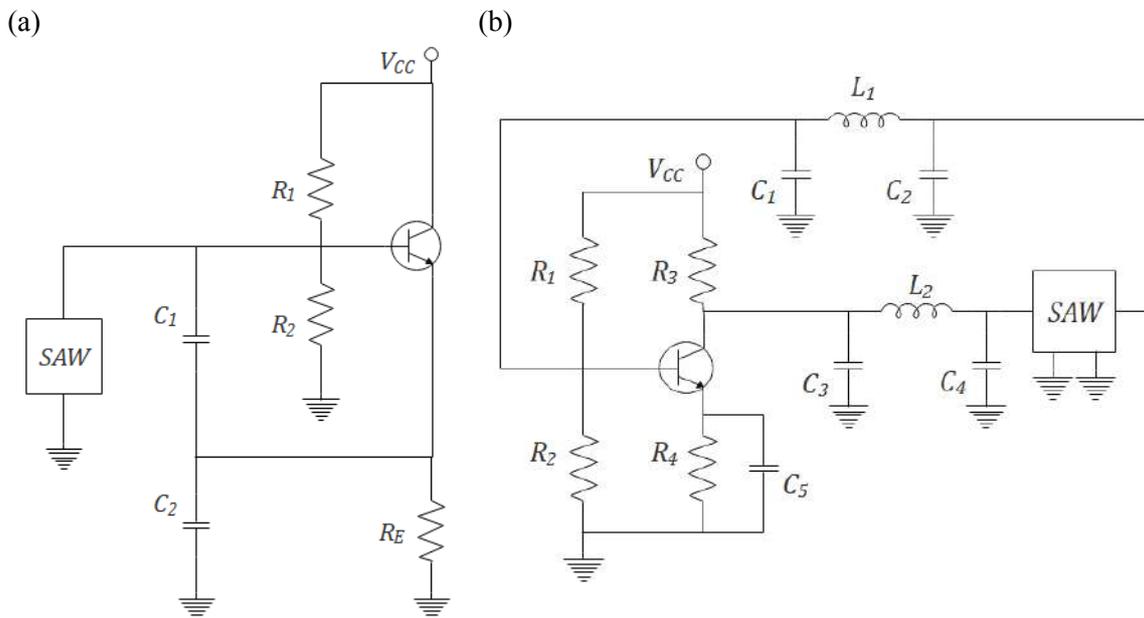


Figura 2.23: Exemplos de configurações utilizadas com os ressonadores SAW: (a) Colpitts em emissor comum, com ressonador de uma porta e (b) Colpitts ressonante série, na forma rede Pi, com ressonador de duas portas [19].

Capítulo 3

Metodologia e Análises

3.1 Sensor SAW

O sensor SAW utilizado neste trabalho, Figura 3.1, foi projetado pela empresa SAW Components Dresden GmbH para funcionar especificamente na detecção química de gases e voltado apenas para uso científico. É do tipo conhecido como duas portas e consiste basicamente em dois conjuntos de 73 pares interdigitais, com 1,78 micrômetros de espessura, e 593 refletores em cada extremidade, com uma dimensão total de 5,4mmX3,6mm. Apresenta substrato em quartzo com corte Y, rotacionado em $37^{\circ}30'$ e estrutura interdigital constituída de uma fina camada de ouro, com espessura da ordem de 50nm.

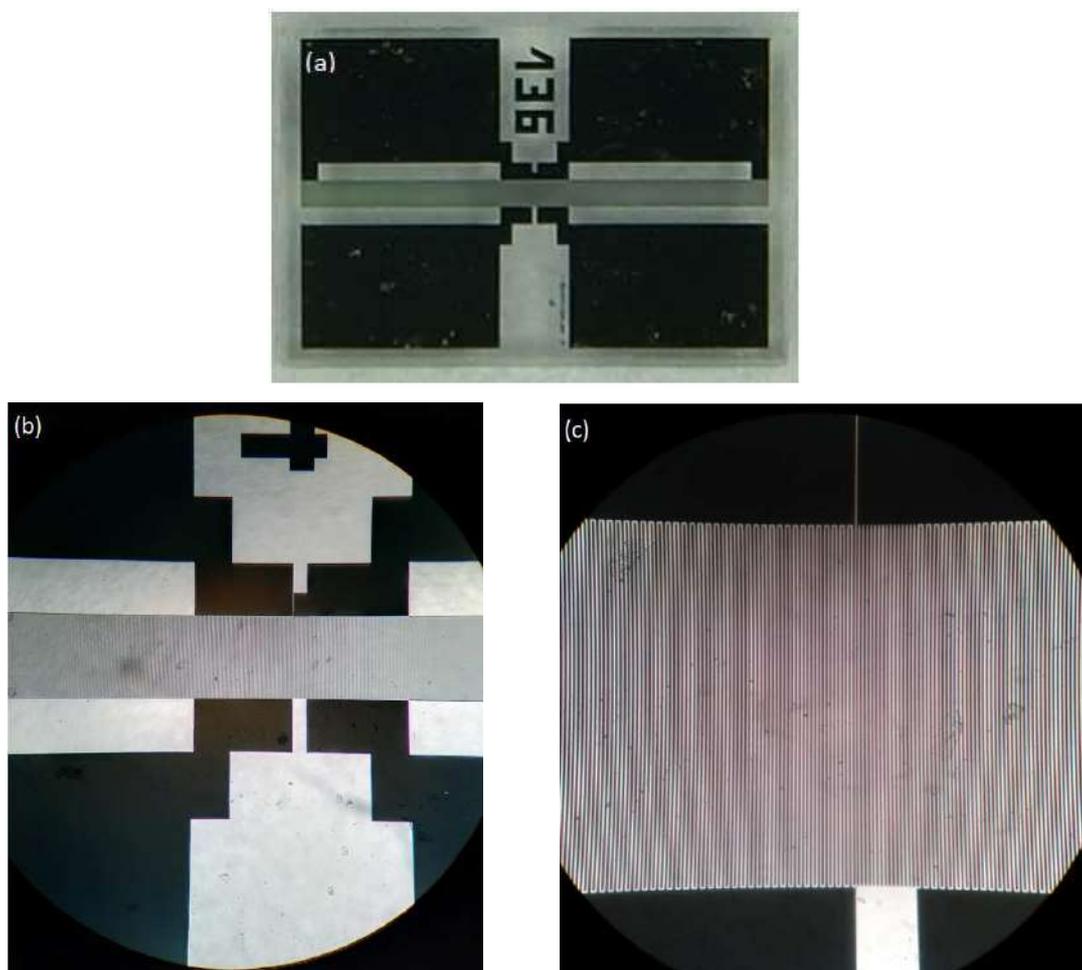


Figura 3.1: (a) Sensor SAW utilizado nos testes com os circuitos osciladores, (b) Imagem central do sensor ampliada 100 vezes e (c) Imagem central do sensor ampliada 400 vezes, mostrando em mais detalhes a sua estrutura interdigital.

Para os experimentos foi utilizado o sensor SAW sem recobrimento (“sensor puro”). Testes de bancada, realizados pelo autor deste trabalho através de um analisador de rede, Figura 3.2, mostraram o sensor apresenta atenuação próxima a 22dB em 0°, ou seja, uma resistência série equivalente de aproximadamente 900Ω. Este sensor foi utilizado para os experimentos em razão dele se equiparar a um sensor normal que já apresenta recobrimento com material sensível às substâncias químicas. Geralmente, um sensor puro deste modelo possui atenuação da ordem de 11dB.

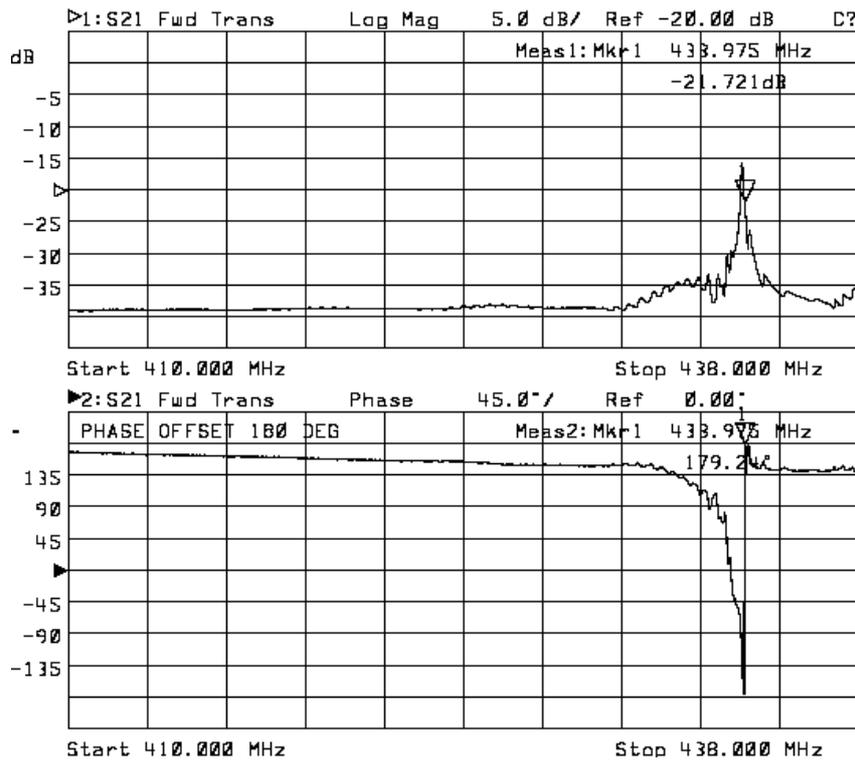
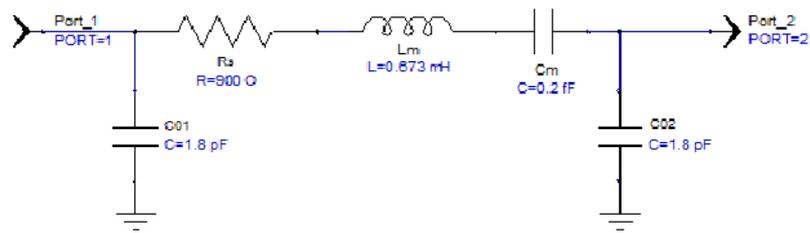


Figura 3.2: Sensor SAW com atenuação em cerca de 22dB em 0° (devido ao offset de 180° gerado pelo analisador de rede).

Conforme visto anteriormente, os sensores SAW e os cristais, em geral, apresentam várias frequências de sobretom (overtone, em inglês), que podem ser modelados adicionando diversos ramos de circuitos série-ressonantes ao ramo ressonante principal. Como o intuito desse trabalho é realizar medidas com o sensor SAW operando nas proximidades da frequência de ressonância principal, foi utilizado o modelo elétrico padrão (encontrado nos datasheets das empresas fabricantes de sensores SAW) que representa o sensor SAW. A adaptação realizada se encontra apenas na modificação para o valor de ESR (resistência equivalente em série) do sensor utilizado nos testes. A ilustração do circuito elétrico equivalente e de sua resposta em relação à variação da frequência, obtida em simulação, pode ser observada na Figura 3.3.

(a)



(b)

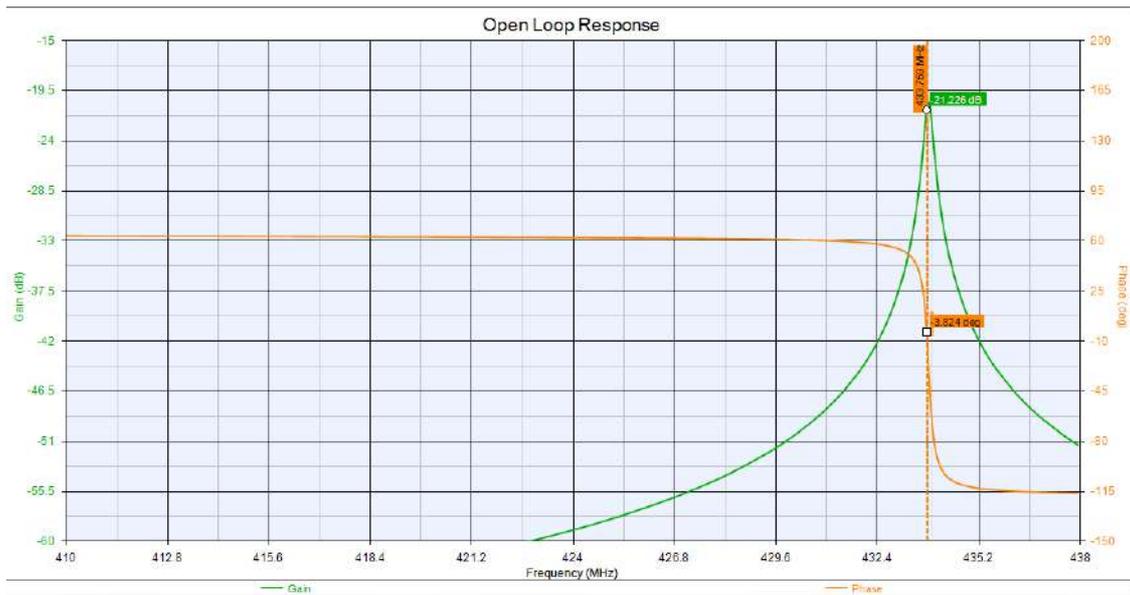


Figura 3.3: (a) Modelo elétrico do equivalente do sensor SAW; (b) Gráfico de resposta do circuito em relação à frequência.

A partir da análise da resposta em relação à frequência do sensor SAW real (Figura 3.2) e de seu modelo elétrico equivalente (Figura 3.3), é possível verificar que existem diferenças entre os dois resultados obtidos. No entanto, para as simulações e a elaboração do projeto, as características mais importantes são a frequência de ressonância – dado que o circuito oscilador deve ser dimensionado para funcionar nas proximidades desta frequência – e a ESR, que interfere no ganho mínimo necessário para que o circuito seja capaz de oscilar.

3.2 Circuitos Osciladores

Após pesquisas, simulações e testes experimentais com alguns tipos de circuitos osciladores, chegou-se a três tipos de circuitos capazes de gerar sinais periódicos na saída com o oscilador SAW em estudo. O primeiro, utilizando um RFIC (Radio Frequency Integrated Circuit); o segundo, com um transistor de altas frequências

montado na configuração Colpitts de base comum; e o terceiro, também com um transistor, na configuração Colpitts ressonante série.

3.2.1 Oscilador Utilizando Amplificador RFIC

Uma das principais preocupações na construção de circuitos osciladores está no ganho necessário para que ele oscile. O sensor SAW utilizado como teste já apresenta 22dB de perdas, que ainda são somados às perdas da rede de realimentação e certos descasamentos no circuito, o que torna vital a escolha de amplificadores (ou transistores) que forneçam um alto valor de ganho. Existem no mercado, amplificadores RFIC de baixo custo que satisfazem os problemas das grandes perdas apresentadas pelo circuito oscilador. Além disso, são pequenos, possuem uma ampla faixa de frequência de trabalho e impedâncias nominais de entrada e saída em 50Ω. Com base nessas características, o amplificador RFIC UPC2710TB foi o escolhido para a montagem do oscilador. Esse amplificador possui um ganho de 33dB e trabalha numa faixa que começa em 100MHz até 1GHz sem grandes variações.

Para a elaboração do circuito oscilador, foi realizado um estudo por meio do programa de simulações de circuitos de radiofrequência chamado Keysight Genesys, da empresa Keysight. A partir deste programa foi feita a análise do amplificador UPC2710TB conectado em série com o modelo elétrico do sensor SAW, para que possam ser observados os critérios de fase e ganho do circuito (S_{21}). Seguindo as orientações obtidas em [62,64], a análise foi realizada com o circuito em aberto, considerando a entrada do amplificador como o sinal de teste e a saída do circuito obtida a partir da saída do sensor SAW. Para o cálculo do verdadeiro ganho complexo (G) do circuito oscilador, foi utilizada nas simulações de todos os circuitos a expressão desenvolvida por Mitch Randall e Terry Hock [64] dada por (3.1).

$$G = \frac{S_{21} - S_{12}}{1 - S_{11}S_{22} + S_{21}S_{12} - 2S_{12}} \quad (3.1)$$

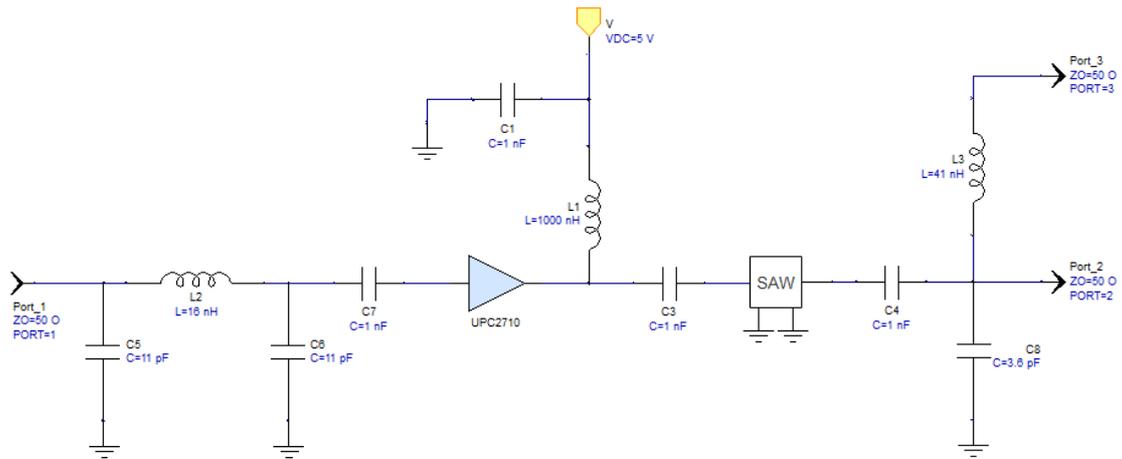
Onde G é calculado a partir dos parâmetros S do circuito em aberto.

A próxima etapa para a montagem do circuito oscilador é obter um subcircuito que faça com que a fase seja alterada para o valor desejado (0° ou 360° de fase), e assim, ocorra a oscilação. Neste caso, o subcircuito utilizado tem a forma de uma rede Pi. Além de causar uma alteração de fase do sinal que é recebido através do sensor, funciona

como um filtro (neste caso, passa-baixa), evitando que harmônicos do sinal possam vir a interferir e causar prejuízos à realimentação do circuito. Após a montagem do filtro, ele é colocado em série com o circuito.

Ao realizar as medições de fase e ganho, os resultados devem ser de 0° e acima de 0dB na frequência de oscilação. Isto garantirá que, ao fechar o laço de realimentação, o circuito oscile na frequência desejada. O sinal de saída do circuito é obtido a partir de uma rede em L construída após o sensor que, ao mesmo tempo, suprime o aparecimento de harmônicos no sinal e faz o adequado casamento de impedância com a carga, em 50Ω . O teste de ganho em malha aberta foi realizado colocando o sinal de entrada no início da rede Pi (seta Port_1) e a saída é obtida após o capacitor de acoplamento C_4 (seta Port_2). A outra saída (seta Port_3) indica o ponto onde é conectada a carga de saída do circuito, em 50Ω . No circuito real, para que ocorra a oscilação, as setas “Port_1” e “Port_2” são conectadas, fechando a malha de realimentação. As imagens com o circuito montado e o gráfico de resposta em frequência são vistas nas figuras 3.4 (a) e (b).

(a)



(b)

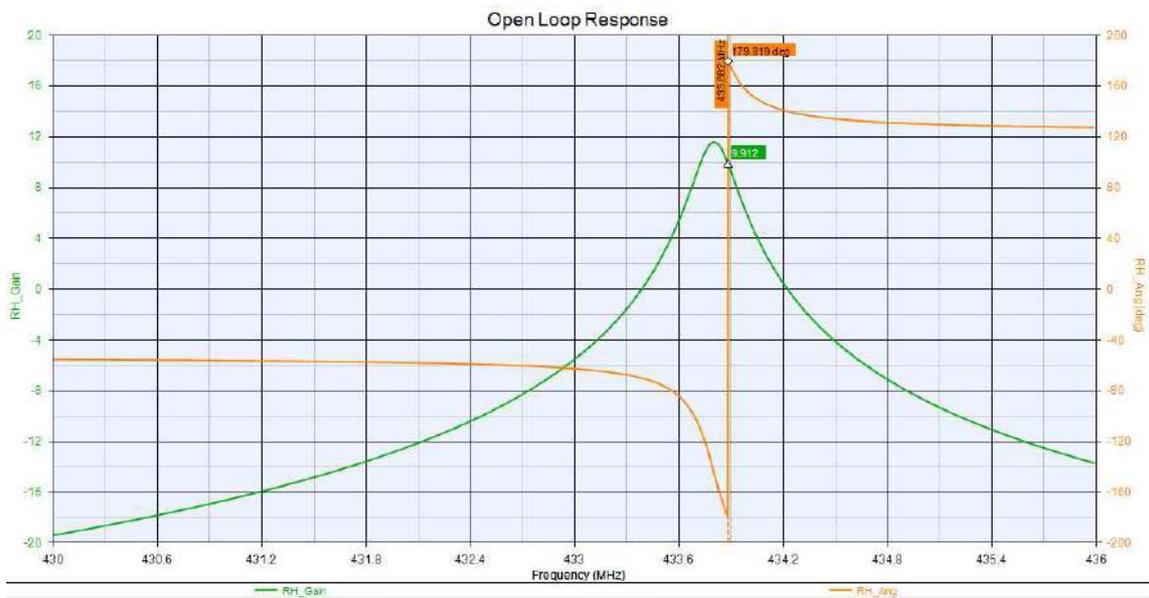


Figura 3.4: (a) Circuito oscilador com amplificador RFIC montado para as simulações; (b) Gráfico de ganho em malha aberta em relação à frequência.

Concluídos os passos na simulação, a próxima etapa foi a realização do circuito experimentalmente. A ilustração da placa de circuito impresso (PCI), elaborada no software Eagle, da empresa Cadsoft, é mostrada na Figura 3.5.

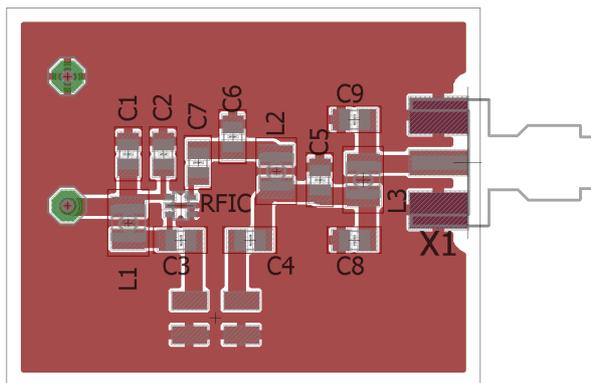


Figura 3.5: Placa de circuito impresso do circuito oscilador com amplificador RFIC.

Para uma análise prévia do circuito, o sinal obtido a partir de um analisador de rede, sendo utilizado de maneira “rudimentar” como um analisador de espectro, é mostrado na Figura 3.6. Nela é possível observar que o circuito oscila na frequência desejada, pois há um pico próximo à frequência de 434MHz, onde o sensor apresenta perda mínima, ou seja, apenas a resistência do ramo de oscilação. Vale destacar a existência de uma dispersão de linhas (“chuvisco”) no gráfico de fase próximo à região em que o circuito está oscilando. Isto, de certo modo, mostra que o sensor está realmente tendo papel fundamental para a oscilação do circuito.

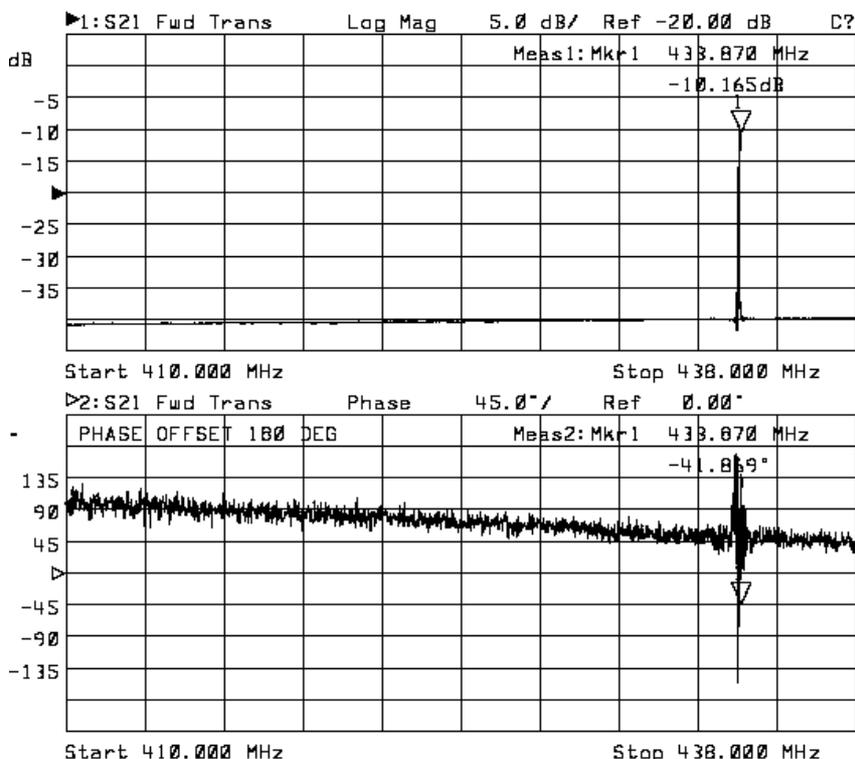


Figura 3.6: Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador com amplificador RFIC realizado por meio do analisador de espectro. O “chuviscado” de linhas no gráfico de fase, em conjunto com o nível de sinal mais elevado no gráfico de ganho levam a constatação da oscilação do circuito.

3.2.2 Oscilador Utilizando Circuito Colpitts de Base Comum

Para a montagem do circuito Colpitts de base comum, assim como no circuito RFIC, a escolha do transistor se deu na busca de um dispositivo que apresentasse alta capacidade de operar em altas frequências, mantendo elevado ganho. Seguindo estas características e, ao observar diversas pesquisas com osciladores em que se utilizava tal componente, foi selecionado o transistor BFR92A. Ele tem como característica um ganho de corrente DC em cerca de 90, ganho máximo unilateral em cerca de 20dB (em 500MHz) e frequência de transição típica de até 5GHz para uma corrente de 15mA. O circuito elaborado pode ser visto na Figura 3.6. Este é considerado como um circuito oscilador Colpitts em base comum, com o sensor SAW ligando a base do transistor para o terra.

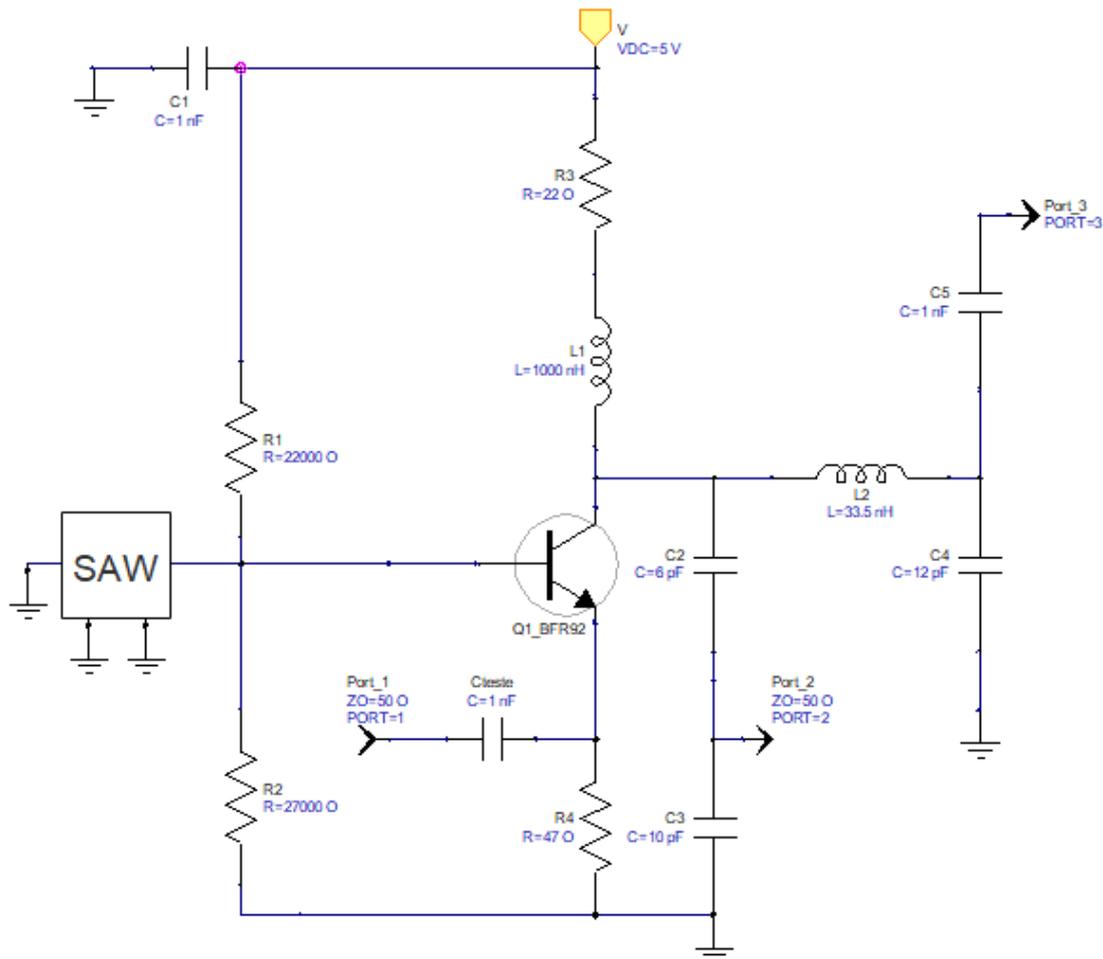


Figura 3.7: Circuito Oscilador Colpitts de base comum montado para as simulações.

A estrutura do circuito foi obtida em [65], sendo realizadas alterações nos valores dos componentes para que atendessem aos critérios de tensão e frequência de

oscilação escolhidos. Para a polarização DC, foi estabelecido que a corrente I_C deveria ser de aproximadamente 10mA, com a tensão de emissor em cerca de 10% do valor de V_{CC} , que neste caso foi de 0,5V. Como proteção, foi inserido um resistor de pequeno valor no ramo do coletor, de maneira a evitar que um grande nível de corrente passe pelo circuito caso ocorra algum problema. Já na parte que envolve radiofrequência, foi escolhido um indutor RFC, para desacoplar o coletor da fonte. O capacitor C_4 e o indutor L_2 funcionam como uma rede em L, fazendo o casamento de impedância com a carga de saída, em 50Ω . Os valores aproximados dos capacitores e indutores que compõem o circuito tanque do circuito oscilador foram obtidos a partir da equação (4.2) [19,63]:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}} \quad (4.2)$$

Em seguida, foram realizados testes do circuito por meio de simulações e análises dos gráficos obtidos. A Figura 3.8 mostra a resposta do ganho em malha aberta em relação à frequência do circuito Colpitts montado.



Figura 3.8: Gráfico de ganho em malha aberta do circuito Colpitts de base comum em relação à frequência com resistência equivalente série (ESR) de 100Ω .

Ao analisarmos a Figura acima, observamos que o circuito apresenta resposta nas proximidades da frequência desejada. É possível notar no gráfico que o circuito possui

ganho acima de 0dB quando a fase está em 0°, e este é o ponto em que o circuito deverá oscilar. No entanto, a simulação foi realizada com o sensor apresentando uma resistência menor do que a encontrada no caso real, para efeito de exemplificação. Quando o valor da resistência equivalente do sensor é alterado para o seu valor de fato, o gráfico obtido, visualizado na Figura 3.9, apresenta alterações de fase e ganho que levam o circuito a não alcançar os parâmetros de oscilação.



Figura 3.9: Gráfico de ganho em malha aberta do circuito Colpitts de base comum em relação à frequência com resistência equivalente série (ESR) de 900Ω.

Um circuito eletrônico foi construído seguindo o esquemático mostrado na Figura 3.10. Com isto, foi feito um teste experimental para verificar se o circuito realmente tinha condições de oscilar com o sensor SAW. Nos primeiros testes, o circuito não apresentou oscilações, como foi previsto nas simulações. Porém, ao utilizar um capacitor de 5,6pF em paralelo com o resistor R_2 (localizado sobre o resistor), ou seja, ligado da base para o terra, a oscilação surgiu. A explicação, segundo [66], se dá pelo fato de que no início da oscilação, o circuito Colpitts de base comum depende exclusivamente do capacitor C_{01} , que está ligado do braço ressonante do sensor para o terra. Neste caso, esse capacitor (que faz parte do sensor) não foi o suficiente para sustentar a oscilação inicial, sendo necessária a adição de outro capacitor, externamente. A imagem da resposta do circuito oscilador, realizada por meio do analisador de rede e comprovando a oscilação do circuito na frequência do sensor SAW pode ser vista na Figura 3.11.

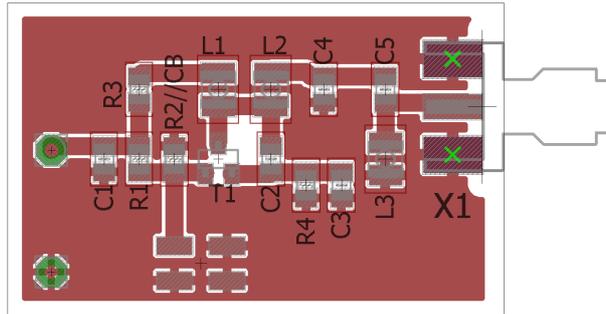


Figura 3.10: Placa de circuito impresso do circuito oscilador Colpitts de base comum

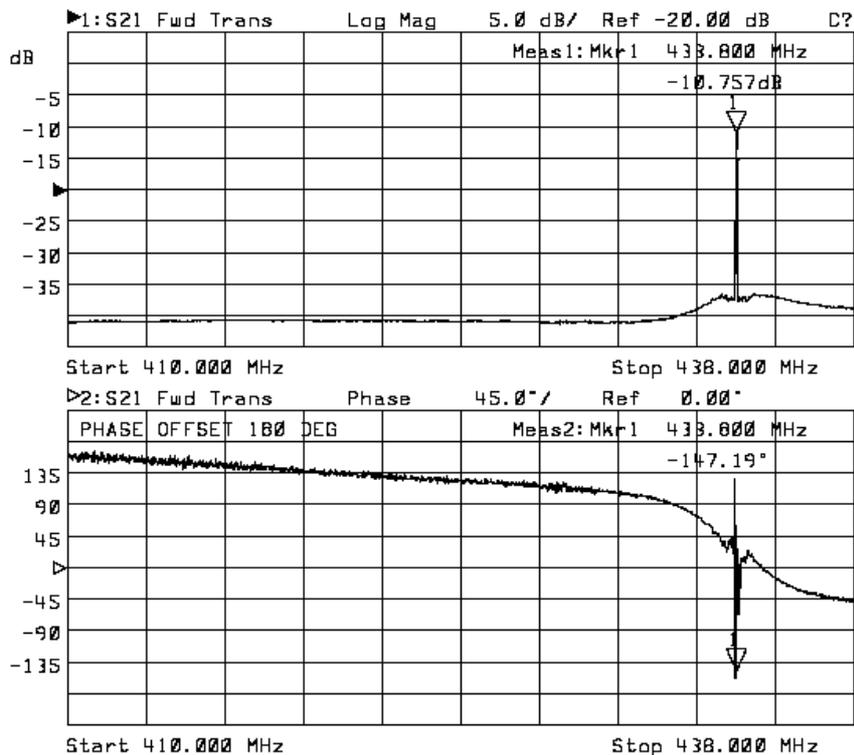


Figura 3.11: Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador Colpitts de base comum realizado por meio do analisador de espectro.

3.2.3 Oscilador Utilizando Circuito Colpitts Ressonante Série

O circuito oscilador Colpitts ressonante série construído para a realização dos testes pode ser visto na Figura 3.12. Ele utiliza como elemento ativo o mesmo transistor do circuito Colpitts, o BFR92A. Para a polarização DC, o circuito Colpitts ressonante série também se assemelha ao circuito Colpitts de base comum, com os resistores R_1 , R_2 e R_E de valores exatamente iguais e estabelecendo o mesmo critério para a corrente I_C , de 10mA, e tensão de emissor com 10% do valor de V_{CC} . O indutor L_1 representa o RFC deste circuito, e também, funciona como um curto-circuito para baixas

frequências. Os componentes L_4 e C_7 fazem o casamento de impedância com a carga de saída, em 50Ω .

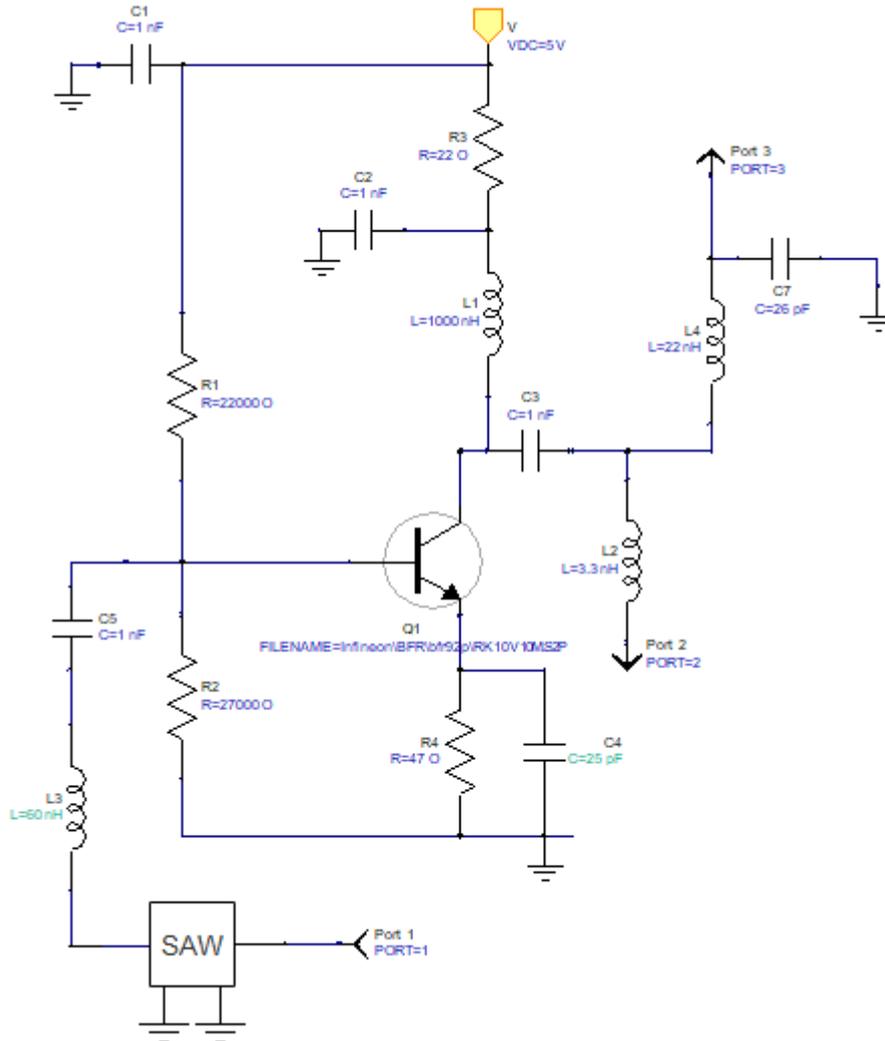


Figura 3.12: Circuito oscilador Colpitts ressonante série em emissor comum montado para as simulações.

Nesse circuito, o sensor SAW é colocado em série no ramo de realimentação do circuito, com o intuito de que ele atue como um filtro, bloqueando todas as frequências diferentes da frequência de oscilação do sensor. Esta configuração de circuito é um pouco mais complexa de se realizar do que o circuito Colpitts em coletor comum, exigindo uma maior manipulação dos componentes (indutores e capacitores) que o constitui. Isto ocorre porque a escolha dos componentes depende da fase e do ganho obtidos na saída do transistor, já que ele não é ideal. Uma aproximação dos valores utilizados para o circuito oscilador Colpitts ressonante série foi extraída de [67]. A simulação, realizada por meio do software Keysight Genesys, auxilia na obtenção dos

valores para os componentes. Os principais elementos que alteram a fase e o ganho do transistor são o indutor L_3 , o capacitor C_4 e o indutor L_2 , em menor escala. A técnica utilizada é a mesma: fazer com que o circuito apresente ganho acima de 0dB e fase de 0° na frequência de oscilação do sensor. O gráfico de resposta obtido a partir do circuito simulado pode ser visto na Figura 3.13.



Figura 3.13: Gráfico de ganho do circuito Colpitts ressonante série em relação à frequência.

Na prática, para que o circuito oscilador alcançasse a frequência de oscilação, foi necessário que alguns componentes fossem alterados em relação à simulação. A tabela 2 mostra os valores dos componentes com maiores detalhes.

Tabela 3.1: Tabela com as alterações dos valores dos componentes do circuito oscilador Colpitts ressonante série em relação às simulação e aos testes experimentais

Componente	Simulação	Testes Experimentais
C_4	25pF	5,6pF
L_3	60nH	80nH

A organização dos componentes na placa de circuito impresso pode ser verificada na Figura 3.14.

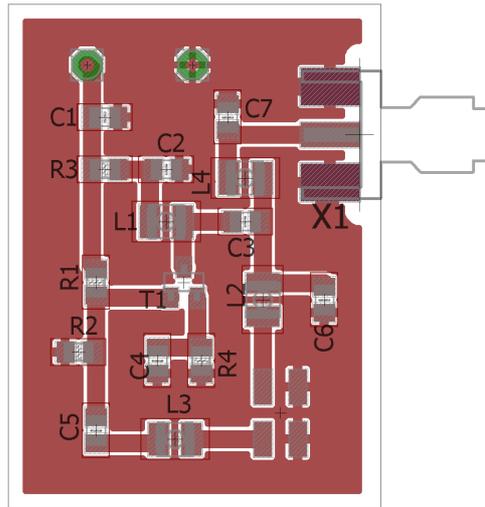


Figura 3.14: Placa de circuito impresso do circuito oscilador Colpitts ressonante série.

A Figura 3.15 mostra o funcionamento do circuito Colpitts ressonante série, na frequência de oscilação do sensor por meio do analisador de rede.

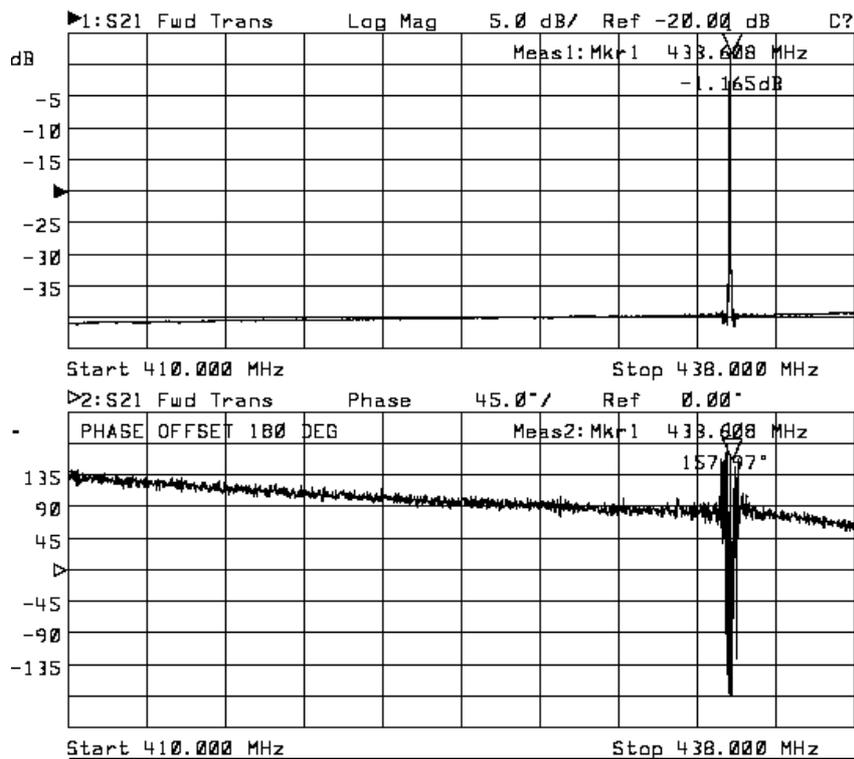


Figura 3.15: Gráfico de ganho e fase do circuito oscilador Colpitts ressonante série realizado por meio do analisador de espectro.

3.3 Análise dos Níveis de Tensão na Saída

Para a análise dos níveis de tensão foi utilizado uma fonte DC de 5V (5,1 na medição com um multímetro) e corrente máxima de 1A.

Na Figura 3.16 é possível visualizar a resposta do sinal de saída do circuito oscilador com o amplificador RFIC UPC2710TB. O sinal apresentou uma forma senoidal (com algumas imperfeições nos pontos de máximo e mínimo), tensão máxima de aproximadamente 250 mV pico a pico e frequência de oscilação por volta de 433,8MHz. Esta frequência de oscilação se encontra bem próxima daquela obtida na medição do sensor SAW com o analisador de rede, em 433,9MHz. A corrente total necessária para o circuito funcionar foi de 31,88mA.

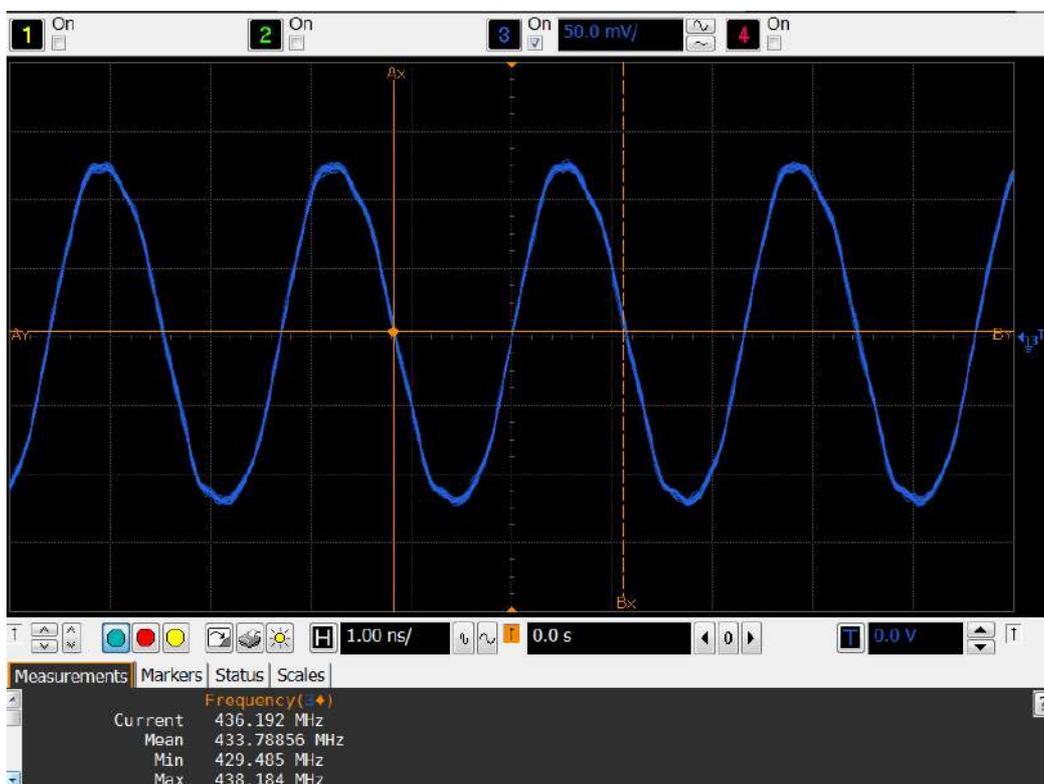


Figura 3.16: Sinal de saída do circuito oscilador com amplificador RFIC.

A Figura 3.17 mostra a resposta do sinal de saída do circuito oscilador Colpitts ressonante série. O sinal, de forma senoidal, apresentou tensão máxima de aproximadamente 1,2V pico a pico e frequência de oscilação em 433,5MHz. É normal que haja uma diferença na frequência de oscilação entre os circuitos, mesmo ao usar o mesmo sensor SAW nas medições. Isto se deve ao fato das diferentes configurações abordadas na elaboração de cada circuito, e também, dos diferentes componentes que os constituem. A corrente total utilizada pelo circuito foi de 10,47mA.

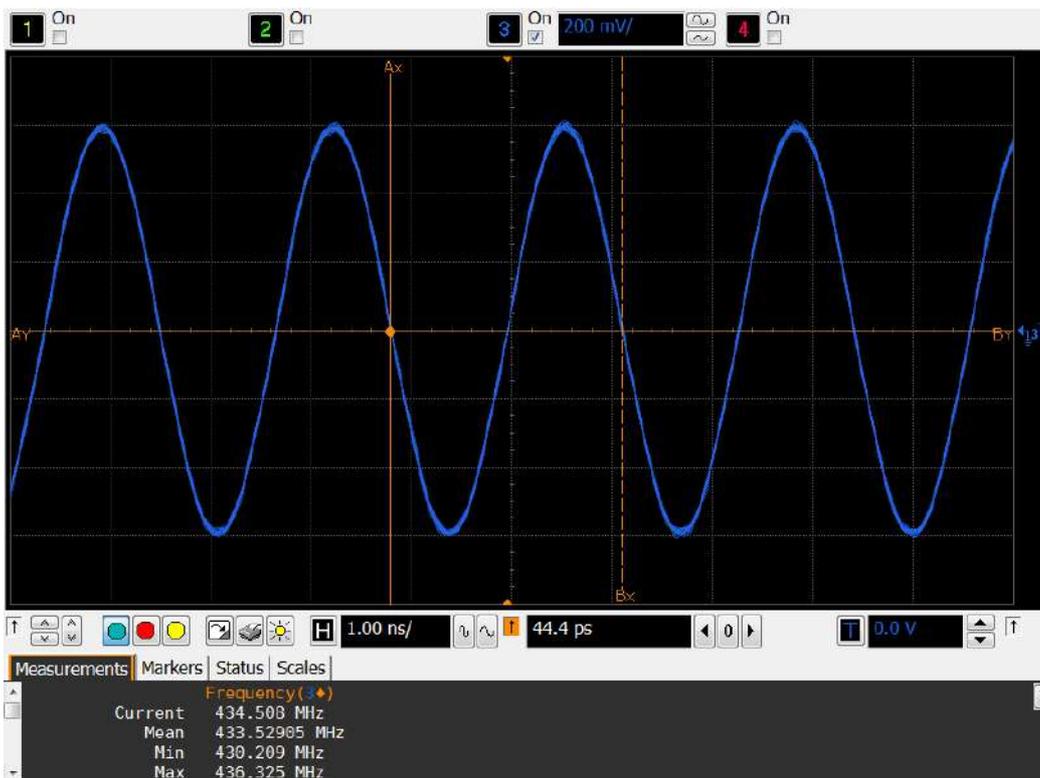


Figura 3.17: Sinal de saída do circuito oscilador Colpitts ressonante série.

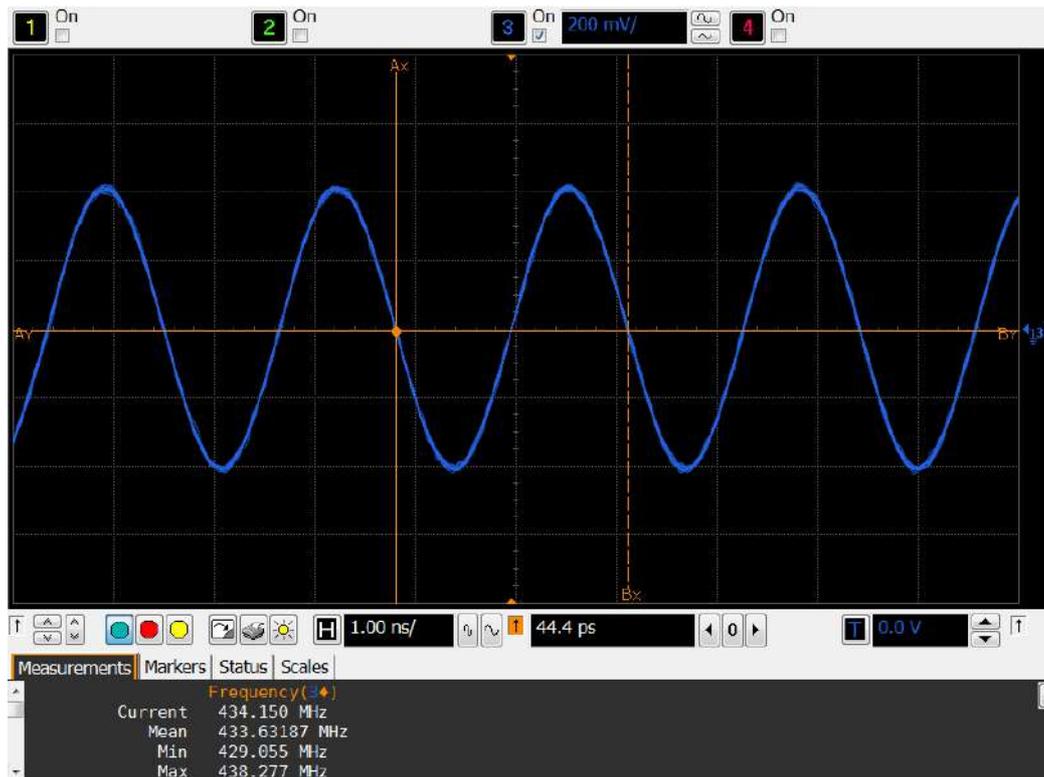


Figura 3.18: Sinal de saída do circuito oscilador Colpitts de base comum.

Por último, é observado o sinal de reposta do circuito oscilador Colpitts de base comum, na Figura 3.18. O sinal verificado na saída do circuito apresenta forma nitidamente senoidal, com tensão máxima de 800mV pico a pico. A frequência de oscilação obtida foi a menor dos três circuitos, com 433,6MHz. A corrente total verificada no circuito foi de 10,58mA.

3.4 Análise do Tempo de Estabilização da Amplitude do Sinal

Para a obtenção do tempo de estabilização do sinal de cada circuito, foi utilizada a fonte de geradora de sinais, ligada ao gate de um transistor, o IRPF9530N. No terminal de dreno do transistor foi colocada a mesma fonte de tensão DC 5V da análise anterior. Por meio do gerador de sinais foi produzida uma onda quadrada com tensões máxima de 5V e mínima de 0V, e frequência de 1KHz. Com isto, foi chaveado o sinal de alimentação dos circuitos osciladores.

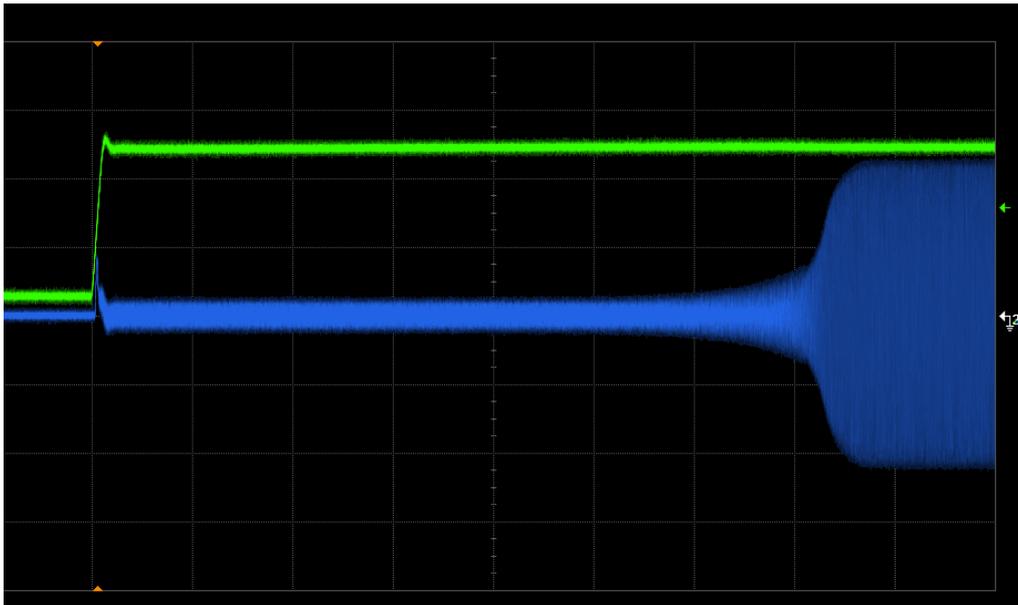


Figura 3.19: Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador RFIC. Escala vertical: 50mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: 20µs/div.

Na Figura 3.19 está o gráfico com o tempo de resposta do circuito oscilador RFIC UPC2710TB. Nela, é observado que o circuito oscilador demora cerca de 160µs para alcançar a estabilidade. Além disso, vemos que ao ligar a fonte de tensão, surge um pequeno pico de tensão, seguido por um leve aumento dos níveis de ruído (que pode até ser uma mistura entre ruído e o sinal do oscilador muito baixo) para depois ocorrer um real crescimento e estabilização do sinal.

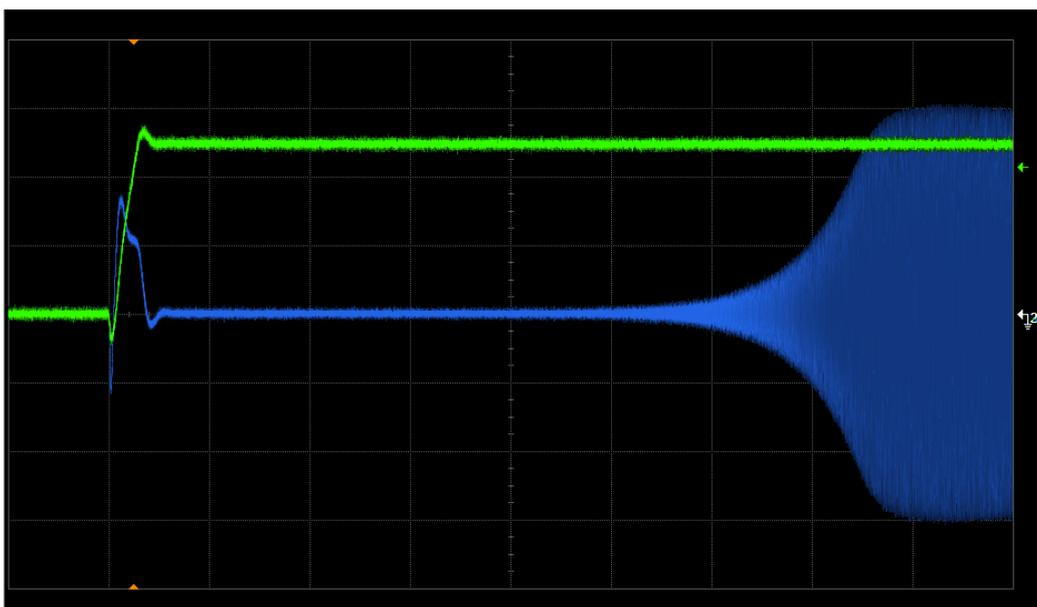


Figura 3.20: Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador Colpitts ressonante série. Escala vertical: 200mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: 2µs/div.

A imagem do tempo de resposta do circuito oscilador Colpitts ressonante série é vista na Figura 3.20. Da mesma maneira que na Figura anterior, surge um pico de tensão no início da energização do circuito, desta vez com um nível de tensão da ordem de 0,6V pico a pico. Em seguida, é observado um pequeno trecho em que o circuito apresenta um nível de sinal/ruído muito próximos, e logo depois, a tensão de saída do circuito oscilador se eleva rapidamente até alcançar a estabilidade. O tempo desde o início da energização do circuito até a estabilidade do sinal foi de aproximadamente $16\mu\text{s}$, dez vezes mais rápido que o oscilador com o RFIC.

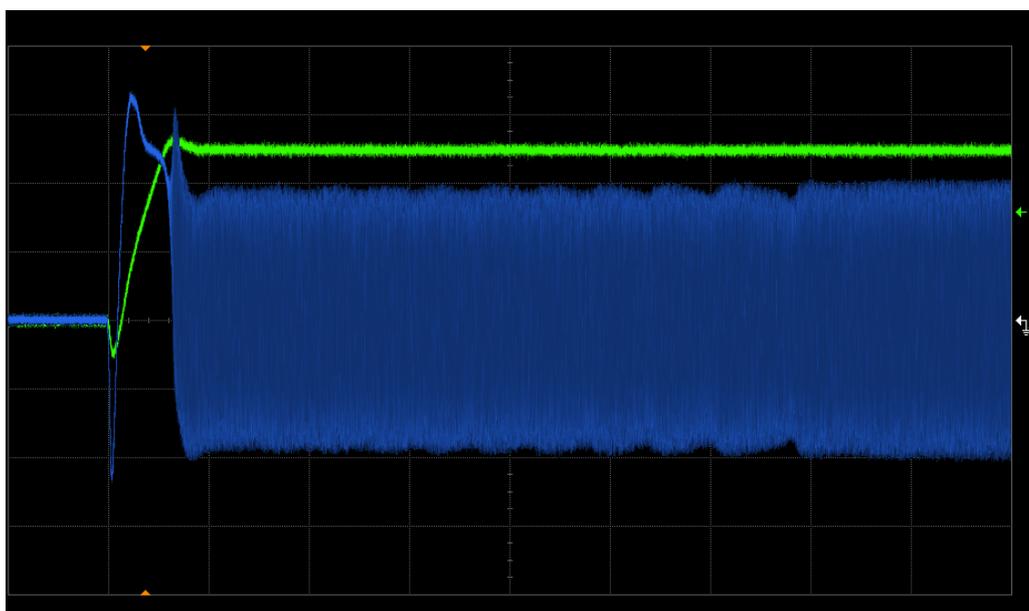


Figura 3.21: Tempo de estabilização de amplitude do sinal com o oscilador Colpitts de base comum. Escala vertical: 200mV/div. (azul) e 2V/div. (verde). Escala horizontal: $1\mu\text{s}/\text{div}$.

Para o circuito oscilador Colpitts de base comum, o gráfico do tempo de resposta é observado na Figura 3.21. O pico de tensão visualizado no início da energização deste circuito é maior do que o encontrado nos dois primeiros, apresentando pouco mais de 1V pico a pico. E, antes mesmo do pico de tensão voltar ao nível de 0V, o circuito começa rapidamente a oscilar, em menos de $1\mu\text{s}$. Depois, cerca de $3\mu\text{s}$ após ligar o oscilador, surgem “ondulações” (batimentos), até que em cerca de $8\mu\text{s}$, a estabilidade do sinal é obtida. Este circuito foi o que alcançou mais rapidamente a estabilidade, e também, foi o que apresentou a maior curva de crescimento do sinal entre os circuitos analisados. Já era esperado que este circuito fosse apresentar um tempo de estabilização mais rápido que os anteriores, devido às suas características iniciais de oscilação. O circuito Colpitts projetado inicia sua oscilação como um circuito LC comum, por meio dos capacitores

C0 (pertencente ao sensor SAW) e CB ligados em paralelo, operando numa frequência de oscilação um pouco fora da frequência de oscilação do sensor. Como os osciladores LC possuem fator de qualidade inferior ao sensor SAW, demoram menos para começarem a oscilar. Somente um certo tempo após o início da oscilação que o ramo de principal do cristal/sensor SAW é “ligado” e sincroniza com o circuito na sua frequência de oscilação característica.

3.5 Análise de Espectro

Para o teste mostrado a seguir foi utilizado um analisador de espectro, de maneira a analisar a composição do sinal de saída obtido pelos circuitos osciladores. Tais circuitos, em sua forma ideal, deveriam apresentar como resposta um sinal de espectro apenas no ponto referente a sua frequência de oscilação, ou seja, um sinal puro, sem qualquer outro sinal que perturbe o sinal original. No entanto, na prática, o sinal de saída dos circuitos osciladores contém interferências oriundas principalmente de frequências que são múltiplas da frequências de oscilação (2º harmônico, 3º harmônico, 4º..., etc.). Sendo assim, a partir desta análise, foi verificado quanto os harmônicos interferem no sinal de cada circuito oscilador.

A Figura 3.22 mostra o gráfico obtido para o teste do circuito oscilador com o amplificador RFIC. Nele, é possível analisar o nível de energia de cada frequência que compõem o sinal do circuito na extensão da frequência fundamental até o 4º harmônico. É observado que o sinal apresenta a maior parte de sua energia na frequência fundamental de oscilação do circuito, em 433,7 MHz. O segundo maior sinal visto no gráfico está na região do 3º harmônico da frequência fundamental do circuito oscilador.

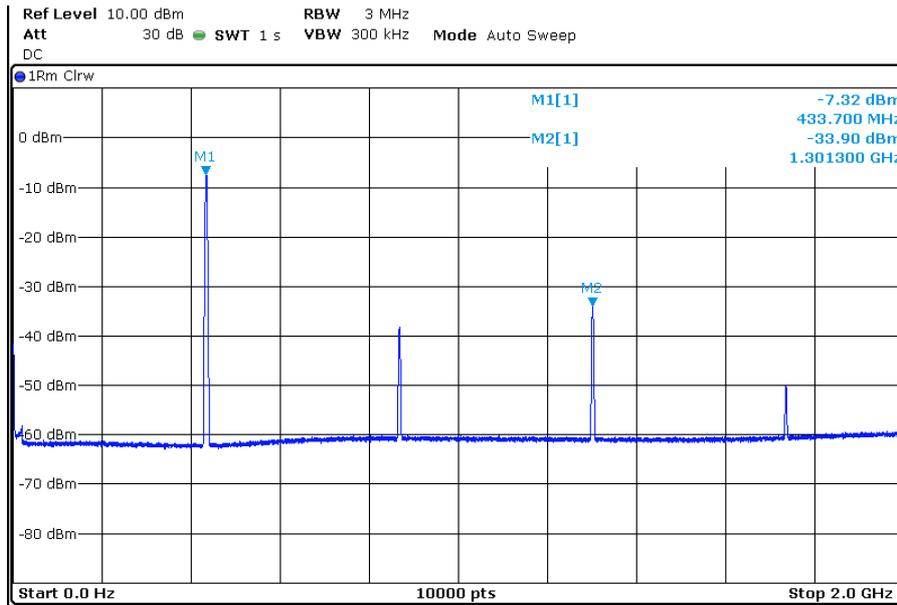


Figura 3.22: Análise de espectro do circuito oscilador com o amplificador RFIC.

Na Figura 3.23 está o gráfico gerado com o circuito oscilador Colpitts ressonante série. Assim como no circuito RFIC, o sinal com maior energia está na frequência fundamental e o segundo maior sinal também na região do terceiro harmônico. A distribuição dos níveis de energia pelos harmônicos também se encontram de certa maneira equivalentes quando comparados os gráficos dos dois circuitos.

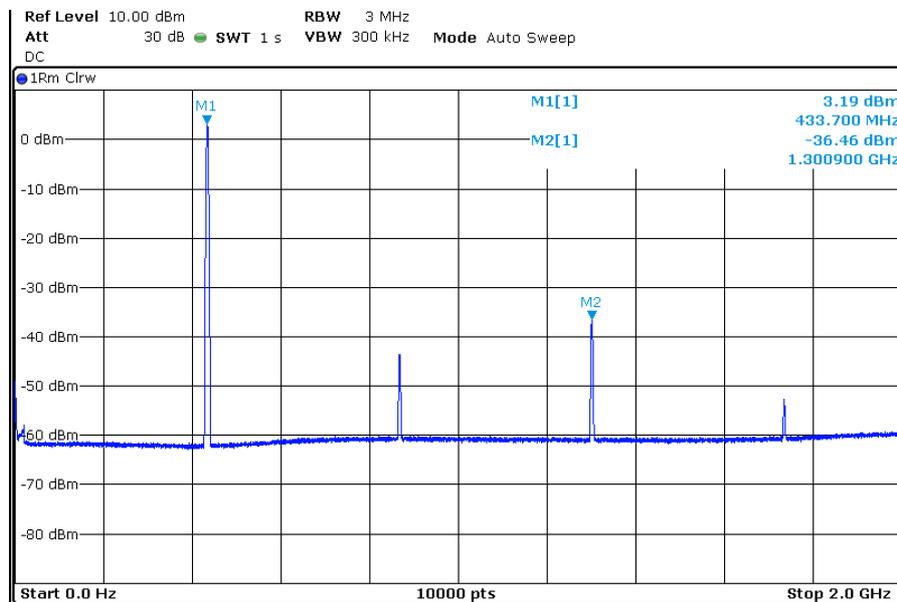


Figura 3.23: Análise de espectro do circuito oscilador Colpitts ressonante série.

A Figura 3.24 apresenta o gráfico correspondente ao circuito oscilador Colpitts de base comum. Como esperado, a maior intensidade do sinal se localiza na frequência fundamental de oscilação do circuito. Porém, o segundo maior sinal aparece na faixa do segundo harmônico. Além disso, a presença dos harmônicos é bem menor, quando comparado com os outros dois circuitos, mesmo em valores absolutos.

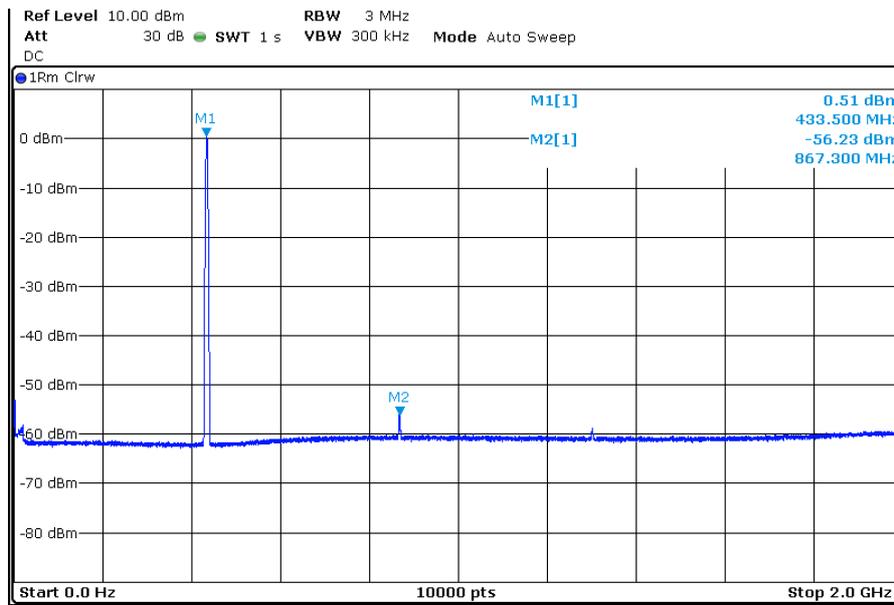


Figura 3.24: Análise de espectro do circuito oscilador Colpitts de base comum.

Capítulo 4

Conclusões e Trabalhos Futuros

4.1 Conclusões

Neste trabalho foi possível mostrar o princípio básico de funcionamento dos narizes eletrônico, onde foi verificado o processo que os tornam capazes de detectar e analisar diferentes tipos de gases. Existem vários tipos de sensores utilizados para a detecção de gases, gerando assim uma grande diversificação das características dos dispositivos em que são empregados, como custo, sensibilidade, seletividade, tamanho, robustez, etc. Também foi apresentada a importância que os narizes eletrônicos já possuem no cenário global, devido aos diversos artigos publicados sobre o tema, e as potencialidades encontradas nas mais diversas áreas (meio-ambiente, saúde, segurança, etc.) o que torna ainda mais interessante a pesquisa de aparelhos para essas finalidades.

A introdução teórica consistiu no desenvolvimento de uma base de apoio e compreensão dos conceitos sobre radiofrequência envolvidos na elaboração do tipo de nariz eletrônico escolhido: osciladores com sensores SAW. Com isto, diferentes tipos de circuitos osciladores foram estudados, de maneira a obter as configurações adequadas para que o sensor pudesse satisfazer os critérios que levassem a oscilação.

A partir das análises realizadas, três tipos de circuitos osciladores foram construídos com êxito, seguindo para a próxima etapa, com as análises experimentais. A primeira análise (níveis de tensão da saída) mostrou que o circuito oscilador com amplificador RFIC apresentou a menor amplitude e a maior potência gasta. O oscilador Colpitts de base aterrada foi o segundo maior quando comparadas as amplitudes do sinal, perdendo apenas para o oscilador Colpitts ressonante série, o de maior amplitude. Ambos os osciladores transistorizados possuíam praticamente o mesmo nível de energia gasto. Na segunda análise (tempo de estabilização de amplitude do sinal), o circuito com o amplificador RFIC foi o que gastou mais tempo para alcançar o nível de estabilidade do sinal. Para este caso, o circuito Colpitts ressonante série ficou em segundo lugar, com um tempo de estabilização 10 vezes mais rápido que o anterior. Já o circuito Colpitts de base comum foi surpreendentemente ainda mais rápido, com a estabilização do sinal em $8\mu\text{s}$, ou seja, 20 vezes mais rápido que o pior colocado. Um

tempo de estabilização mais rápido possibilita a conexão de mais sensores em paralelo, caso sejam utilizados de maneira compartilhada com apenas um circuito oscilador, além de trazer uma maior economia de energia, pois permite uma diminuição do tempo de ociosidade entre a estabilização do sinal e a medição da frequência de oscilação. Na terceira medição (análise de espectro), foi visto que o circuito RFIC apresentou os resultados menos expressivos, pois foi observada a maior presença de harmônicos no sinal de saída do circuito testado. O circuito ressonante série foi o próximo colocado na escala, onde a resposta do sinal de saída se assemelha bastante ao circuito RFIC, até mesmo na influência do terceiro harmônico. Já o circuito Colpitts de base comum mostrou mais uma vez ser o oscilador com a melhor resposta, tendo a menor influência dos harmônicos em relação ao sinal de saída, e também, diferenciando-se dos outros dois circuitos quando o segundo harmônico foi o maior “agente perturbador” neste caso.

Os resultados em relação à pureza do sinal na frequência fundamental, rápido tempo de estabilização e nível de tensão de saída bastante considerável levam a crer que o circuito oscilador Colpitts de base comum venha a ser o circuito mais qualificado para a construção dos narizes eletrônicos com sensores SAW em estudo.

Tabela 4.1: Tabela com os valores obtidos das análises de nível de tensão, tempo de estabilização e análise de espectro, feitas com os circuitos osciladores.

Circuito	Nível de Tensão (Teste 1)	Tempo de Estabilização (Teste 2)	Análise de Espectro* (Teste 3)
RFIC	250mV p.p.	160 μ s	26,58dBm
Colpitts ressonante série	1,2V p.p	16 μ s	39,65dBm
Colpitts base comum	800mV p.p	8 μ s	56,75dBm

*Diferença entre a frequência fundamental e o maior harmônico “perturbador” do sinal de saída

4.2 Trabalhos Futuros

Apesar dos resultados bastante positivos em relação ao circuito oscilador Colpitts de base comum, os mesmos testes deverão ser realizados novamente, para que agora as performances dos osciladores sejam comparadas a partir dos sensores recobertos com material sensível aos compostos voláteis. Além destas, há outras atividades programadas, como:

- Testes de estabilidade ao longo do tempo, de maneira a avaliar o drift causado pelos três tipos de circuitos osciladores;

- Realizar medições que tragam informações sobre a sensibilidade dos osciladores de acordo com a variação da temperatura e umidade (problema crítico da maioria dos sensores utilizados como narizes eletrônicos);
- Desenvolver novas placas de circuito impresso que permitam a passagem de gases, dando início aos testes efetivos dos sensores;
- Concluir todo o hardware envolvido na elaboração de um nariz eletrônico, ao projetar a parte responsável por comparar os sinais entre o sensor referência e o sensor de detecção dos gases, e assim, calcular a frequência de variação do sensor;
- Iniciar testes com matrizes de sensores, de maneira a obter as primeiras identificações de substâncias voláteis.

Referências Bibliográficas

- [1] RÖCK, F., BARSAN, N., WEIMAR, U., “Electronic Nose: Current Status and Future Trends”, *Chemical reviews*, v. 108, n. 2, pp. 705-725, 2008.
- [2] GARDNER, J. W. , BARTLETT, P. N., “A Brief History of Electronic Noses”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 18-19, pp. 210-220, 1994.
- [3] MONCRIEFF, R. W., “An Instrument for Measuring and Classifying Odours”, *Journal of Applied Physiology*, v. 16, pp. 742-749, 1961.
- [4] WILKENS, W. F., HARTMAN, J. D., “An Electronic Analog for the Olfactory Processes”, *Journal of Food*, v. 29, pp. 372–378, 1964.
- [5] BUCK, T., ALLEN, F., DALTON, J., “Detection of Chemical Species by Surface Effects on Metals and Semiconductors”. Em: *Surface effects in detection*, Ed. Bregman, J.I., Dravnieks, A., pp. 1-27, Washington, DC: Spartan Books, 1965.
- [6] DRAVNIIEKS, A., TROTTER, P. J., “Polar vapour detector based on thermal modulation of contact potential”, *Journal of Scientific Instruments*, v. 42, pp. 624–627, 1965.
- [7] PERSAUD, K., DODD, G., “Analysis of Discrimination Mechanisms in the Mammalian Olfactory System Using a Model Nose”, *Nature*, v. 299, pp. 352–355, 1982.
- [8] DYMERSKI, T. M., CHMIEL, T. M., WARDENCKI, W., “Invited Review Article: An Odor-Sensing System-Powerful Technique for Foodstuff Studies”. *The Review of Scientific Instruments*, v. 82, pp. 1-111101, 2011.
- [9] AMPUERO, S., BOSSET, J. O., “The Electronic Nose Applied to Dairy Products: A Review”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 94, pp. 1–12, 2003.

- [10] WOJCIECH, W., TOMASZ, M., TOMASZ, D., JACEK, G., JACEK, N., “Electronic noses: Powerful Tools in Meat Quality Assessment”, *Meat Science*, v. 131, pp. 119-131, 2017.
- [11] ALBERT, K. J., LEWIS, N. S., SCHAUER, C. L., SOTZING, G. A., STITZEL, S.E., VAID, T. P., WALT, D. R., “Cross-Reactive Chemical Sensor Arrays”, *Chemical Reviews*, v. 100, pp. 2595–2626, 2000.
- [12] DYMERSKI, T. M., CHMIEL, T. M., WARDENCKI, W., “Invited Review Article: An Odor-Sensing System-Powerful Technique for Foodstuff Studies”. *The Review of Scientific Instruments*, v.82, pp. 1-111101, 2011.
- [13] EDAPHIC SCIENTIFIC. "The Semiconductor Gas Sensing Technique". Acessado em JUL/2019. Disponível em: <<https://www.edaphic.com.au/gas-detection-encyclopedia/semiconductor-sensors/>>.
- [14] WILSON, A. D.; BAIETTO, M. “Applications and Advances in Electronic-Nose Technologies”, *Sensors*, v. 9, pp. 5099-5148.
- [15] KALMAN, E., LÖFVENDAHL, A., WINQUIST, F., LUNDSTRÖM, I., “Classification of Complex Gas Mixtures from Automotive Leather Using an Electronic Nose”, *Analytica Chimica Acta*, v. 403, pp. 31-38, 2000.
- [16] SCHALLER, E., BOSSET, J. O., ESCHER, F., “‘Electronic Noses’ and Their Application to Food”, *LWT - Food Science and Technology*, v. 31, pp. 305-316, 1998.
- [17] PÉRES, L. O., LI, R. W. C., YAMAUCHI, E. Y., LIPPI, R., GRUBER, J., “Conductive Polymer Gas Sensor for Quantitative Detection of Methanol in Brazilian Sugar-Cane Spirit”, *Food Chemistry*, v. 130, pp. 1105-1107, 2012.
- [18] PEARCE, T. C., SCHIFFMAN, S. S., NAGLE, H. T., GARDNER, J. W., *Handbook of Machine Olfaction: Electronic Nose Technology*, 1 ed. Berlim, Wiley VCH, 2003.

- [19] GONZÁLEZ, G. *Foundations of Oscillator Circuit Design*, 1ed. Boston, Artech House, 2007.
- [20] JAMES, D., SCOTT, S. M., ALI, Z., O'HARE, W. T., "Chemical Sensors for Electronic Nose Systems", *MicrochimicaActa*, v.149, pp. 1-17, 2005.
- [21] ELECTRONIC SENSOR TECHNOLOGY, "Model 7100 Fast GC Analyzer", Folheto, Newbury Park, California. Disponível em 20/04/2018. Endereço: <<http://www.estcal.com/sites/default/files/product-pdf/7100spec.pdf>>.
- [22] DEVKOTA, J.; OHODNICKI, P. R.; GREVE, D. W., "SAW Sensors for Chemical Vapors and Gases", *Sensors*, v. 17, pp. 1-28, 2017.
- [23] AZOSENSORS. "Using Electrochemical Gas Sensors for Detection of Carbon Monoxide / Hydrogen Sulfide". Acessado em JUL/2019. Disponível em: <<https://www.azosensors.com/article.aspx?ArticleID=584>>.
- [24] PAVÓN, J. L. P., SÁNCHEZ, M. N., PINTO, C. G., LAESPADA, M. F., CORDERO, B. M., PEÑA, A. G., "Strategies for Qualitative and Quantitative Analyses with Mass Spectrometry-Based Electronic Noses", *Trends in Analytical Chemistry*, v. 25, pp. 257-266, 2006.
- [25] AGILENT. "GC/MS Instruments - 5977B GC/MSD". Acessado em JUL/2019. Disponível em: <<https://www.agilent.com/en/products/mass-spectrometry/gc-ms-instruments/5977b-gc-msd>>.
- [26] KHAN ACADEMY. "Isótopo e Espectrometria de Massa". Acessado em JUL/2019. Disponível em: <<https://pt.khanacademy.org/science/chemistry/atomic-structure-and-properties/mass-spectrometry/a/isotopes-and-mass-spectrometry>>.
- [27] LOUTFI, A., CORADESCHI, S., MANI, G. K., SHANKAR, P., RAYAPPAN, J.B.B., "Electronic Noses for Food Quality: A Review", *Journal of Food Engineering*, v. 144, pp. 103-111, 2015.

- [28] DONG, W., ZHAO, J., HU, R., DONG, Y., TAN, L., “Differentiation of Chinese Robusta Coffees According to Species, Using a Combined Electronic Nose and Tongue, With the Aid of Chemometrics”, *Food Chemistry*, v. 229, pp. 743-751, 2017.
- [29] FALASCONI, M., PARDO, M., SBERVEGLIERI, G., RICCÒ, I., BRESCIANI, A., “The Novel Eos835 Electronic Nose and Data Analysis for Evaluating Coffee Ripening”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 110, pp. 73-80, 2005.
- [30] MAGAN, N., PAVLOU, A., CHRYSANTHAKIS, I., “Milk-Sense: A Volatile Sensing System Recognizes Spoilage Bacteria and Yeasts in Milk”. *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 72, pp. 28–34, 2001.
- [31] PAIS, V., OLIVEIRA, J., GOMES, M. T., ”An Electronic Nose Based on Coated Piezoelectric Quartz Crystals to Certify Ewes’ Cheese and to Discriminate between Cheese Varieties”, *Sensors*, v. 12. 1422-1436, 2012.
- [32] GÓMEZ, A. H.; HU, G.; WANG, J.; PEREIRA, A. G., “Evaluation of Tomato Maturity by Electronic Nose”, *Computers and Electronics in Agriculture*, v. 54, pp. 44-52, 2006.
- [33] GÓMEZ, A. H., WANG, J., HU, G., PEREIRA, A. G., “Electronic Nose Technique Potential Monitoring Mandarin Maturity”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 113, pp. 347-353, 2006.
- [34] WILSON, A. D., “Future Applications of Electronic-Nose Technologies in Healthcare And Biomedicine”, Akyar, Isin, Wide Spectra of Quality Control. InTech Publishing, Rijeka, Croatia, pp. 267-290, 2011.
- [35] PHILLIPS, M., CATANEO, R. N., DITKOFF, B. A., FISHER, P., GREENBERG, J., GUNAWARDENA, R., KWON, C. S., RAHBARI-OSKOU, F., WONG, C., “Volatiles Markers of Breast Cancer in the Breath”, *The Breast Journal*, v. 9, pp. 184-191, 2003.

- [36] ROOTH, G., OSTENSON, S., "Acetone in Alveolar Air, and the Control of Diabetes", *Lancet*, v. 2, pp. 1102-1105, 1966.
- [37] CROFFORD, O. B., MALLARD, R. E., WINTON, R. E., ROGERS, N. L., JACKSON, J. C., KELLER, U., "Acetone in Breath and Blood", *Transactions of the American Clinical and Climatological Association*, v. 88, pp. 128-139, 1996.
- [38] PING, W.; YI, P.; HAIBAO, X., FARANGE, S., "A Novel Method for Diabetes Diagnosis based on Electronic Nose", *Biosensors and Bioelectronics*, v. 12, pp. 1031-1036, 1997.
- [39] NOVAK, B. J., BLAKE, D. R., MEINARDI, S., ROWLAND, F. S., PONTELLO, A., COOPER, D. M., GALASSETTI, P. R., "Exhaled Methyl Nitrate as a Noninvasive Marker of Hyperglycemia in Type 1 Diabetes", *Proceedings of the National Academy of Science*, v. 104, pp. 15613-15618, 2007.
- [40] XUE, R., DONG, L., ZHANG, S., DENG, C., LIU, T., WANG, J., SHEN, X., "Investigation of Volatile Biomarkers in Liver Cancer Blood using Solid-Phase Microextraction and Gas Chromatography/Mass Spectrometry", *Rapid Communications in Mass Spectrometry*, v. 22, pp. 1181-1186, 2008.
- [41] CHEN, S., ZIEVE, L., MAHADEVAN, V., "Mercaptans and Dimethyl Sulfide in the Breath of Patients with Cirrhosis of the Liver", *Journal of Laboratory and Clinical Medicine*, v. 75, pp. 628-635, 1970.
- [42] MANOLIS, A., "The Diagnostic Potential of Breath Analysis", *Clinical Chemistry*, v. 29, pp. 5-15, 1983.
- [43] GORDON, S. M., SZIDON, J. P., KROTOSZYNSKI, B. K., GIBBONS, R. D. & O'NEILL, H. J., "Volatile Organic Compounds in Exhaled Air from Patients with Lung Cancer", *Clinical Chemistry*, v. 31, pp. 1278-1282, 1985.

- [44] PRETI, G., LOBOWS, J. N., KOSTELC, J. G., ALDINGER, S., DANIELE, R., “Analysis of Lung Air from Patients with Bronchogenic Carcinoma and Controls Using Gas Chromatography-Mass Spectroscopy”, *Journal of Chromatography A*, v. 432, pp. 1-11, 1988.
- [45] PHILLIPS, M., GLEESON, K., HUGES, J. M. B., GREENBERG, J., CATANEO, R. N., BAKER, L., MCYAY, W. P., “Volatile Organic Compounds in Breath as Markers of Lung Cancer: A Cross-Sectional Study”, *Lancet*, v. 353, pp. 1930-1933, 1999.
- [46] PHILLIPS, M., CATANEO, R. N., CUMMIN, A. R., GAGLIARDI, A. J., GLEESON, K., GREENBERG, J., MAXFIELD, R. A., ROM, W. N., “Detection of Lung Cancer with Volatile Markers in the Breath”, *Chest*, v. 123, pp. 1788-1792, 2003.
- [47] CAO, W., DUAN, Y., “Breath Analysis: Potential for Clinical Diagnosis and Exposure Assessment”, *Clinical Chemistry*, v. 52, pp. 800–811, 2006.
- [48] GALATSIS, K., WLODARSKI, W., “Car Cabin Air Quality Sensors and Systems”, *Encyclopedia of Sensors*, v. 10, pp. 1-11, 2006.
- [49] MUELLER, B., BITTER, A. D., WARGOCKI, F. A., OLESEN, B. W., NKNUDSEN, H., et al., “Gas Sensor Systems for Measuring the Perceived Air Quality, SysPAQ”, *Klimatechnik*, v. 44, pp. 36–41, 2008.
- [50] HAYES, J., SLATER, C., KIERNAN, B., DUNPHY, C., GUO, W., LAU, K. T., et al., “A Wireless Sensor Network for Methane Monitoring”, *Proceedings of the Society of Photographic Instrumentation Engineers*, v. 6755, pp. 1–8, 2007.
- [51] LI, F., MENG, Q. H., SUN, J. W., BAI, S., ZENG, M., “Single Odor Source Declaration by Using Multiple Robots”, *American Institute of Physics Conference Proceedings*, v.1137, pp. 73–76, 2009.
- [52] MODRAK, M., D' AMATO, V., DOORN, M., HASHMONAY, R., VERGARA, W., et al., “[Título não Encontrado]”, *Proceeding Water Environment Federation's Technical Exhibition, Conference 79*, pp. 7200-7205, 2006.

- [53] VALENTE, R. J., EIMHOFF, R., TANNER, R. L., FMEAGHER, J., DAUM, P. H., et al., “Ozone Production During an Urban Air Stagnation Episode over Nashville, Tennessee”, *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, v. 103, pp. 22555–22568, 1998.
- [54] DE VITO, S., MASSERA, E., PIGA, M., MARTINOTTO, L., DI FRANZIA, G., “On Field Calibration of an Electronic Nose for Benzene Estimation in an Urban Pollution Monitoring Scenario”, *Sensors and Actuators B: Chemistry*, v. 129, pp. 750–757.
- [55] WILSON, A. D., “Review of Electronic-nose Technologies and Algorithms to Detect Hazardous Chemicals in the Environment”, *Procedia Technology*, v. 1, pp. 453–463, 2012.
- [56] CAPELLI, L., SIRONI, S., ROSSO, R. D., “Electronic Noses for Environmental Monitoring Applications”, *Sensors*, v. 14, pp. 19979–20007, 2014.
- [57] SCHUBERT JR., T., KIM, E. M., *Fundamentals of Electronics: Book 2 Amplifiers, Analysis and Design*, 1ed. San Rafael, California: Morgan & Claypool, 2016.
- [58] RADMANESH, M. M., *RF & Microwave Design Essentials: Engineering Design and Analysis from DC to Microwaves*, 1ed. Bloomington, Indiana: Author House, 2007.
- [59] BOWICK, C., BLYLER, J., AJLUNI, C. J., *RF Circuit Design*, 2ed. Amsterdam: Newnes/Elsevier, 2008.
- [60] GATES, E. D., *Introduction to Electronics*, 6ed. Clifton Park, New York: Delmar Cengage Learning, 2012.
- [61] BAKSHI, U. A., BAKSHI, A. V., *Electric Circuit Analysis*, 1ed. Pune, India: Technical Publications Pune, 2007.
- [62] RHEA, R. W., *Discrete Oscillator Design: Linear, Nonlinear, Transient, and Noise Domains*, Boston, Massachusetts: Artech House, 2010.

[63] SCHUBERT JR., T.; KIM, E. M., *Fundamentals of Electronics: Book 4 Oscillators and Advanced Electronics Topics*, 1ed. San Rafael, California: Morgan & Claypool, 2016.

[64] SCHMITT, R. F., ALLEN, J. W., WRIGHT, R., “Rapid Design of SAW Oscillator Electronics for Sensor Applications”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 76, pp. 80-85, 2001.

[65] INFINEON. “Application Note No. 099: A Discrete Based 315 MHz Oscillator Solution for Remote Keyless Entry System Using BFR182 RF Bipolar Transistor”. Acessado em JUL/2019. Disponível em: <<http://www.farnell.com/datasheets/2254470.pdf>>.

[66] EPCOS. “Design-guide for the SAW Oscillator Optimisation for Best Frequency Stability, Fast Start Up Time and Ghost-Less Working. App. Note #25”. Acessado em JUL/2019. Disponível em: <https://www.texim-europe.com/promotion/830/design-guide-for-saw-oscillator-optimisation_te.pdf>.

[67] NIMAL, A. T., SINGH, M., MITTAL, U., YADAVA, R. D. S., “A Comparative Analysis of One-Port Colpitts and Two-Port Pierce SAW Oscillators for DMMP Vapor Sensing”, *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 114, pp. 316-325, 2006.