



Universidade Federal do ABC

FUNDAÇÃO UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC – UFABC

CENTRO DE ENGENHARIA, MODELAGEM E CIÊNCIAS SOCIAIS APLICADAS – CECS

CURSO: ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO

MMIC DESIGN DE DIODO DETECTOR COM E SEM COMPENSAÇÃO DE TEMPERATURA

Maíra Sabadin Batista

(Aluno)

Engenharia de Informação

UFABC

Prof. Dr. Ivan R. S. Casella

(Orientador)

Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas (CECS)

UFABC

Prof. Dra. Zoya Popovic

(Co-orientador)

Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering

University of Colorado at Boulder

SANTO ANDRÉ

2013



Universidade Federal do ABC

FUNDAÇÃO UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC – UFABC
CENTRO DE ENGENHARIA, MODELAGEM E CIÊNCIAS SOCIAIS APLICADAS – CECS
CURSO: ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO

Maíra Sabadin Batista

MMIC DESIGN DE DIODO DETECTOR COM E SEM COMPENSAÇÃO DE TEMPERATURA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito avaliativo para a obtenção do grau de Engenheiro em Engenharia de Informação pelo Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas da Fundação Universidade Federal do ABC

SANTO ANDRÉ

2013

Agradecimentos

Aos meus orientadores Prof. Dr. Ivan R. S. Casella e Prof. Dra. Zoya Popovic pela dedicação e paciência.

A todos os meus colegas de laboratório da Universidade do Colorado e em especial para Rob Scheeler, Mike Coffey, Sean Korhummel e Steven Durban pela ajuda.

Ao técnico de laboratório da Universidade Federal do ABC Antônio Bastos do Vale pela ajuda na parte experimental.

A meus pais, irmão e avô pelo apoio.

E a todos que colaboraram direta e indiretamente para a conclusão deste trabalho.

Sumário

Agradecimentos

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Acrônimos

Resumo

Abstract

Capítulo 1	12
Introdução.....	12
1.1. Objetivo.....	12
1.2. Organização do trabalho.....	13
Capítulo 2	14
Diodo detector	14
2.1. Diodo detector sem compensação de temperatura.....	14
2.1.1. Principais propriedades	14
2.1.2. Detecção de lei quadrática	16
2.1.2.1. Características de lei quadrática.....	16
2.1.2.2. Sensibilidade de lei quadrática	17
2.1.2.3. Sensibilidade tangencial do sinal	17
2.1.3. Diodos para circuitos monolíticos.....	17
2.2. Dispositivos FETs	18
2.2.1. HEMTs	18
2.3. Diodo detector com compensação de temperatura	20
Capítulo 3	22
Circuito integrado em microondas	22
3.1. Circuito híbrido integrado em microondas.....	22
3.2. Circuito monolítico integrado em microondas	22
3.2.1. Substratos	23
3.2.2. Projeto e processo de fabricação.....	24

3.2.3. Processo de fabricação TQPED	26
Capítulo 4	28
Filtros ativos passa baixa	28
4.1. Tipos de filtros.....	29
4.1.1. Filtros Butterworth	29
4.1.2. Filtros Tschebyscheff.....	29
4.1.3. Filtros Bessel	30
4.2. Fator de qualidade	31
4.3. Filtros ativos passa-baixa de primeira ordem	31
4.3.1. Filtros ativos com configuração não-invertida.....	32
4.3.2. Filtros ativos com configuração invertida	33
4.4. Filtros ativos passa-baixa de segunda ordem	34
4.4.1. Filtros com topologia Sallen-Key.....	34
4.4.2. Filtros com topologia de realimentações múltiplas.....	37
4.5. Filtros passa-baixa de ordem maior	38
Capítulo 5	40
Simulações e resultados.....	40
5.1. Diodo detector sem compensação de temperatura.....	40
5.2. Diodo detector com compensação de temperatura	48
5.3. Filtro ativo passa-baixa de 4ª ordem	54
5.3.1. Simulações com OPAMP LM324	54
5.3.2. Simulações com OPAMP LM358N	58
5.3.3. Parte experimental com OPAMP LM324	61
5.3.4. Parte experimental com OPAMP LM358N.....	63
5.3.5. Comparações	65
Capítulo 6	69
Conclusão.....	69
6.1. Trabalhos futuros	69
Referências.....	71
Anexo 1	73

Lista de Figuras

Figura 1: Exemplos de circuitos detectores (a) configuração em série (mais comum); (b) configuração em paralelo.	15
Figura 2: Seção transversal HEMT.....	18
Figura 3: Seção transversal pHEMT.....	19
Figura 4: Circuito equivalente de um dispositivo HEMT para pequenos sinais.	20
Figura 5: Diodo detector com compensação de temperatura.	21
Figura 6: <i>Layout</i> de um MMIC – retirado de [3].	25
Figura 7: Seção transversal do dispositivo pHEMT de 0.5 μ m – retirado de [11].	26
Figura 8: (a) Filtro passa-baixa passivo de segunda-ordem; (b) Filtro passa-baixa ativo de segunda-ordem.....	28
Figura 9: Comparação das respostas em frequência vs. ganho dos filtros passa-baixa de quarta ordem Butterworth, Tschebyscheff e Bessel – retirado de [12].	30
Figura 10: Filtro passa-baixa de primeira ordem com configuração não-invertida.....	32
Figura 11: Filtro passa-baixa de primeira ordem com configuração invertida.....	33
Figura 12: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia Sallen-Key.	35
Figura 13: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia Sallen-Key de ganho unitário.....	35
Figura 14: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia Realimentações Múltiplas.	37
Figura 15: Demonstração de como se construir filtros de alta ordem utilizando o cascadeamento de filtros de primeira e segunda ordem.....	39
Figura 16: Projeto do diodo detector sem compensação de temperatura.	40
Figura 17: Esquemático do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.	42
Figura 18: Função do <i>software</i> AWR para calculo da largura da largura da microlinha (w).	43
Figura 19: Esquemático 2D do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.	44
Figura 20: Gráfico da tensão de saída (em volts) vs. potência de entrada (em dBm) que mostra uma comparação entre a simulação do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.....	45
Figura 21: Comparação do parâmetro s_{11} entre as simulações do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector sem compensação de temperatura (a) Carta de Smith (b) Gráfico retangular.	46
Figura 22: Comparação da tensão de saída vs. potência de entrada para diferentes temperaturas do transistor (27, 40 e 60°C) do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.	47
Figura 23: Projeto do diodo detector com compensação de temperatura.	48
Figura 24: Esquemático do circuito diodo detector com compensação de temperatura.	50
Figura 25: Esquemático 2D do circuito diodo detector com compensação de temperatura.....	50
Figura 26: Gráfico da tensão de saída (em volts) vs. potência de entrada (em dBm) que mostra uma comparação entre a simulação do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector com compensação de temperatura.....	51
Figura 27: Comparação do parâmetro s_{11} entre as simulações do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector com compensação de temperatura (a) Carta de Smith (b) Gráfico retangular.	52
Figura 28: Comparação da tensão de saída vs. potência de entrada para diferentes temperaturas do transistor (27, 40 e 60°C) do circuito diodo detector com compensação de temperatura.	53
Figura 29: Esquemático do filtro de 4ª ordem com o amplificador operacional LM324.....	55
Figura 30: Sinal de entrada de 40mV e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.	56

Figura 31: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324...	57
Figura 32: Sinal de entrada de 1V e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.	58
Figura 33: Esquemático do filtro de 4ª ordem com o amplificador operacional LM358N.	59
Figura 34: Sinal de entrada de 40mV e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N.	59
Figura 35: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N.	60
Figura 36: Sinal de entrada de 1V e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.	61
Figura 37: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324 na frequência de 100Hz.	62
Figura 38: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324 na frequência de 2kHz.	63
Figura 39: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N na frequência de 100Hz.	64
Figura 40: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N na frequência de 2kHz.	64
Figura 41: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem experimental com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.	65
Figura 42: Esquemático utilizado para medição da THD e da SNR.	66
Figura 43: Foto retirada do analisador de áudio coletando a THD para a frequência de 100Hz.....	67
Figura 44: Distorção harmônica total pela frequência dos filtros ativos com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.	67
Figura 45: Relação sinal-ruído pela frequência dos filtros ativos com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.	68

Lista de Tabelas

Tabela 1: Comparação entre substratos de MMIC disponíveis hoje no mercado.....	24
Tabela 2: Comparação da tensão de saída para diferentes temperaturas entre os dois circuitos para uma potência de entrada de -50 dBm.	54
Tabela 3: Valores dos componentes do Filtro de 4ª ordem simulados.	55
Tabela 4: Valores dos componentes do Filtro de 4ª ordem experimental.	61
Tabela 5: Coeficientes do filtro Butterworth.	74
Tabela 6: Coeficientes do filtro Bessel.	75
Tabela 7: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 0,5 dB.	76
Tabela 8: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 1 dB.	77
Tabela 9: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 2 dB.	78
Tabela 10: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 3 dB.	79

Lista de Acrônimos

AM - *Amplitude Modulation* – Modulação de Amplitude

EM – *Electromagnetic* - Eletromagnético

FETs - *Field-Effect Transistors* – Transistores de Efeito de Campo

GPS - *Global Positioning System* – Sistema de Posicionamento Global

HEMTs - *High Electron Mobility Transistors* – Transistores com Alta Mobilidade de Elétrons

Hybrid MICs - *Hybrid Microwave Integrated Circuit* – Circuito Integrado de Microondas Híbrido

JFETs - *Junction Field-Effect Transistor* – Transistores de Efeito de Campo de Junção

LNA – *Low Noise Amplifiers* – Amplificadores de Baixo Ruído

MESFETs - *Metal Epitaxial-Semiconductor Field-Effect Transistors* – Transistores de Efeito de Campo de Metal Semicondutor

MMIC - *Monolithic Microwave Integrated Circuit* - Circuito Integrado Monolítico de Microondas

MOSFETs - *Metal Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors* – Transistores de Efeito de Campo de Metal-Óxido Semicondutor

OPAMP – *Operational Amplifier* – Amplificador Operacional

pHEMT - *Pseudomorphic High Electron-Mobility Transistors* - Transistores com Alta Mobilidade de Elétrons Pseudomórfico

RF - *Radiofrequency* - Radiofrequência

SNR - *Signal-to-Noise Ratio* - Relação Sinal-Ruído

TDMA - *Time Division Multiple Access* - Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo

THD - *Total Harmonic Distortion* - Distorção Harmônica Total

TSS - *Tangencial Signal Sensitivity* - Sensibilidade Tangencial do Sinal

WLANs - *Wireless Local-Area Networks* – Redes Locais sem Fio

Resumo

Neste trabalho, foram desenvolvidos dois diodos detectores distintos: um com e outro sem compensação de temperatura em tecnologia *MMIC* (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*, sigla em inglês para Circuito Integrado Monolítico de Microondas) em 4.9GHz. Além disso, foram desenvolvidos dois filtros ativos passa-baixa de quarta ordem com topologia de realimentações múltiplas e frequência de corte de 2kHz com dois amplificadores operacionais diferentes: LM324 e LM358N. O objetivo dos filtros é filtrar o sinal de saída dos diodos detectores. Comparações entre os diodos detectores são realizadas e chega-se a conclusão que o diodo detector com compensação de temperatura, hoje não disponível para compra na tecnologia *MMIC* em 4.9GHz, apresenta vantagens como uma maior estabilidade a mudanças de temperatura. A sensibilidade do detector é de 20V/mW. Esta maior estabilidade é essencial ao projeto, uma vez que este detector foi desenvolvido como parte do projeto de PhD. do aluno Rob Scheeler que visa criar uma tecnologia que consiga medir a temperatura do coração de forma não-invasiva.

Palavras-Chave: amplificador operacional, diodo detector com compensação de temperatura, diodo detector sem compensação de temperatura, filtro ativo passa-baixa, *MMIC*, realimentações múltiplas.

Abstract

In this study, it was developed two different diode detectors: with and without temperature compensation in MMIC at 4.9GHz. In addition, it was developed two active fourth order low-pass filters with multiple feedbacks topology and cutoff frequency of 2 kHz using two different operational amplifiers: LM324 and LM358N. The purpose of the filters is to filter the output signal of the diode detectors. Comparisons between the diode detectors are performed and reaches the conclusion that the diode detector with temperature compensation, currently not available for purchase in MMIC at 4.9GHz, has advantages as higher stability to temperature changes. The sensibility of the detector is 20V/mW. The stability is essential to the project, since the detector has been developed as part of the PhD project of Rob Scheeler, which aims to create a technology that can measure the temperature of the core with a non-invasive method.

Keywords: diode detector, diode detector temperature compensated, low-pass active filter, MMIC, multiple feedbacks, operational amplifier.

Capítulo 1

Introdução

1.1. Objetivo

Este trabalho tem por objetivo desenvolver dois diodos detectores: um sem e outro com compensação de temperatura na tecnologia *MMIC* (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*, sigla em inglês para Circuito Integrado Monolítico de Microondas) em 4.9GHz. Este projeto é uma parte do projeto de PhD. do aluno Rob Scheeler [1], que estuda na Universidade do Colorado em Boulder. O seu projeto estuda a criação de um termômetro que, em contato com a pele, seja capaz de medir a temperatura do coração. Hoje os métodos que permitem a medição desta temperatura são de forma invasiva. Assim, o objetivo do trabalho de Rob Scheeler até o momento tem sido criar uma antena que, em contato com a pele, seja capaz de diferenciar a temperatura a profundidades da pele distintas para uma medida radiométrica passiva da temperatura interna corpórea.

Este projeto tornou-se importante porque foi descoberto que variações da temperatura externa e interna podem ser utilizadas para indicar um possível diagnóstico de câncer, monitorar a entrega de drogas para o tratamento de câncer, controlar hipertermia e salvar crianças de hipotermia neural que sofrem de hipóxia/isquemia [1].

O objetivo do meu trabalho é ajudar o aluno Rob Scheeler a desenvolver parte de seu projeto, mais especificamente um diodo detector em 4.9 GHz que seja capaz de coletar o sinal da antena que está em contato com a pele e processar o sinal DC (corrente contínua) na saída do circuito. Foram então desenhados dois diodos detectores que atuam na região conhecida como quadrática para que o com melhor desempenho seja selecionado. Para a atuação na região quadrática a potência de entrada do circuito deve ser baixa. Neste trabalho, variamos a potência de entrada de -70 à -20dBm.

Além dos diodos detectores, este trabalho também desenvolveu dois filtros ativos passa-baixa de 4ª ordem cujo objetivo é filtrar e amplificar o sinal de saída do diodo detector. Os filtros desenvolvidos utilizam a topologia de realimentações múltiplas, possuem frequência de corte de 2kHz e empregam amplificadores operacionais distintos: LM324 e LM358N.

Com os detectores e filtros desenvolvidos foram realizadas comparações para identificação de quais circuitos seriam os mais adequados para o projeto.

1.2. Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em capítulos. O primeiro capítulo mostra o objetivo do trabalho e a forma de organização do mesmo.

O segundo capítulo explica o que é um diodo detector, a diferença entre um detector com e sem compensação de temperatura e como os transistores *FETs* (*Field-Effect Transistor*, sigla em inglês para Transistor de Efeito de Campo) podem ser utilizados como diodos Schottky [2,3,4,5,6].

O terceiro capítulo mostra o que é a tecnologia *MMIC*, quais os substratos possíveis para implementação, como é o processo de fabricação e vantagens desta tecnologia [3,7,8,9,10,11].

O quarto capítulo faz uma revisão sobre filtros ativos passa-baixa de primeira e segunda ordem mostrando as diferenças entre as topologias de segunda ordem: Sallen-Key e de realimentações múltiplas. Além disso, este capítulo também explica como é possível produzir filtros de ordem maior do que dois utilizando combinações de filtros de primeira e segunda ordens [8,12].

O quinto capítulo mostra as simulações e resultados encontrados dos filtros ativos passa-baixa de 4ª ordem com topologia de realimentações múltiplas e dos diodos detectores com e sem compensação de temperatura. Tanto as simulações de circuito como as simulações eletromagnéticas dos diodos detectores, realizadas com o software *Microwave Office* da empresa AWR, são apresentadas neste capítulo. As simulações dos filtros foram realizadas no software Proteus e os filtros foram desenvolvidos no laboratório L403-1 dentro da Universidade. Comparações entre os resultados das simulações e da parte experimental são então apresentados neste capítulo.

O sexto e último capítulo contém as conclusões do trabalho, apresenta as principais dificuldades encontradas durante o desenvolvimento do trabalho e destaca alguns possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Diodo detector

Um circuito detector é um sistema que produz uma tensão de saída de alguma forma proporcional ou relacionada ao sinal de entrada. Há duas principais aplicações para detectores: os detectores de envelope e os de lei quadrática [2].

Os detectores de envelope são usados basicamente para a demodulação de sinais AM (*Amplitude Modulation*, sigla em inglês para Modulação de Amplitude). Assim, uma tensão proporcional ao envelope do sinal de entrada é detectada na saída do sistema [2].

Os detectores de lei quadrática são dispositivos que medem basicamente potência. Uma tensão proporcional à potência do sinal de entrada é detectada na saída do sistema quando a potência do sinal de entrada for suficientemente pequena. Um exemplo de aplicação deste tipo de detector é em radiometria no desenvolvimento de radiômetros [2].

Este trabalho tem a intenção de desenvolver um diodo detector capaz de medir o ruído produzido por um sistema que irá medir a temperatura interna do coração de uma pessoa. Para isso, uma antena em contato com a pele de uma pessoa captará um sinal que será colocado na entrada do diodo detector de lei quadrática a ser desenvolvido.

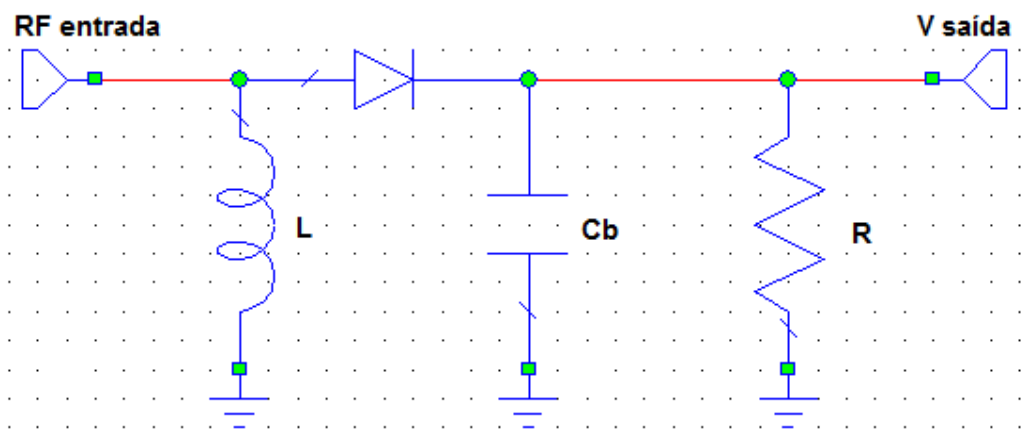
Detectores na faixa de frequência de RF (*Radiofrequency*, sigla em inglês para Radiofrequência) e microondas usam diodos com barreira Schottky [2]. Os diodos com barreira Schottky são feitos de junções em um metal semiconductor, que produz uma baixa capacitância quando comparado a clássica junção pn dos diodos. Os diodos com barreira Schottky são muito usados em conversão de frequência de um sinal de entrada. Os tipos de conversão de frequência em que estes diodos podem ser utilizados são: retificação, no qual a frequência do sinal é convertida para um sinal DC, detecção, no qual é executada uma demodulação de um sinal AM, e *mixing*, no qual a frequência do sinal é convertida para outra frequência [3]. Neste trabalho, foram desenvolvidos e analisados dois diodos detectores utilizando diodos com barreira Schottky na frequência de 4.9GHz.

2.1. Diodo detector sem compensação de temperatura

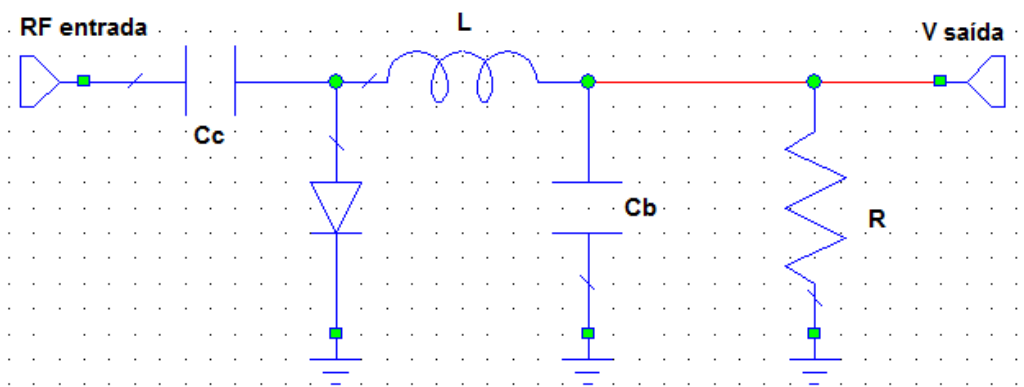
2.1.1. Principais propriedades

Os detectores de envelope e lei quadrática usam praticamente os mesmos dispositivos e circuitos. A diferença consiste nos níveis de potência de RF. Quando há baixos níveis de potência de RF o dispositivo atua como um detector de lei quadrática. Quando há altos níveis de potência de RF de entrada, o dispositivo atua como um detector de envelope [2].

A Figura 1 mostra dois exemplos de circuitos de detecção, um com o diodo em configuração em série e outro em configuração em paralelo [2].



(a)



(b)

Figura 1: Exemplos de circuitos detectores (a) configuração em série (mais comum); (b) configuração em paralelo.

A Figura 1 (a) mostra um detector em uma configuração em série. Nesta configuração, o circuito antes do diodo permite a passagem apenas das componentes de radiofrequência de interesse. O circuito após o diodo opera como um detector de envoltória. Assim, na porta V saída, irá se ter um sinal de baixa frequência proporcional ao sinal de radiofrequência recebido. Em alguns casos em que a frequência é muito alta, torna-se difícil encontrar um capacitor adequado e, para estes casos, utiliza-se um *stub* de linha de transmissão ou invés do capacitor [2]. Neste projeto, esta troca teve que ser realizada para aumentar a estabilidade do circuito para variações de frequência. O

capítulo de simulações e resultados mostrará com mais detalhes as vantagens no uso do *stub* ao invés do capacitor para o projeto desenvolvido.

A Figura 1 (b) mostra um detector em uma configuração em paralelo. Esta configuração não mostra um melhor desempenho quando comparada a configuração da Figura 1 (a), porém em alguns casos a configuração da Figura 1 (b) é de mais fácil implementação na prática, pois a literatura diz que quando se conecta o diodo ao terra as chances de se ter interferências ou problemas em conexões é menor [2]. Esta configuração funciona da mesma maneira que a configuração anterior. Há apenas o acréscimo do capacitor C_c que funciona como um capacitor de acoplamento, que tem a função de permitir a passagem apenas do sinal de radiofrequência na faixa de interesse.

2.1.2. Detecção de lei quadrática

2.1.2.1. Características de lei quadrática

Em situações com baixos níveis de potência qualquer dispositivo não linear resistivo, como um FET, por exemplo, pode atuar como um detector de lei quadrática [2]. Para mostrarmos isso, consideremos a equação da curva característica do dispositivo que relaciona a tensão e corrente:

$$i(v) = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=V_b} v + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2I}{d^2V} \right|_{V=V_b} v^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3I}{d^3V} \right|_{V=V_b} v^3 + \frac{1}{24} \left. \frac{d^4I}{d^4V} \right|_{V=V_b} v^4 + \dots \quad (1)$$

onde, V_b é a tensão de polarização e a corrente DC é ignorada da equação (1). O componente DC da corrente vem dos componentes pares da equação (1). Enquanto os componentes pares da equação forem menores que o primeiro termo da equação, este dispositivo estará atuando como um detector de lei quadrática [2]. No caso do diodo, temos:

$$I(V) = I_s [\exp(\delta V) - 1] \quad (2)$$

onde, δ e I_s são constantes. Isso então forma:

$$i(v) = I_s \exp(\delta V) \left(\delta v + \frac{1}{2} \delta^2 v^2 + \frac{1}{6} \delta^3 v^3 + \frac{1}{24} \delta^4 v^4 + \dots \right) \quad (3)$$

Como δ é de aproximadamente 30 na maioria dos detectores [2], os termos de mais alto nível podem ser descartados apenas se v for pequeno o suficiente. Assim, para que os termos de ordem maior que a quarta potência possam ser desconsiderados, temos que ter:

$$\frac{1}{4} \delta^2 v^2 \ll 1 \quad (4)$$

Assim, admitindo-se uma impedância de entrada de 50Ω , para se ter uma boa resposta no detector atuando na região de lei quadrática, temos que ter uma potência de entrada abaixo de -30dBm [2].

2.1.2.2. Sensibilidade de lei quadrática

A sensibilidade de um detector atuando na região de lei quadrática pode ser definida como a tensão de saída pela potência de entrada. Normalmente encontra-se valores de sensibilidade da ordem de $1000\text{-}2000\text{ mV/mW}$ [2]. Porém, de acordo com artigos publicados, há exemplos de sensibilidades maiores para projetos MMICs, chegando a 25000 mV/mW ou 25 V/mW [4].

2.1.2.3. Sensibilidade tangencial do sinal

A sensibilidade tangencial do sinal, ou TSS (*Tangential Signal Sensitivity*), é um conceito que define qual a quantidade mínima de sinal necessária para detecção. Para encontrar a sensibilidade tangencial do sinal é preciso visualizar o ruído do detector em um osciloscópio. Em seguida, aplica-se um pulso de RF no detector e ajusta-se o nível de sinal de entrada RF até que os picos positivos do ruído visto inicialmente sem a entrada do sinal de RF se tornem picos negativos de mesma magnitude observada positivamente. O nível de RF que transforma esses picos inicialmente positivos em negativos é conhecido como sensibilidade tangencial do sinal [2].

Esse tipo de medida não é muito exata, pois não se tem como saber se realmente esse ruído vem do detector ou da fonte do sinal de RF de entrada ou ainda do próprio osciloscópio. Assim, podemos dizer que este experimento só é válido se o ruído dos outros equipamentos utilizados for muito pequeno quando comparado ao ruído produzido pelo detector [2].

2.1.3. Diodos para circuitos monolíticos

Em princípio os diodos Schottky podem ser produzidos em qualquer tecnologia monolítica, porém a variedade de diodos na tecnologia monolítica é ditada principalmente pela compatibilidade destes dispositivos com outros componentes ativos como os dispositivos FETs e transistores bipolares, por exemplo [2]. Devido a problemas de compatibilidade, muitas vezes em tecnologia monolítica, os FETs são usados como diodos Schottky. Esta adaptação acontece com a conexão do componente de forma adequada e a não utilização da alimentação do dispositivo com tensão de polarização.

2.2. Dispositivos FETs

Os dispositivos FETs são muito usados em circuitos de RF e microondas [2]. Há quatro principais tipos de dispositivos FET: os JFETs (*Junction Field-Effect Transistor*, sigla em inglês para Transistor de Efeito de Campo de Junção), os MOSFETs (*Metal Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors*, sigla em inglês para Transistores de Efeito de Campo de Metal-Óxido Semicondutor), os MESFETs (*Metal Epitaxial-Semiconductor Field-Effect Transistors*, sigla em inglês para Transistores de Efeito de Campo de Metal Semicondutor) e os HEMTs (High Electron-Mobility Transistors, sigla em inglês para transistores com alta mobilidade de elétrons).

Os dispositivos FETs têm algumas características em comum que serão muito importantes para o desenvolvimento deste projeto. O dispositivo FET tem uma região de condução chamada canal, a qual é conectada à fonte (*source*) e ao dreno (*drain*). A maioria das portadoras de elétrons se move pelo canal da fonte para o dreno. O número de portadoras disponíveis é controlado pelo campo elétrico aplicado na porta (*gate*). Com isso, nos tipos JFET e MESFET, a porta pode formar uma barreira Schottky com o canal e estes dispositivos podem funcionar como diodos Schottky dependendo de como forem conectados ao circuito [2].

2.2.1. HEMTs

Os dispositivos HEMTs apresentam as mais altas transcondutâncias, baixo ruído e um melhor desempenho quando comparado com os outros tipos de dispositivos FETs [2]. Estas características são alcançadas através do uso de heterojunção ao invés do canal dopado. A Figura 2 mostra uma seção transversal do HEMT que permite um maior entendimento de um HEMT e, assim um melhor entendimento do que seria uma heterojunção [2].

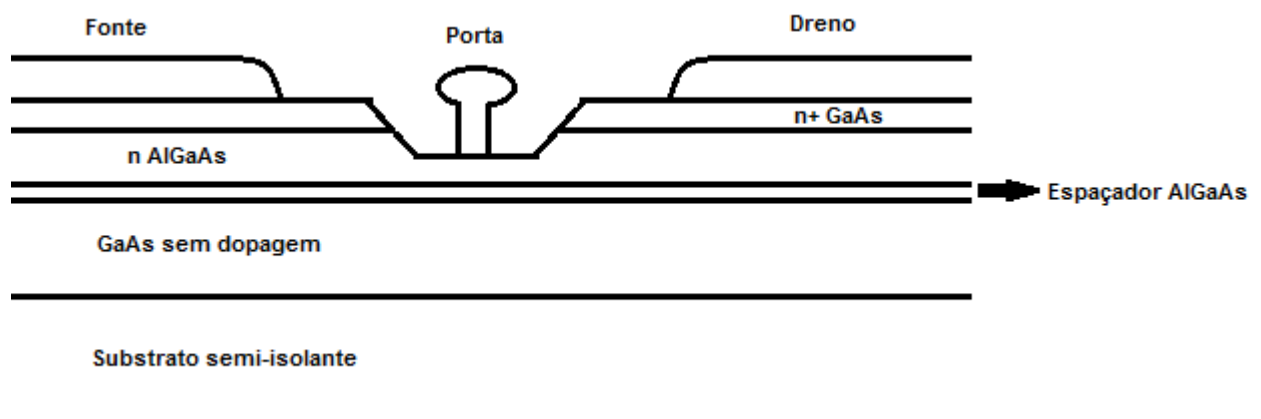


Figura 2: Seção transversal HEMT.

A heterojunção consiste da camada n AlGaAs imediatamente abaixo da porta, uma camada de espaçamento de AlGaAs sem dopagem e uma outra camada sem dopagem de GaAs. A largura da camada de espaçamento AlGaAs é muito pequena, da ordem de 10 angstroms. O *band gap* causado pelas camadas AlGaAs e GaAs forma uma camada fina de elétrons abaixo da porta, na interface entre a camada sem dopagem de GaAs e o espaçador AlGaAs [2].

A concentração de elétrons é regulada pela tensão da porta e, desta maneira, a tensão da porta pode controlar a corrente do dreno. Embora a transcondutância seja alta a corrente disponível para produzir a potência de saída é muito pequena. Para aumentar esta corrente disponível, múltiplas heterojunções podem ser utilizadas [2].

Há muitas maneiras possíveis de otimização do dispositivo HEMT. Uma variação mais conhecida é o pHEMT (Pseudomorphic High Electron-Mobility Transistors, sigla em inglês para transistores com alta mobilidade de elétrons pseudomórfico) que é mostrado na Figura 3. Para este projeto utilizaremos os dispositivos pHEMTs, uma variação de transistores HEMTs atuando como diodos.

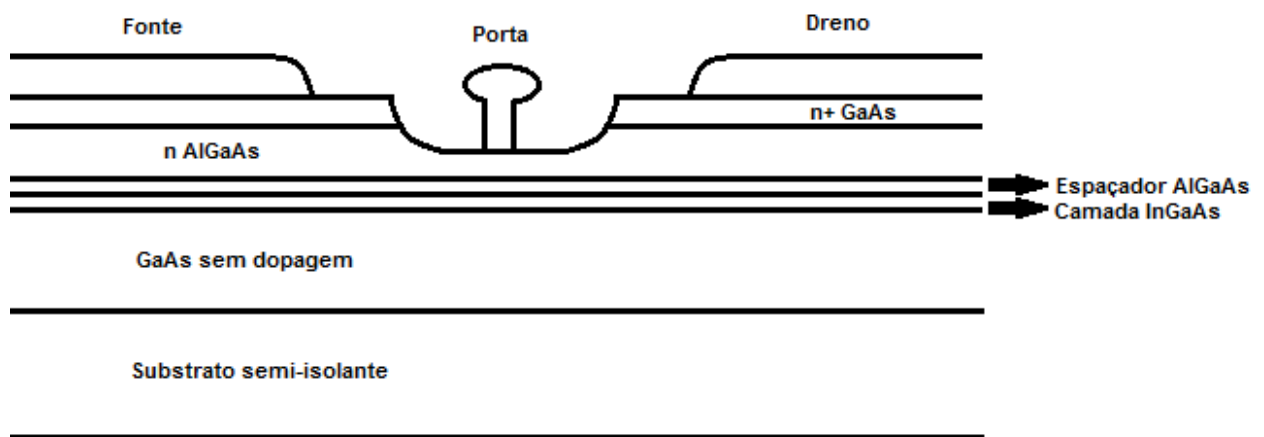


Figura 3: Seção transversal pHEMT.

O dispositivo pHEMT se utiliza de uma camada extra de InGaAs entre o espaçador AlGaAs e a camada de GaAs sem dopagem que aumenta o *band gap* formado. Com mais carga de elétrons há um aumento na transcondutância e, conseqüentemente, na potência de saída. Apesar na melhoria da transcondutância e na potência de saída, a introdução desta camada causa um descasamento entre as três camadas, que acaba por retornar à camada de InGaAs introduzida. Devido ao fato da nova camada introduzida ser compensada de forma não natural, esta camada é chamada de camada pseudomórfica. A tensão na camada deve ser limitada, ou seja, limita-se a quantidade de InAs na estrutura que também limita a densidade de carga de elétrons disponível e, conseqüentemente, o desempenho do dispositivo como um todo [2].

Apesar das características apresentadas, o pHEMT apresenta uma melhoria no ganho, figura de ruído e potência de saída quando comparado aos dispositivos HEMTs. Devido à complexidade dos

dispositivos HEMT, muitos parâmetros podem ser alterados para se conseguir melhorias. Como exemplo, podemos citar a mudança na largura das camadas e até mesmo trocas entre os materiais das diversas camadas que produzem outras variações de dispositivos HEMT [2].

O circuito equivalente do dispositivo HEMT para pequenos sinais é apresentado pela Figura 4.

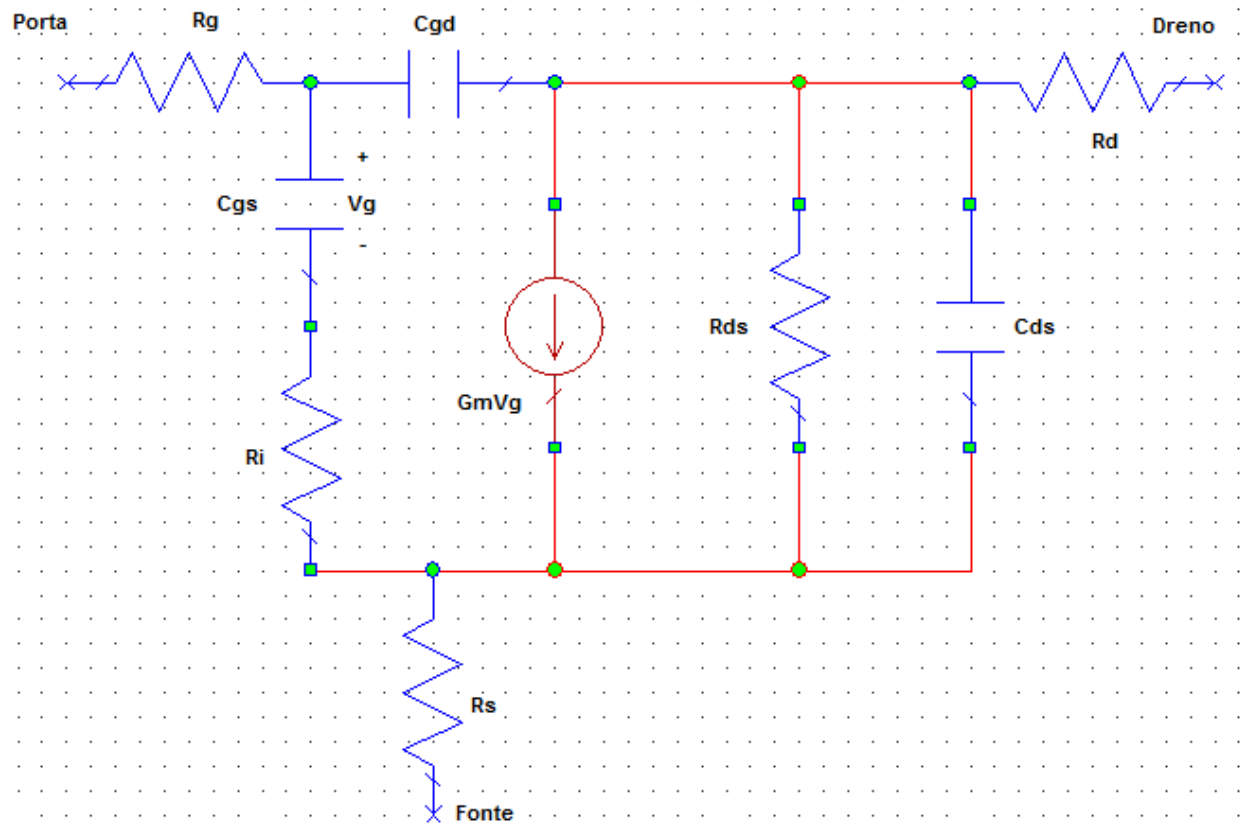


Figura 4: Circuito equivalente de um dispositivo HEMT para pequenos sinais.

2.3. Diodo detector com compensação de temperatura

Em muitas aplicações de RF, a potência e, conseqüentemente, a tensão de saída, variam com a frequência e a temperatura. Em muitas dessas situações, essas variações devem ser as mínimas possíveis, não devem ocorrer ou ainda devem ocorrer, mas de maneira controlada. Como exemplo, a Avago Technologies [5] cita os transmissores de estação rádio-base de sistemas celulares que utilizam a tecnologia TDMA, que necessitam de um nível de potência de saída ajustável dinamicamente para cada slot de tempo [5,6].

Um diodo detector poderia ser adicionado ao circuito dos transmissores de estação rádio-base de sistemas celulares, por exemplo, para controlar a potência de saída do sinal, porém um

simples diodo detector tem pouca linearidade e a saída é dependente da temperatura. Assim, com o intuito de diminuir as variações indesejadas da tensão de saída com a frequência e temperatura, um diodo detector que apresenta melhor linearidade das características do detector e estabilidade para uma determinada variação de temperatura é apresentado na Figura 5 [5].

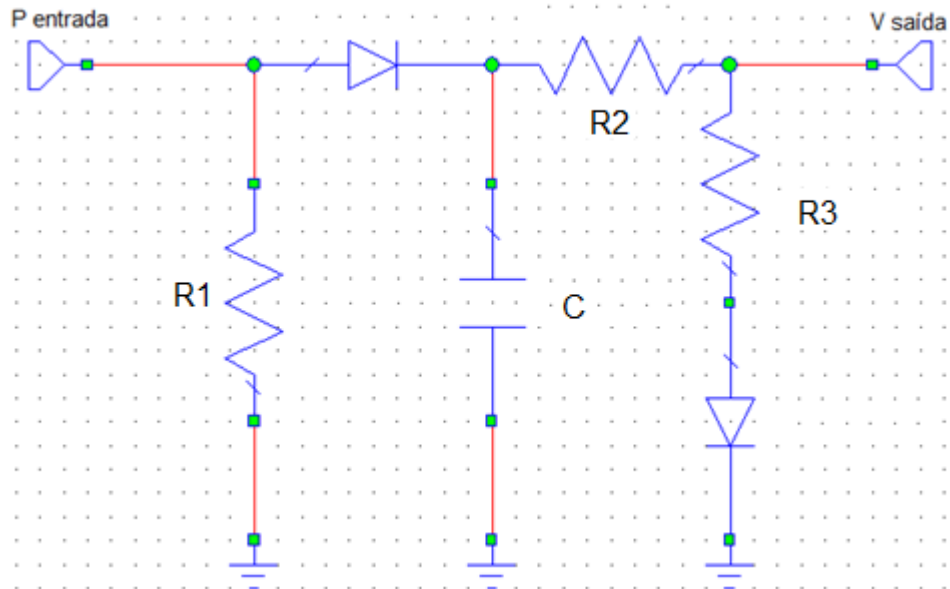


Figura 5: Diodo detector com compensação de temperatura.

Para a aplicação necessária deste trabalho, as variações de temperatura não são desejadas, ou seja, essa melhoria no diodo detector, que o faz apresentar uma compensação de temperatura, torna-se essencial para o desenvolvimento deste trabalho.

O diodo conectado ao terra do circuito funciona como uma resistência variável adicionada ao circuito, que apresenta dependência com a temperatura. A Avago Technologies também cita que a adição do resistor em série R3 com o diodo serve para aumentar a linearidade do sinal de saída [5].

Capítulo 3

Circuito integrado em microondas

Atualmente, tendência de qualquer tecnologia eletrônica manufaturada é ser cada vez menor, mais leve, com baixo custo e de alta complexidade. As tecnologias na faixa de frequência de microondas tem caminhado nesta direção nos últimos 20 anos com o desenvolvimento de circuitos de microondas integrados. Esta tecnologia tem substituído os grandes e caros guias de onda e componentes coaxiais por componentes planares mais baratos. Os circuitos integrados de microondas podem incorporar linhas de transmissão, resistores, capacitores, indutores e dispositivos ativos como diodos e transistores. Esta tecnologia avançou a um ponto na qual subsistemas completos de microondas, como módulos de transmissão e recepção de sinais de radar, por exemplo, podem ser integrados em chips com apenas alguns milímetros de tamanho [3].

Há basicamente dois tipos de circuitos integrados de microondas: o híbrido e o monolítico, mais conhecido por sua sigla em inglês MMIC [3].

3.1. Circuito híbrido integrado em microondas

Os circuitos híbridos integrados de microondas ou *hybrid MICs* (*Microwave Integrated Circuit*, sigla em inglês para Circuito Integrado de Microondas) foram desenvolvidos primeiramente em 1960 e ainda apresentam um custo-benefício muito atraente para a implementação de circuitos. Eles possuem uma camada de metal para condutores e linhas de transmissão, com componentes discretos (resistores, capacitores, transistores, diodos, etc.) conectados ao substrato. [3].

3.2. Circuito monolítico integrado em microondas

Os circuitos integrados monolíticos de microondas ou MMIC é a tecnologia de circuitos integrados mais recente, onde tanto os elementos ativos e passivos do circuito estão contidos no substrato. O substrato é composto de um material semicondutor e várias outras camadas de metais, dielétrico e filmes resistivos [3].

Os MMICs empregam uma tecnologia que permite a redução de tamanho físico dos dispositivos eletrônicos para o tamanho de um chip, sem encapsulamento e partilha, de poucos milímetros e, com isso, mantém ou melhora o desempenho do sistema como um todo. Esses circuitos possuem várias funções num mesmo chip, o que permite um alto nível de integração e minimização do tamanho da superfície e de interfaces de integração. Para se conseguir um projeto de sucesso, a escolha de um processo tecnológico que contenha modelos de componentes de circuitos bem precisos e o uso de análises e técnicas de projeto apropriadas é necessária [7].

Como há um aumento gigantesco na complexidade do sistema, uma vez que há muitos circuitos funcionais num mesmo chip, técnicas de projeto devem ser desenvolvidas assim como análises de estabilidade se tornam essenciais para a prevenção de comportamentos inesperados do circuito [7].

Um MMIC pode ser um amplificador, *mixer*, switch, diodo detector, que é o caso deste projeto, entre outros. Os MMICs são muito utilizados em aplicações que envolvem a transmissão e recepção de sinais em microondas, desde receptores de sinais de celulares, WLANs (*Wireless Local-Area Networks*) e GPS (*Global Positioning System*) de poucos gigahertz até em aplicações que envolvam radiômetros para observação da terra e scanners de segurança de centenas de gigahertz. As aplicações vão também de indústrias de comunicações com fibra ótica, comunicações de satélite e links de ponta-a-ponta até na parte de automóveis, onde são usados para a identificação de automóveis e coletas de informações de tráfego. Na indústria militar também são utilizados em dispositivos eletrônicos de guerra, mísseis e em sistemas de radar [8,9,10]. Este projeto desenvolve dois diodos detectores com a tecnologia de MMIC.

3.2.1. Substratos

A escolha do substrato deve ser baseada no custo e desempenho necessário. Os mais comuns são os substratos a base de arseneto de gálio (GaAs) e fosfeto de índio (InP). Estes dois substratos apresentam vantagens quando comparados ao silício (Si) no quesito condutividade. O silício possui uma maior condutividade que se torna sem uso para circuitos monolíticos que requerem estruturas com microlinhas. Assim, o silício é utilizado em circuitos monolíticos em cenários onde não se utilizam linhas de transmissão, que não é o caso deste projeto. Ainda assim, silícios mais resistentes podem ser produzidos, porém eles chegam a ser tão caros quanto os substratos de GaAs e ainda assim não apresentam desempenho comparável [2]. A Tabela 1 mostra uma comparação entre as principais características dentre os substratos disponíveis [10].

Tabela 1: Comparação entre substratos de MMIC disponíveis hoje no mercado.

Semicondutor (substrato)	Mobilidade de elétrons (m ² /V/s)	ϵ_r	Perda em RF	Condutividade Térmica (W/°C/m)	Tecnologia do componente ativo	Aplicações
GaAs	0,85	12,9	Baixa	46	MESFET, HEMT, pHEMT, HBT, mHEMT	Amplificadores de potência, amplificadores de baixo ruído, mixers, atenuadores, switches, etc.
Si	0,14	11,7	Alta	145	LD MOS, RF CMOS, SiGe HBT (Bi-CMOS)	Para aplicações com baixas potências de sinais mixados.
SiC	0,05	10	Baixa	430	MESFET	Para altas potências abaixo de 5GHz
InP	0,60	14	Baixa	68	MESFET, HEMT	Ondas milimétricas
GaN	0,08	8,9	Baixa	130	HEMT	Alta potência, porém com disponibilidade limitada

3.2.2. Projeto e processo de fabricação

As linhas de transmissão e outros condutores são geralmente feitos com uma camada de ouro e, para aumentar a aderência entre o substrato e a camada de ouro, uma fina camada de cromo ou titânio é geralmente depositada entre estas camadas. Estes metais apresentam muitas perdas e, para se ter uma redução destas perdas deve-se ter várias camadas de ouro com largura diferentes para se reduzir esta atenuação [3].

Os capacitores e linhas sobrepostas precisam de filmes dielétricos como SiO, SiO₂, Si₂N₄ ou Ta₂O₅. Estes materiais possuem uma alta constante dielétrica e baixas perdas, sendo então compatíveis com circuitos integrados. Os resistores, por sua vez, necessitam de depósitos de camadas com perdas como, NiCr, Ta, Ti ou até mesmo camadas dopadas de GaAs [3].

O projeto de MMIC necessita do uso intenso de *softwares* de CAD para o desenvolvimento dos circuitos e otimizações. Considerações cuidadosas devem ser feitas no projeto do circuito para se permitir tolerâncias nas variações dos componentes do circuito, pois uma vez fabricado, um MMIC não pode ser alterado. Assim, efeitos como descontinuidade de linhas de transmissão, projeto de circuitos de polarização, ressonâncias e acoplamentos indesejados devem ser investigados e levados em consideração para obtenção do projeto final [3].

O processo de fabricação começa pela formação de uma camada ativa no substrato semicondutor que é necessária para componentes ativos. Este processo pode ser realizado com a

implantação de íons. Estas áreas ativas são então isoladas e os espaços para os componentes ativos são reservados. Em seguida, os contatos ôhmicos são realizados nas áreas ativas anteriormente descritas pela introdução de uma camada de ouro ou germânio no substrato. As portas dos dispositivos FETs são então formadas pela introdução de uma camada de compostos de titânio/platina/ouro depositados entre a área da fonte e do dreno. Neste momento, os componentes ativos já estão praticamente finalizados e testes podem ser realizados para verificar seu funcionamento. Após os testes, o próximo passo é o depósito de metal para contatos, linhas de transmissão, indutores e outras áreas condutoras. Em seguida, os resistores são formados com o depósito de filmes resistivos e os capacitores com a introdução de filmes dielétricos. Mais uma camada de metal então completa a formação dos capacitores e qualquer outro componente faltante. O último passo é então fazer as vias do circuito. As vias são buracos que cortam todas as camadas e conectam a primeira e última camada do MMIC [3,9].

Este é um processo que exige uma sala limpa para fabricação e, para que sujeiras não entrem em contato com o substrato e alterem as propriedades do circuito, é imprescindível que o projeto do circuito esteja certo quando enviado à fabricação, pois conforme já mencionado anteriormente, não é possível alterar o projeto depois de fabricado [3,9]. Figura 6 mostra um exemplo de *layout* de um MMIC com o detalhe das camadas descritas no texto.

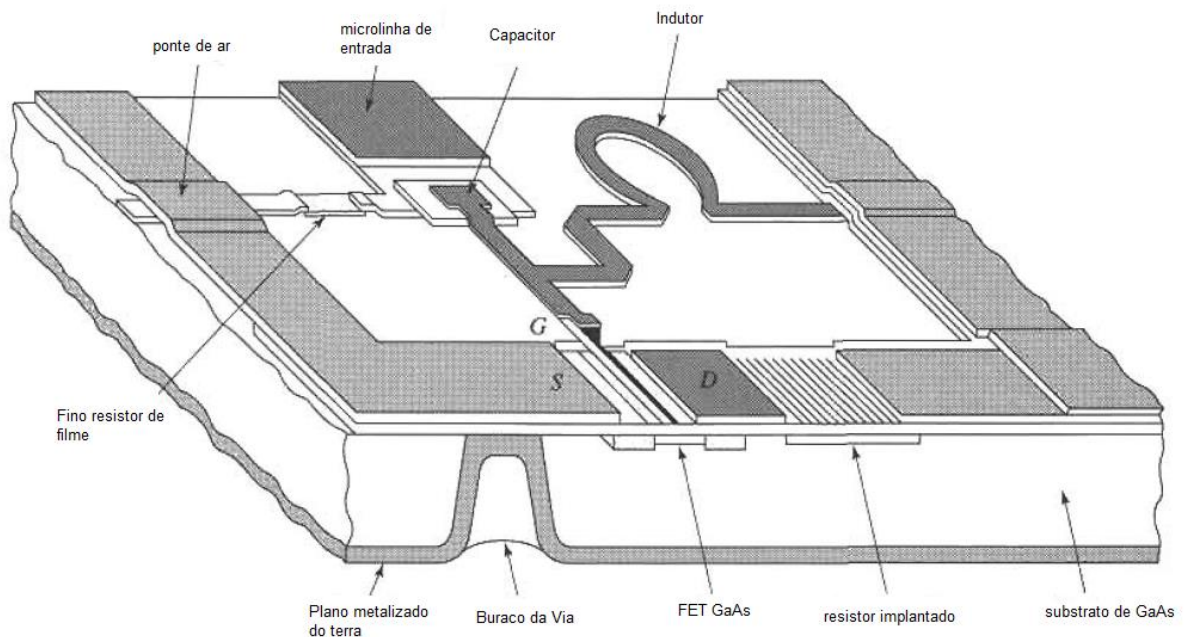


Figura 6: *Layout* de um MMIC – retirado de [3].

Os MMICs possuem limites rígidos para dissipação de calor, assim, não podem ser usados em circuitos em que sejam necessários altos valores de potência de entrada. Apesar disso, os MMICs têm algumas vantagens sobre outras tecnologias como aumento da flexibilidade e desempenho do circuito com poucos custos adicionais, além de possuir menores reatâncias parasitas, o que permite o

projeto de circuitos com largura de bandas bem maiores do que os circuitos integrados de microondas híbridos [3].

3.2.3. Processo de fabricação TQPED

Neste trabalho, os diodos detectores são desenvolvidos em tecnologia MMIC com o substrato de GaAs, utilizando o processo de fabricação TQPED, cedido pela empresa TriQuint. Para entendimento do processo de fabricação TQPED, a empresa TriQuint forneceu um manual que explica todas as camadas do seu processo e como cada componente se forma de maneira detalhada. Entretanto, este manual fornecido é confidencial e as informações contidas no mesmo não podem ser divulgadas. Há algumas informações disponíveis no site da empresa que fornece alguns detalhes do processo, como por exemplo o fato de que o processo TQPED é o primeiro a integrar o pHEMT com o transistor TQPHT modo D e modo E em uma mesma plataforma. Este processo é amplamente utilizado para amplificadores de baixo ruído (LNAs), switches com pouca perda, conversores, rádios digitais e detectores. A Figura 7 mostra a secção transversal do dispositivo pHEMT de 0.5 μ m [11].

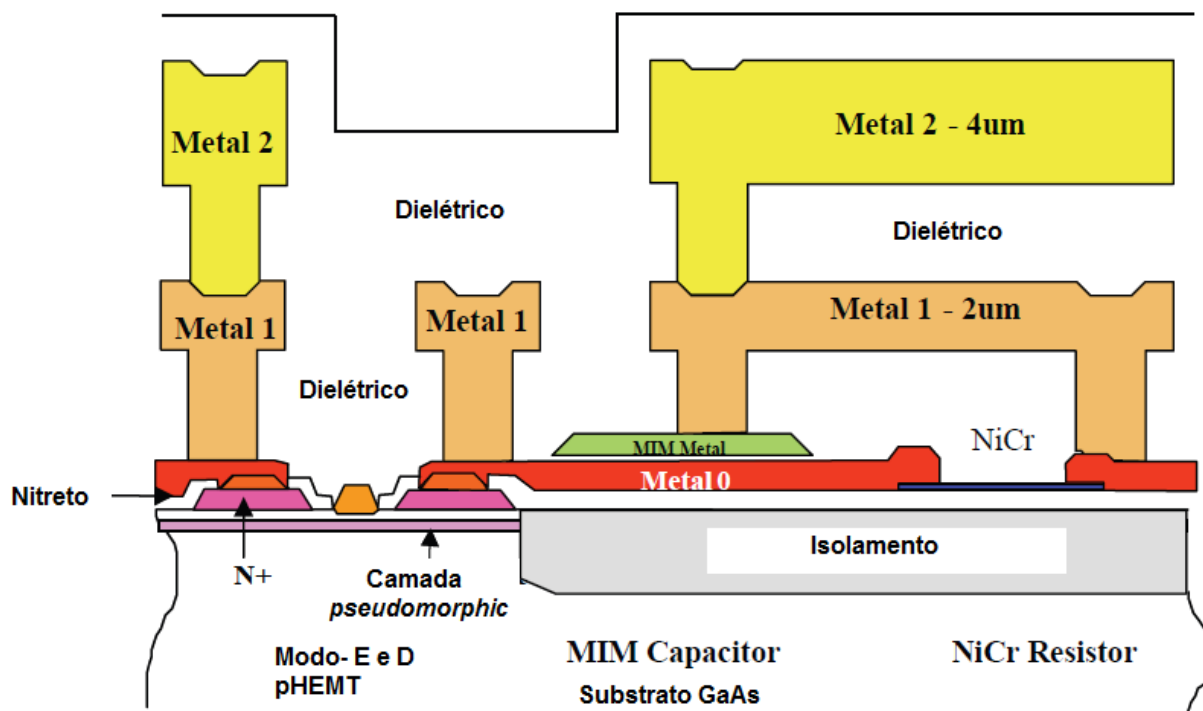


Figura 7: Secção transversal do dispositivo pHEMT de 0.5 μ m – retirado de [11].

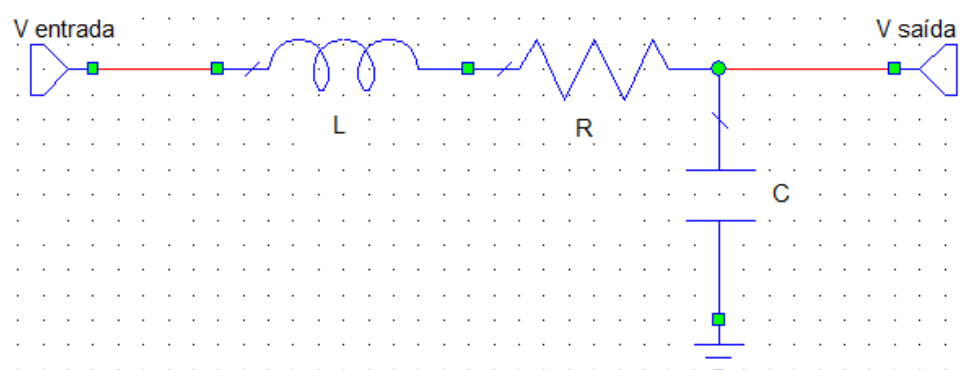
As três camadas interconectadas de metal estão envoltas em um dielétrico de alto desempenho que permite flexibilidade, tamanho otimizados e simplicidade no empacotamento com plástico. O processo prevê a inclusão de uma camada ativa de InGaAs, resistores de NiCr e

capacitores com altos valores, o que permite altos níveis de integração com tamanho reduzido e alto custo-benefício [11]. Os diodos detectores desenvolvidos serão encaminhados posteriormente à empresa para fabricação.

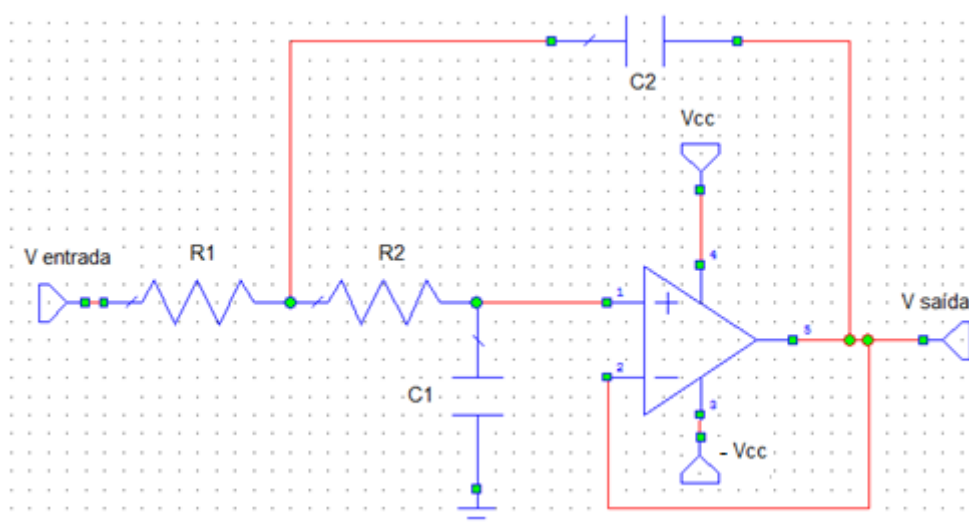
Capítulo 4

Filtros ativos passa baixa

Filtros são dispositivos que permitem a passagem de apenas algumas frequências. Os filtros são utilizados em várias aplicações, por exemplo, para a captação de um sinal de voz em sistemas de telecomunicações ou para impedir a passagem da frequência de 60Hz, com filtros rejeita-faixa, em sistemas de energia elétrica. Um filtro passivo consiste de um filtro composto apenas com componentes passivos, ou seja, com resistores, capacitores, indutores, microlinhas e *stubs*. Esses filtros são muito utilizados em altas frequências. [8,12].



(a)



(b)

Figura 8: (a) Filtro passa-baixa passivo de segunda-ordem; (b) Filtro passa-baixa ativo de segunda-ordem.

Entretanto, os filtros passivos são pouco utilizados em baixas frequências (entre 1Hz e 1MHz) pois necessitam de indutores, muito grandes nestas frequências e, assim, de difícil implementação. Por outro lado, os filtros ativos, ou seja, filtros que utilizam elementos ativos como diodos e transistores no lugar de indutores, são bastante usados em baixas frequências. A alimentação DC do circuito para o elemento ativo compensa as propriedades perdidas com a retirada do indutor do sistema. No caso específico dos filtros ativos baseados em amplificadores operacionais, o elemento indutivo pode ser substituído por elementos capacitivos e resistivos [8,12]. A Figura 8 mostra, para efeitos de comparação, o projeto de um filtro passivo e um filtro ativo de segunda-ordem [12].

O filtro ativo é constituído basicamente pelo amplificador operacional e alguns resistores e capacitores.

4.1. Tipos de filtros

Existem vários tipos de filtros. Entretanto, os filtros mais utilizados são os filtros Butterworth, Tschebycheff e Bessel. Neste capítulo iremos apresentar mais detalhes de cada um desses tipos de filtros, porém daremos ênfase apenas aos filtros passa-baixa, que serão necessários para o desenvolvimento deste trabalho.

4.1.1. Filtros Butterworth

Os filtros Butterworth passa-baixa são os que proporcionam o maior nivelamento na banda de passagem, assim causando menor distorção de ganho em algumas frequências específicas na banda de passagem. Os filtros passa-baixa Butterworth são frequentemente usados como filtros *anti-aliasing* em aplicações para converter dados, onde se é necessária a conservação dos níveis de sinais da banda de passagem [12].

4.1.2. Filtros Tschebyscheff

Os filtros passa-baixa Tschebyscheff são os que proporcionam a maior atenuação após a frequência de corte. Entretanto, esta atenuação não é única e muito menos constante, ela forma ondulações na banda passante, criando um ganho variável sobre a banda passante. Os filtros passa-baixa Tschebyscheff são frequentemente usados em aplicações, onde é mais importante a informação da frequência do sinal do que uma amplificação constante do mesmo [12].

4.1.3. Filtros Bessel

Os filtros passa-baixa Bessel possuem uma resposta linear de fase sobre uma ampla faixa da frequência, o que resulta num atraso de grupo constante do sinal sobre aquelas frequências. Os filtros passa-baixa Bessel proporcionam uma transmissão de onda quadrada ideal, entretanto o ganho da banda de passagem não é tão constante se comparado com o do filtro passa-baixa Butterworth. Além disso, a transição da banda de passagem para a banda que não deve ser transmitida não é tão rápida e acentuada se comparada com o filtro passa-baixa Tschebyscheff [12].

A Figura 9 mostra um exemplo de filtros passa-baixa de quarta ordem Butterworth, Tschebyscheff e Bessel para comparação. As características de cada filtro listadas anteriormente podem ser observadas na figura apresentada, que mostra a resposta em frequência versus o ganho em dB entre os filtros [12].

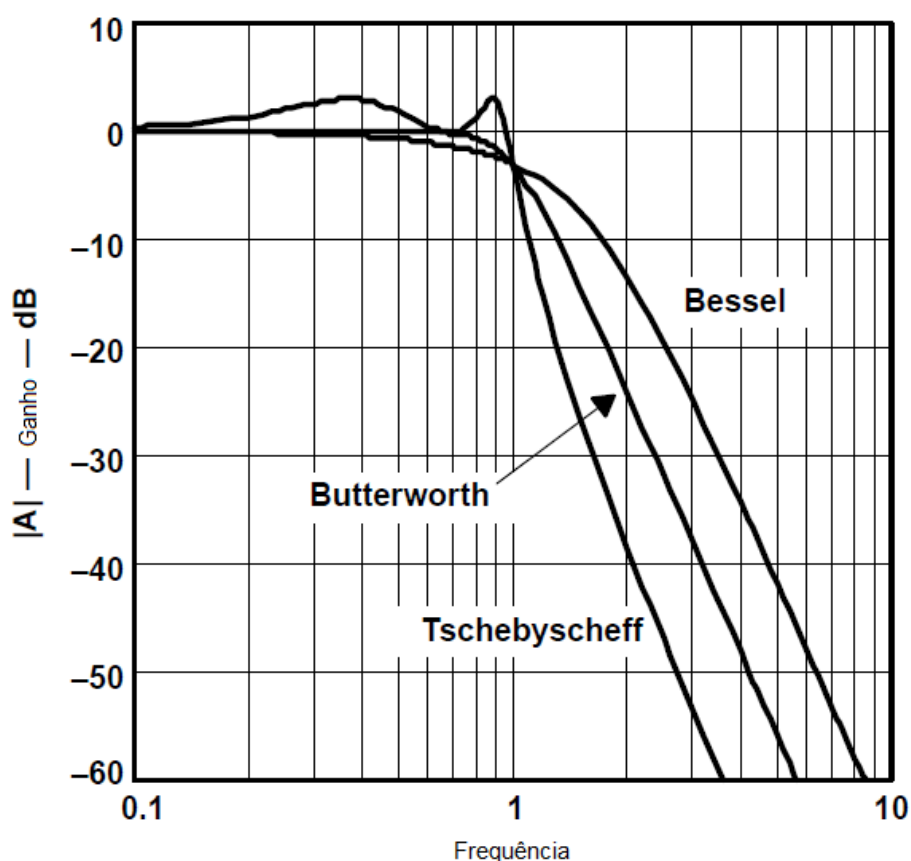


Figura 9: Comparação das respostas em frequência vs. ganho dos filtros passa-baixa de quarta ordem Butterworth, Tschebyscheff e Bessel – retirado de [12].

A função geral de transferência de um filtro passa-baixa pode ser escrita como:

$$A(s) = \frac{A_o}{\prod_i(1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (5)$$

onde, os coeficientes a_i e b_i são os coeficientes que distinguem os filtros Butterworth, Tschebycheff e Bessel. Esses coeficientes são apresentados no Anexo 1, retirados de [12], para estes três tipos de filtros até a décima ordem. Frequentemente os filtros operam a ganho unitário, ou seja, $A_o = 1$. A ordem do filtro, n , determina a atenuação do ganho sobre a frequência de corte, f_c , na proporção $-n \times 20\text{dB/década}$. Os coeficientes a_i e b_i , por sua vez, são responsáveis pelo comportamento do ganho sobre a banda de passagem [12].

4.2. Fator de qualidade

Além de se alterar a ordem do filtro para uma melhoria da qualidade do filtro, um outro parâmetro pode ser alterado, o chamado fator de qualidade Q . Assim, ao invés de aumentar a ordem do filtro para se conseguir um filtro de melhor qualidade, pode-se alterar o fator de qualidade do mesmo para se conseguir um resultado semelhante. Para filtros passa-faixa o fator de qualidade Q é definido como a razão entre a frequência central, f_m , sobre a largura de banda nos pontos de -3dB [12], ou seja,

$$Q = \frac{f_m}{(f_2 - f_1)} \quad (6)$$

Para filtros passa-baixa e passa-alta, o fator de qualidade Q pode ser definido como:

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (7)$$

Quanto maior o valor de Q , mais instável um filtro pode se tornar [12].

4.3. Filtros ativos passa-baixa de primeira ordem

Há duas topologias principais de filtros ativos passa-baixa baseados em amplificadores operacionais: os com configuração não-invertida e os com configuração invertida.

4.3.1. Filtros ativos com configuração não-invertida

A Figura 10 mostra uma das topologias de filtro de primeira ordem com configuração não-invertida.

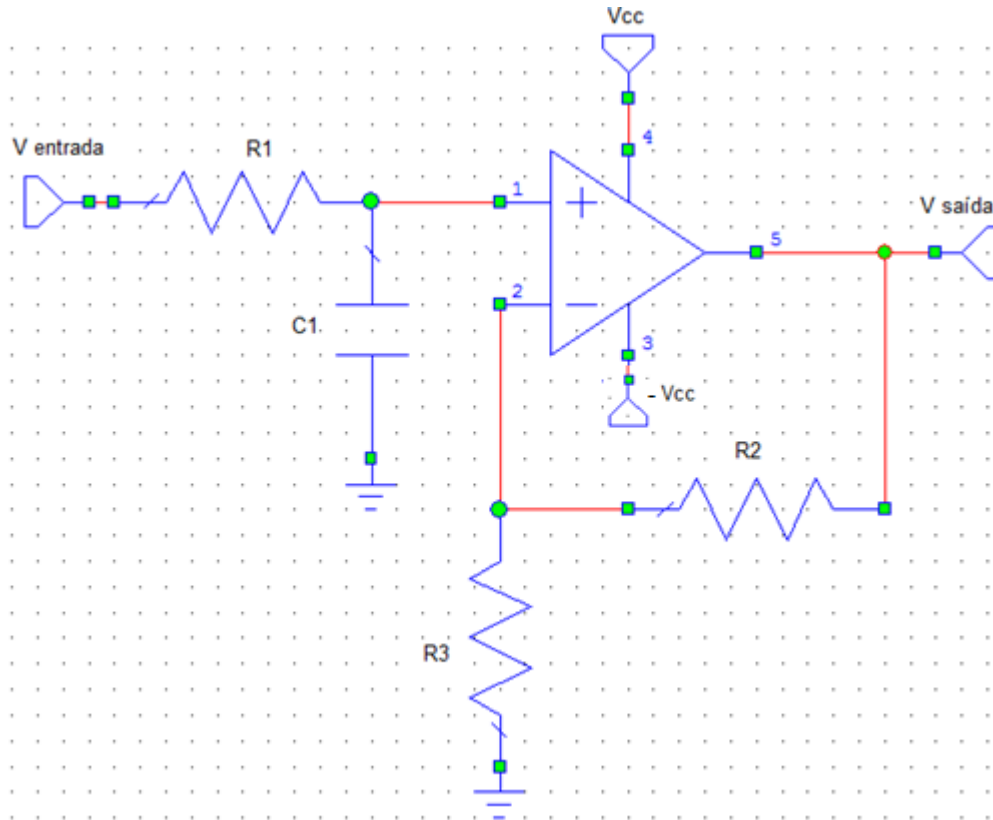


Figura 10: Filtro passa-baixa de primeira ordem com configuração não-invertida.

A função de transferência deste filtro pode ser descrita como:

$$A(s) = \frac{1 + \frac{R2}{R3}}{1 + \omega_c R1 C1 s} \quad (8)$$

onde,

$$A_0 = 1 + \frac{R2}{R3} \quad (9)$$

$$a_i = \omega_c R1 C1 \quad (10)$$

Especificando-se o valor do capacitor C1 temos que:

$$R1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C1} \quad (11)$$

$$R2 = R3 (A_o - 1) \quad (12)$$

4.3.2. Filtros ativos com configuração invertida

A Figura 11 mostra uma das topologias de filtro de primeira ordem com configuração invertida.

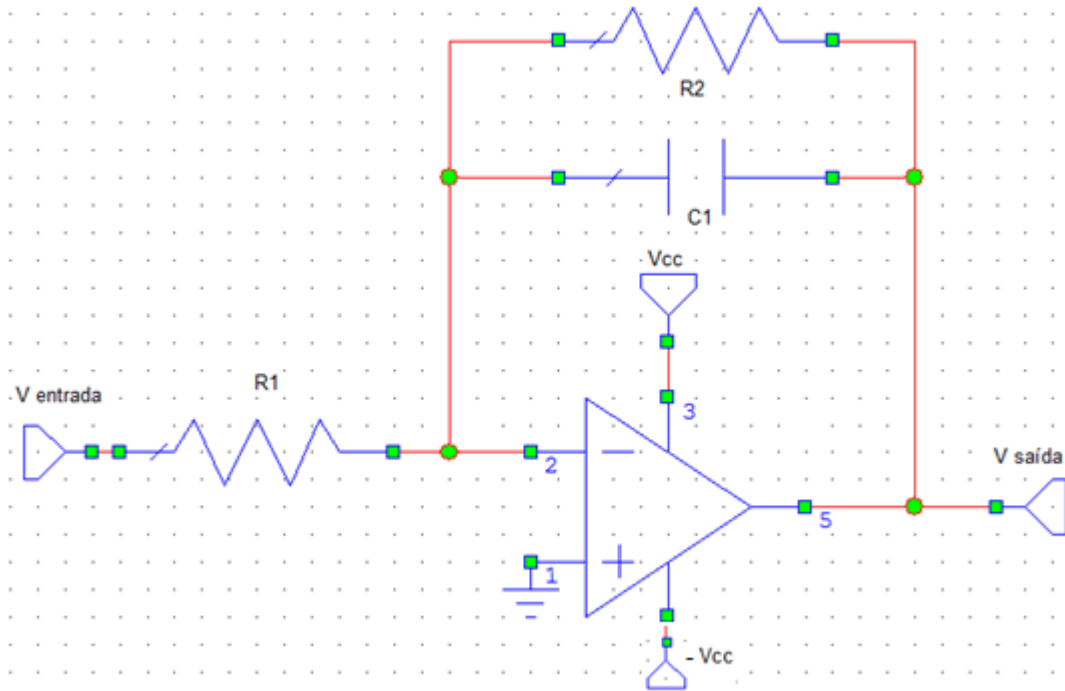


Figura 11: Filtro passa-baixa de primeira ordem com configuração invertida.

A função de transferência deste filtro pode ser descrita como:

$$A(s) = \frac{-\frac{R2}{R1}}{1 + \omega_c R2 C1 s} \quad (13)$$

onde,

$$A_o = -\frac{R2}{R1} \quad (14)$$

O sinal negativo indica uma inversão de fase de 180 graus do sinal de entrada para o sinal de saída [12].

$$a_i = \omega_c R_2 C_1 \quad (15)$$

E, mais uma vez, especificando-se o valor do capacitor C1 temos que:

$$R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} \quad (16)$$

$$R_1 = -\frac{R_2}{A_o} \quad (17)$$

O valor do coeficiente a_1 é retirado de uma das tabelas do Anexo 1. É possível observar que todos os tipos de filtros são idênticos para primeira ordem, ou seja, $a_1=1$. Para filtros de ordem mais alta, entretanto, os valores de a_1 são diferentes [12].

4.4. Filtros ativos passa-baixa de segunda ordem

Há dois tipos principais de topologia para filtros de segunda ordem: Sallen-Key e Realimentações Múltiplas [12].

4.4.1. Filtros com topologia Sallen-Key

A topologia geral do filtro de segunda ordem Sallen-Key, mostrada na Figura 12, permite que o ganho seja calculado pela variação dos resistores R3 e R4, onde o ganho pode ser expresso por [12]:

$$A_o = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (18)$$

Apesar desta topologia mais geral a topologia com ganho unitário usualmente é a mais utilizada, por permitir um ganho constante sobre a frequência e um fator de qualidade menor ($Q < 3$), porém estável [12].

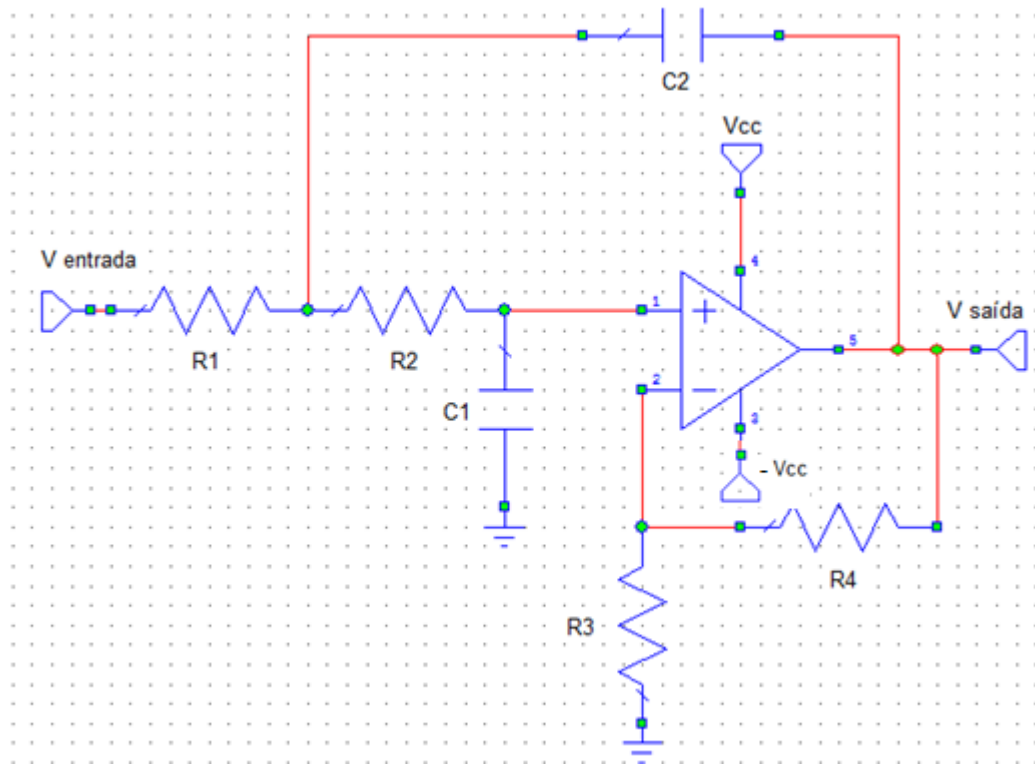


Figura 12: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia Sallen-Key.

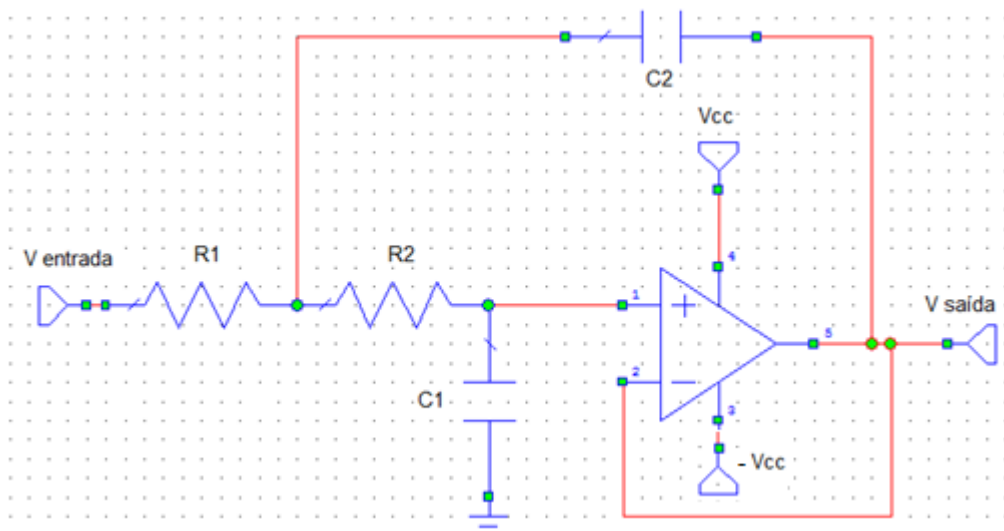


Figura 13: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia Sallen-Key de ganho unitário.

A função de transferência do circuito mostrado na Figura 12 é:

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_o)R_1C_2]s + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2s^2} \quad (19)$$

Neste caso, comparando-se esta função de transferência com a função geral de transferência de um filtro passa-baixa temos que:

$$a_1 = \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_o)R_1C_2] \quad (20)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \quad (21)$$

Realizando-se a mesma comparação com o filtro Sallen-Key de ganho unitário, temos que:

$$a_1 = \omega_c C_1 (R_1 + R_2) \quad (22)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \quad (23)$$

Diante deste cenário, caso sejam dados os valores de C_1 e C_2 os resistores R_1 e R_2 podem ser calculados como:

$$R_1 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} \quad (24)$$

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 + \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} \quad (25)$$

Para se obter os valores dentro da raiz, C_2 deve-se satisfazer a seguinte condição:

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1}{a_1^2} \quad (26)$$

Um caso especial da topologia Sallen-Key é quando $R_1=R_2=R$ e $C_1=C_2=C$ [12]. Neste caso, a nova função de transferência é:

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \omega_c RC(3 - A_o)s + (\omega_c RC)^2 s^2} \quad (27)$$

onde:

$$a_1 = \omega_c RC(3 - A_o) \quad (28)$$

$$b_1 = (\omega_c RC)^2 \quad (29)$$

Dado o valor do capacitor C temos que:

$$R = \frac{\sqrt{b_1}}{2\pi f_c C} \quad (30)$$

e A_o torna-se:

$$A_o = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 3 - \frac{1}{Q} \quad (31)$$

Assim, o fator de qualidade Q pode ser escrito como:

$$Q = \frac{1}{3 - A_o} \quad (32)$$

4.4.2. Filtros com topologia de realimentações múltiplas

Os filtros com topologia de realimentações múltiplas são frequentemente usados quando se deseja altos valores de Q e que requerem alto ganho [12]. A Figura 14 mostra a topologia de um filtro de segunda ordem passa-baixa com topologia de realimentações múltiplas.

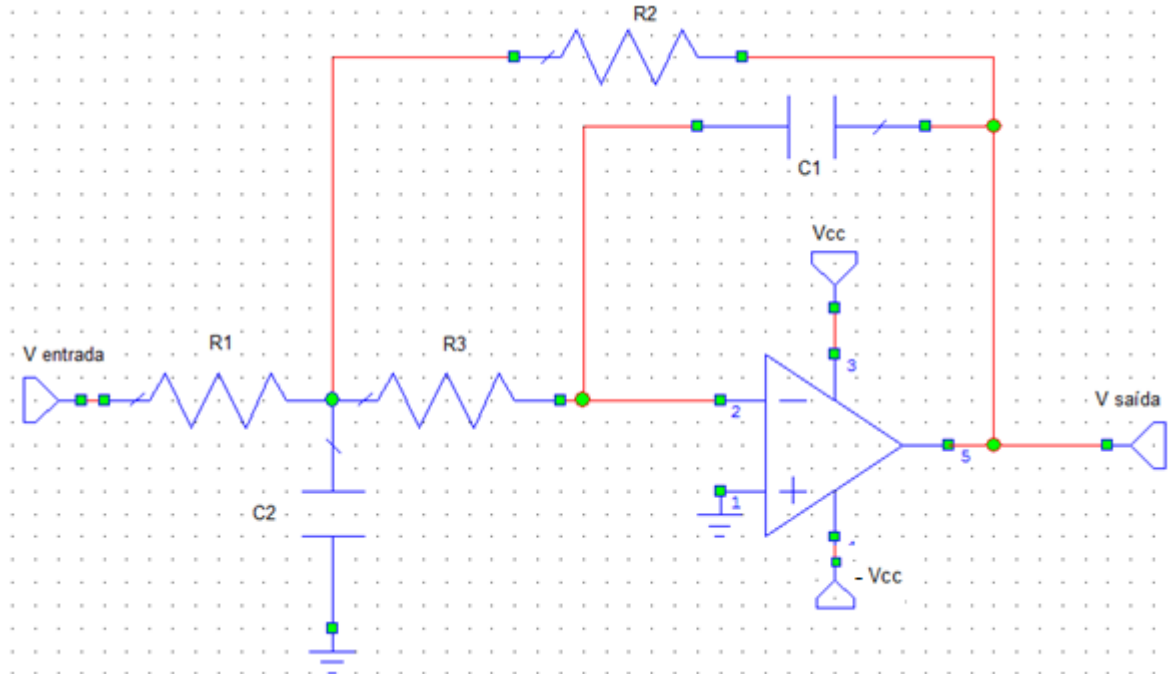


Figura 14: Filtro passa-baixa de segunda ordem com topologia de Realimentações Múltiplas.

A função de transferência para esta topologia pode ser descrita como:

$$A(s) = - \frac{\frac{R2}{R1}}{1 + \omega_c C1 \left(R2 + R3 + \frac{R2R3}{R1} \right) s + \omega_c^2 C1 C2 R2 R3 s^2} \quad (33)$$

Neste caso, comparando-se esta função de transferência com a função geral de transferência de um filtro passa-baixa temos que:

$$A_o = - \frac{R2}{R1} \quad (34)$$

$$a_1 = \omega_c C1 \left(R2 + R3 + \frac{R2R3}{R1} \right) \quad (35)$$

$$b_1 = \omega_c^2 C1 C2 R2 R3 \quad (36)$$

Dados os valores dos capacitores C1 e C2 e resolvendo-se para os resistores temos que:

$$R2 = \frac{a_1 C2 - \sqrt{a_1^2 C2^2 - 4b_1 C1 C2 (1 - A_o)}}{4\pi f_c C1 C2} \quad (37)$$

$$R1 = \frac{R2}{-A_o} \quad (38)$$

$$R3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_c^2 C1 C2 R2} \quad (39)$$

Para se obter os valores de R2, C2 deve satisfazer a seguinte condição:

$$C2 \geq C1 \frac{4b_1(1 - A_o)}{a_1^2} \quad (40)$$

4.5. Filtros passa-baixa de ordem maior

Para se construir filtros de ordem maior que dois são usadas combinações de filtros de ordem menor. Filtros de ordem maior do que dois são utilizados por otimizarem a resposta em frequência, pois o cascadeamento de filtros permite uma redução mais abrupta do ganho após a frequência de corte. Conforme já dito anteriormente, o Anexo 1 trás os valores de a_i e b_i para a construção de

diferentes filtros de até ordem 10. A Figura 15 ilustra com mais detalhes como se construir filtros de quinta ordem, por exemplo, utilizando-se de um filtro de primeira ordem em combinação com dois filtros de segunda ordem cascateados.

1º ordem

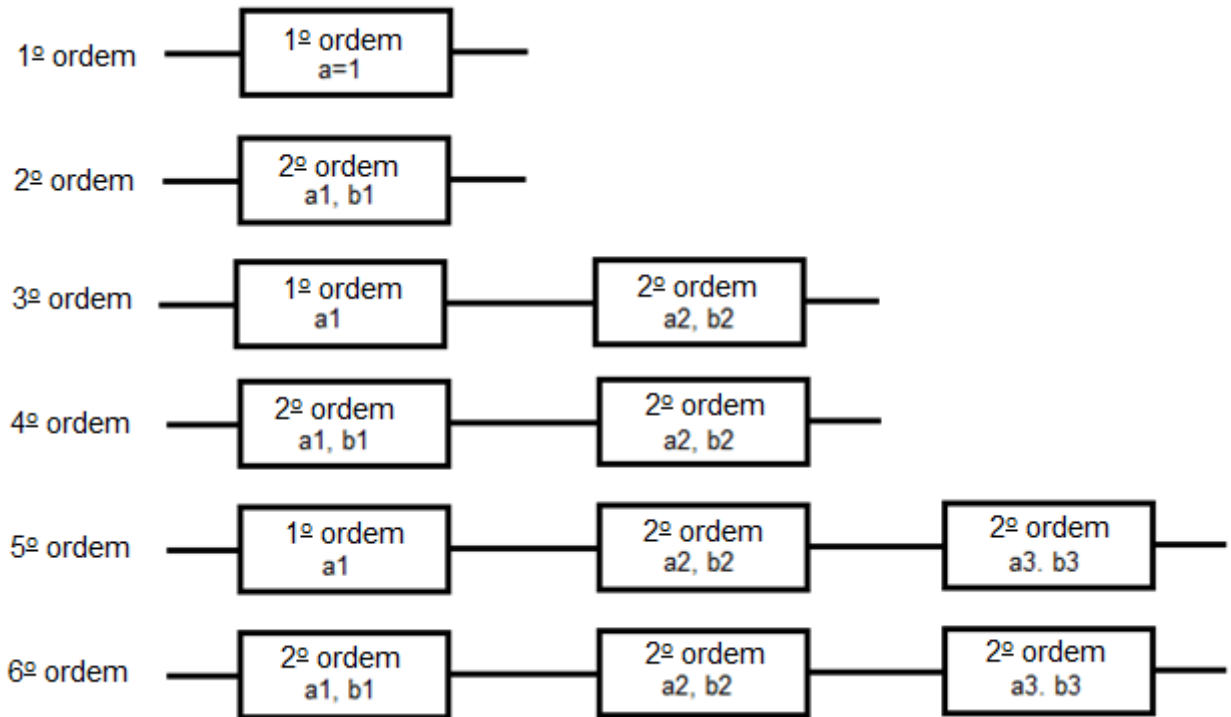


Figura 15: Demonstração de como se construir filtros de alta ordem utilizando o cascateamento de filtros de primeira e segunda ordem.

Capítulo 5

Simulações e resultados

5.1. Diodo detector sem compensação de temperatura

Um diodo detector sem compensação de temperatura foi desenvolvido para a frequência de 4.9GHz em tecnologia MMIC para medir o sinal de saída da antena colocada em contato com a pele desenvolvida pelo aluno de PhD. Rob Scheeler [1]. As simulações foram realizadas no *software Microwave Office* da empresa AWR. A escolha do *software* se deu pelo fato da empresa TriQuint, responsável pela produção do chip desenvolvido, ter encaminhado um *Design Kit* com os componentes aderentes ao processo de fabricação TQPED com substrato GaAs compatível com este software. O circuito da Figura 16 foi implementado no *software* para se realizar as simulações do MMIC desenvolvido.

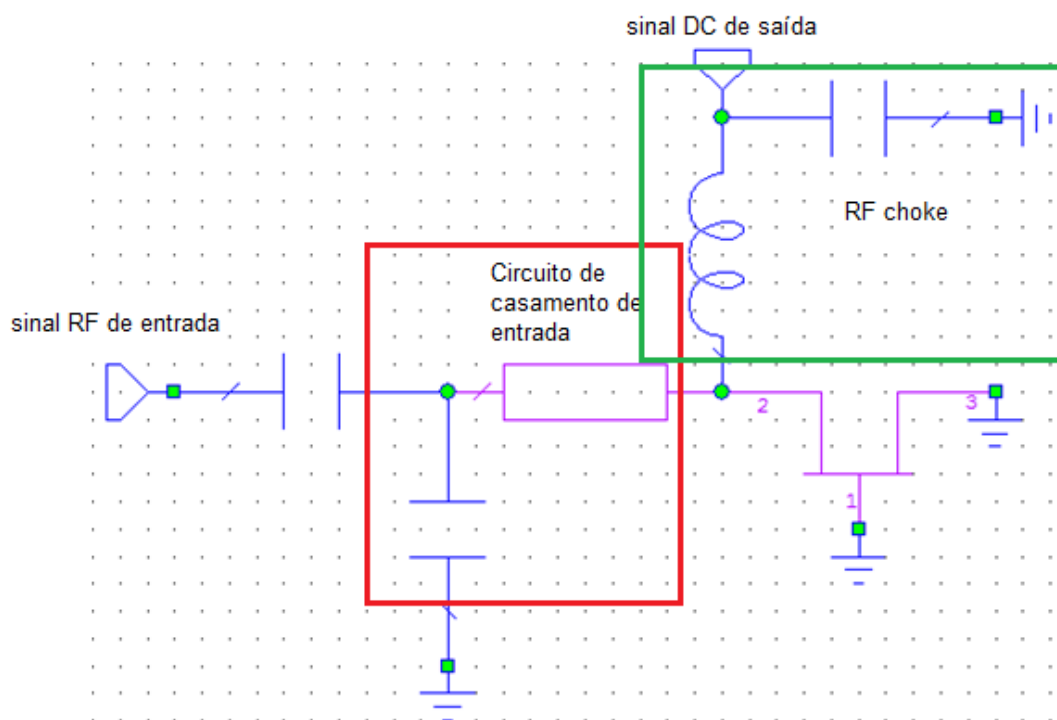


Figura 16: Projeto do diodo detector sem compensação de temperatura.

Um capacitor de 10pF é utilizado na entrada do circuito como capacitor de acoplamento, como já mencionado anteriormente, utilizado para bloquear a entrada de baixas frequências e deixar passar apenas a entrada do sinal de RF. Outro capacitor e microlinha são utilizados para realizar o casamento da entrada do circuito, assim garantindo a máxima tensão de saída. O transistor é ligado ao circuito de modo que funcione como um diodo conectado em paralelo ao circuito. O *RF choke*, um indutor de baixo Q e um capacitor conectado ao terra, é colocado para impedir a passagem do sinal RF e coletar apenas o sinal DC na saída do circuito.

A Figura 17 mostra o esquemático do circuito final e a Figura 19 mostra o esquemático em 2D do circuito final, que tem um tamanho de 2259.3 x 2078.6 μm^2 .

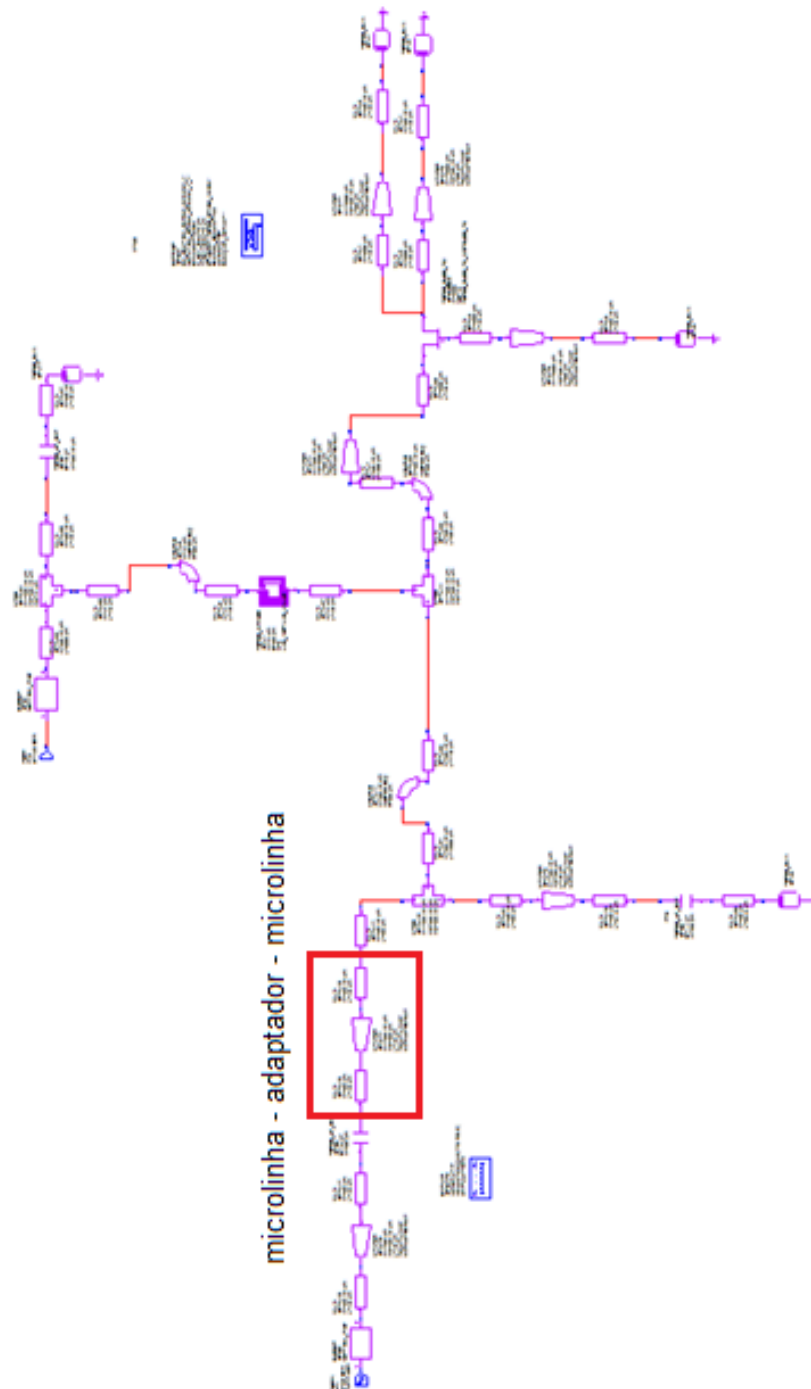


Figura 17: Esquemático do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.

É importante observar pela Figura 17 que todos os componentes devem ser interconectados a microlinhas. Em algumas partes do circuito também pode-se observar a sequência microlinha, adaptador, microlinha, destacado na Figura 17, que serve para alterar a largura da microlinha, ou seja, a impedância da linha. Estas adaptações de largura da linha são necessárias, pois cada componente do sistema possui uma largura diferente. Além disso, é possível observar que todos os

componentes presentes neste esquemático são provenientes do *Design Kit* TQPED cedido pela empresa TriQuint para a realização do projeto.

Para este projeto, a constante dielétrica (ϵ_r) utilizada foi de 12.9, a largura do condutor foi de 6 μm (T) e a largura do substrato foi de 85 μm (H). Colocando-se esses valores em uma das funções do *software* AWR apresentada na Figura 18 ele calcula automaticamente qual deverá ser a largura da microlinha para uma dada impedância e frequência.

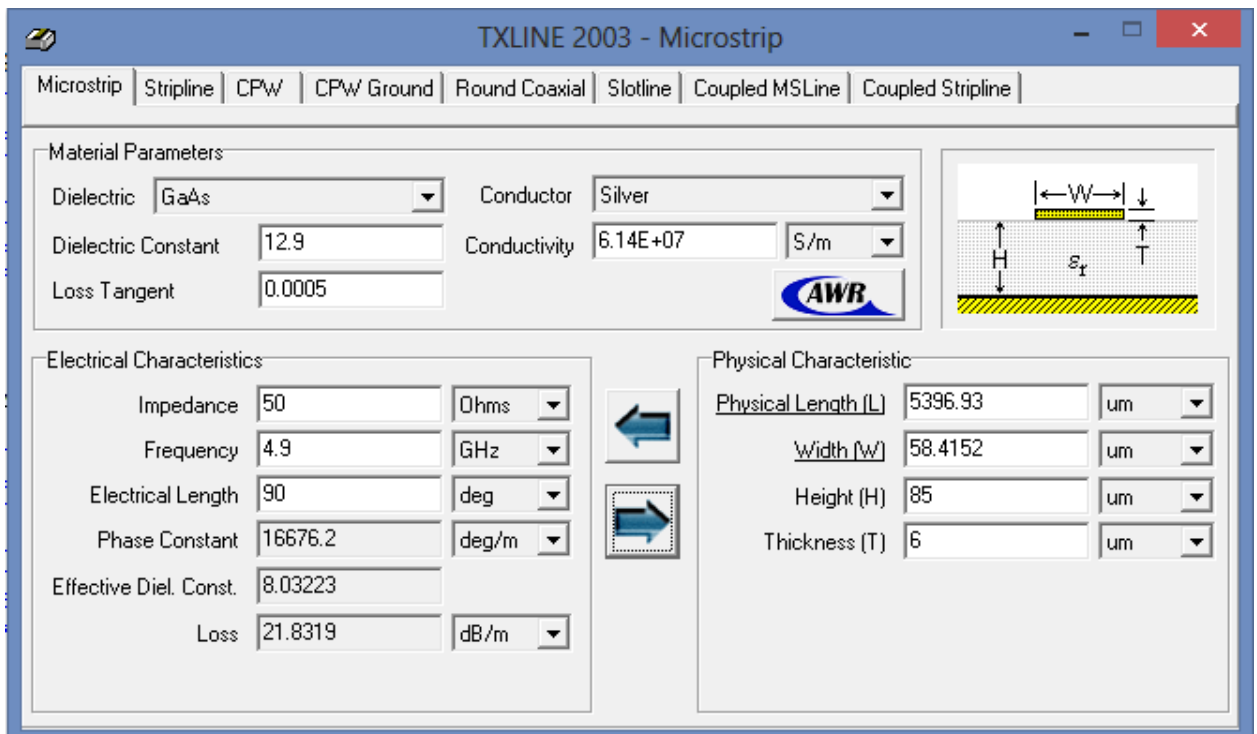


Figura 18: Função do *software* AWR para calculo da largura da largura da microlinha (w).

Pela Figura 18 podemos observar que para a impedância de 50 Ω e frequência de 4.9GHz, a largura da microlinha correspondente (w) é de aproximadamente 58,42 μm .

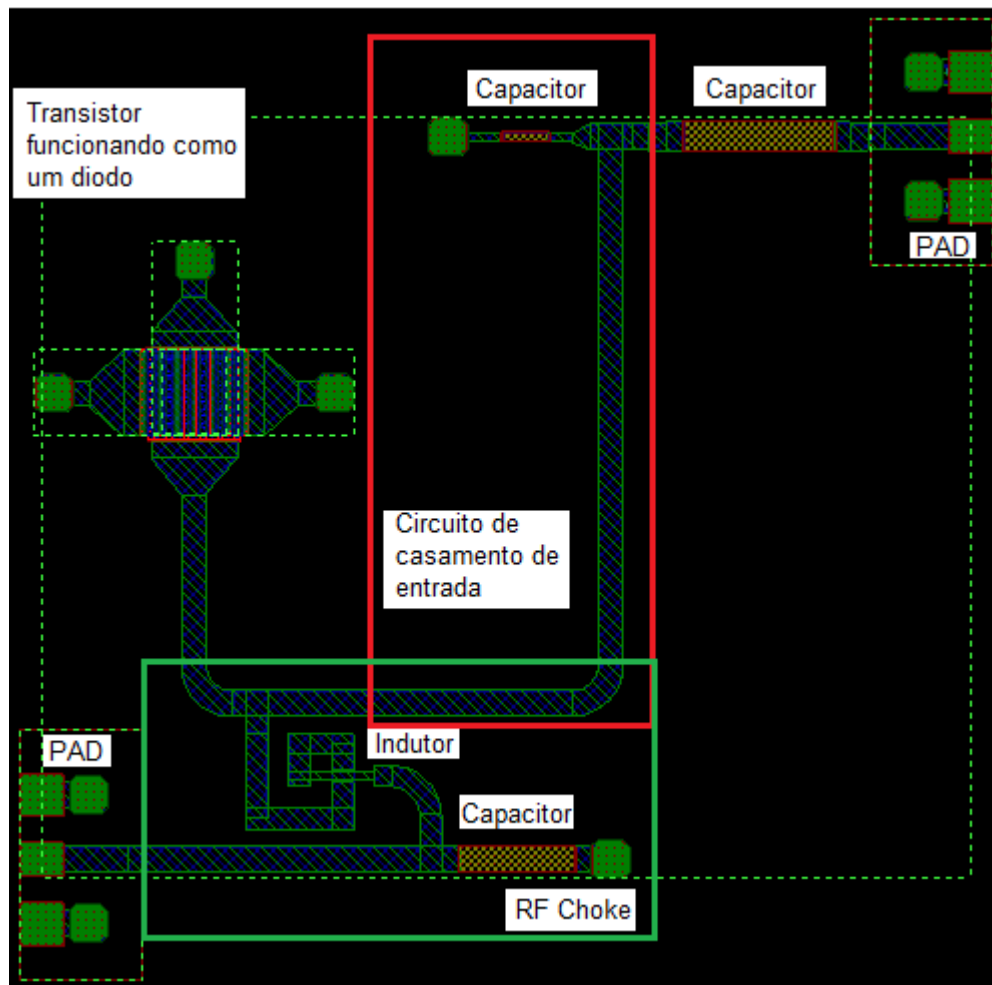


Figura 19: Esquemático 2D do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.

Podemos observar pela Figura 19 que este esquemático, apesar de funcionar como desejado não é completamente otimizado, uma vez que há muitos espaços vazios no chip, que contribuiria para o aumento do preço de fabricação. Uma possível solução seria trocar as microlinhas deste projeto por linhas menores uma do lado da outra. Esta solução foi testada, porém acoplamentos indesejados e de difícil remoção são formados e prejudicam o desempenho do circuito. Novas alternativas para redução de tamanho do chip precisam ser testadas para otimização do mesmo.

Em seguida, são mostrados os resultados das simulações realizadas. As Figuras 20 e 21 mostram uma comparação entre a simulação do circuito e a simulação eletromagnética, representado nas figuras como simulação EM, tanto da tensão de saída como do parâmetro s_{11} , que mostra o casamento de entrada do circuito. Para realizar estas simulações a saída do circuito foi conectada a uma alta impedância de saída de $1M\Omega$.

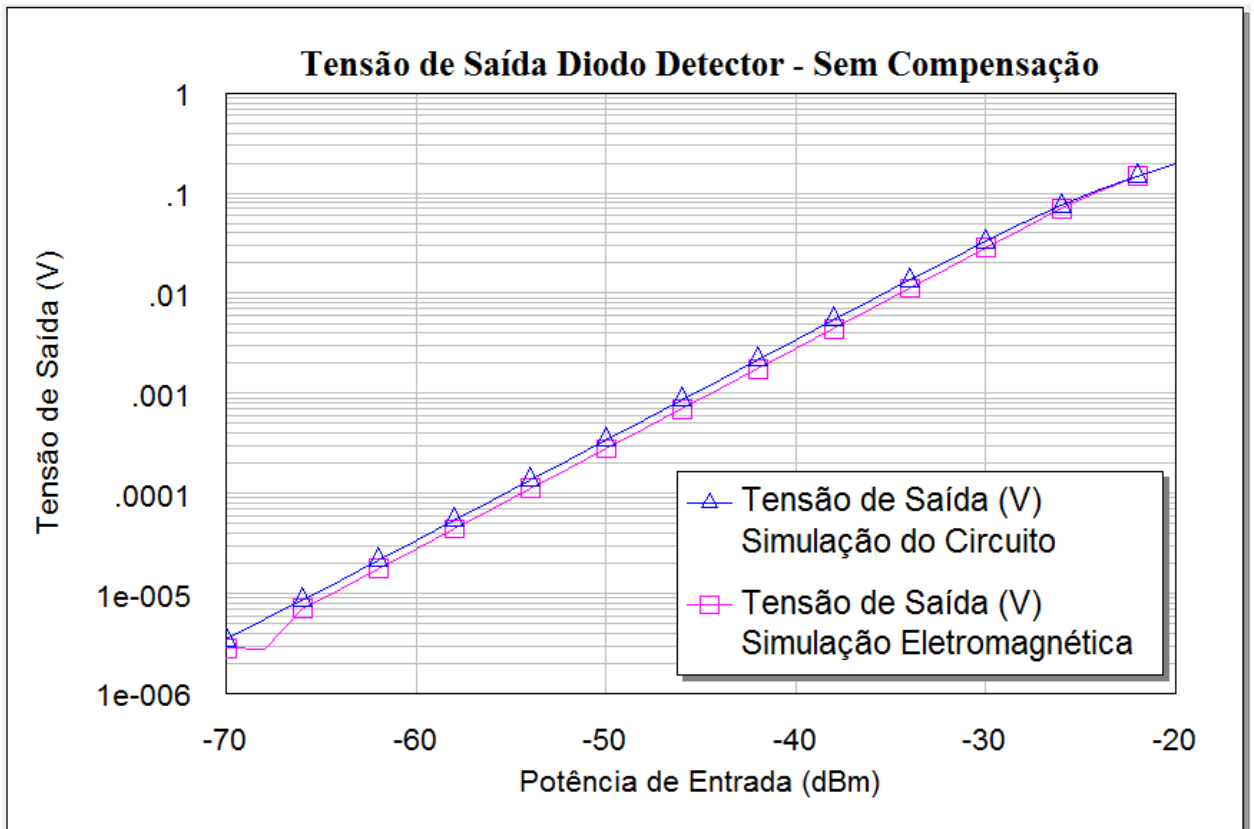
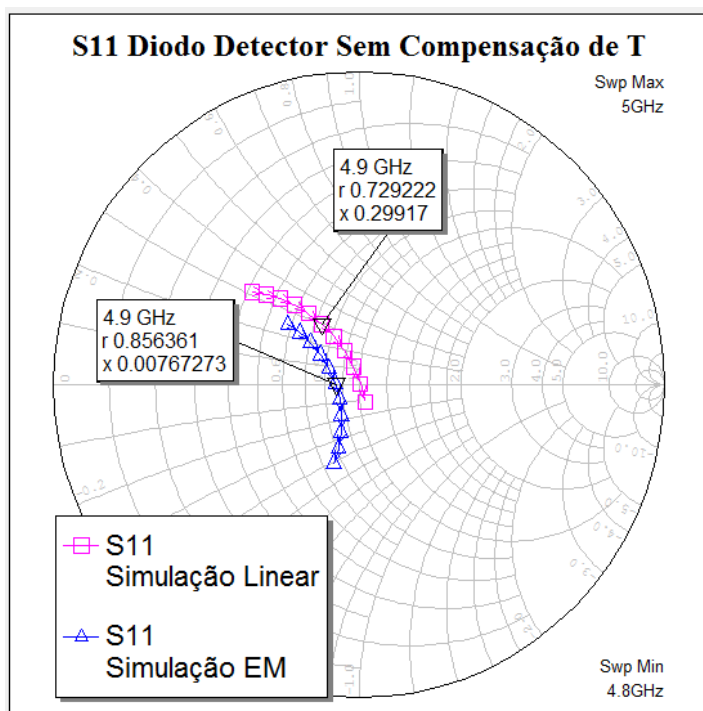
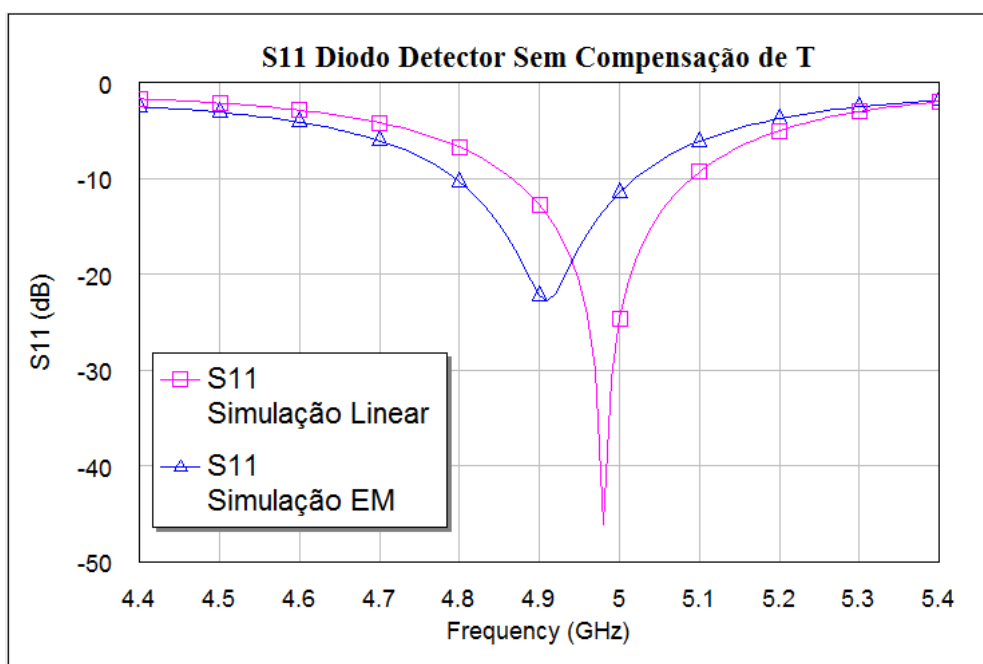


Figura 20: Gráfico da tensão de saída (em volts) vs. potência de entrada (em dBm) que mostra uma comparação entre a simulação do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.

Podemos observar pela Figura 20 que os níveis de potência de entrada são muito baixos, a variação está entre -70 a -20dBm. Isto se deve ao fato de ser um dos pré-requisitos do projeto, uma vez que o sinal que irá chegar no detector será realmente um valor muito pequeno. Além disso, para operação na região de lei quadrática a potência de entrada deve ser menor que -30dBm. Pela Figura 20 podemos dizer que as simulações do circuito e eletromagnéticas estão em concordância e podemos perceber que este circuito tem uma sensibilidade de $30000\text{mV/mW} = 30\text{V/mW}$ na região de lei quadrática.



(a)



(b)

Figura 21: Comparação do parâmetro s_{11} entre as simulações do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector sem compensação de temperatura (a) Carta de Smith (b) Gráfico retangular.

Podemos observar pela Figura 21 que para se ter o casamento de s_{11} na simulação eletromagnética, o mesmo circuito apresenta um pequeno descasamento na simulação do circuito. A técnica utilizada neste circuito para se conseguir o casamento de s_{11} na simulação eletromagnética foi realizar primeiramente o casamento na simulação do circuito. Em seguida, realizar a simulação

eletromagnética do mesmo circuito e observar que havia um descasamento. Então, o descasamento era forçado na simulação do circuito de modo que o s_{11} da simulação do circuito fosse igual ao s_{11} encontrado na simulação eletromagnética. Após encontrarmos esse “descasamento proposital” na simulação do circuito, uma comparação entre os componentes da simulação do circuito casada com a descasada era realizada e uma engenharia reversa era realizada no circuito, ou seja, caso fosse necessário diminuir em 3nF um capacitor, por exemplo, para se chegar ao descasamento proposital deveria ser adicionado 3nF a simulação eletromagnética para que esta conseguisse um melhor casamento. Depois de utilizado estes passos, pequenos ajustes eram necessários para se conseguir um casamento de entrada ideal. Esta técnica permitiu a obtenção do casamento na frequência de 4.9GHz na simulação eletromagnética conforme observado na Figura 21. Podemos verificar pela Figura 21 que o casamento da simulação eletromagnética para 4.9GHz foi de aproximadamente -23dB e que para se obter o casamento na simulação eletromagnética a simulação do circuito apresentou um casamento em torno de 4.98GHz, de aproximadamente -45dB, ou seja, observa-se um deslocamento de 80MHz na resposta do circuito para o eletromagnético.

Para mostrar que não há a compensação de temperatura neste circuito, ou seja, quando se muda a temperatura do ambiente, na simulação representada pela mudança de temperatura do transistor, varia-se a tensão de saída. A Figura 22 mostra a comparação da tensão de saída do circuito para as temperaturas de 27, 40 e 60°C.

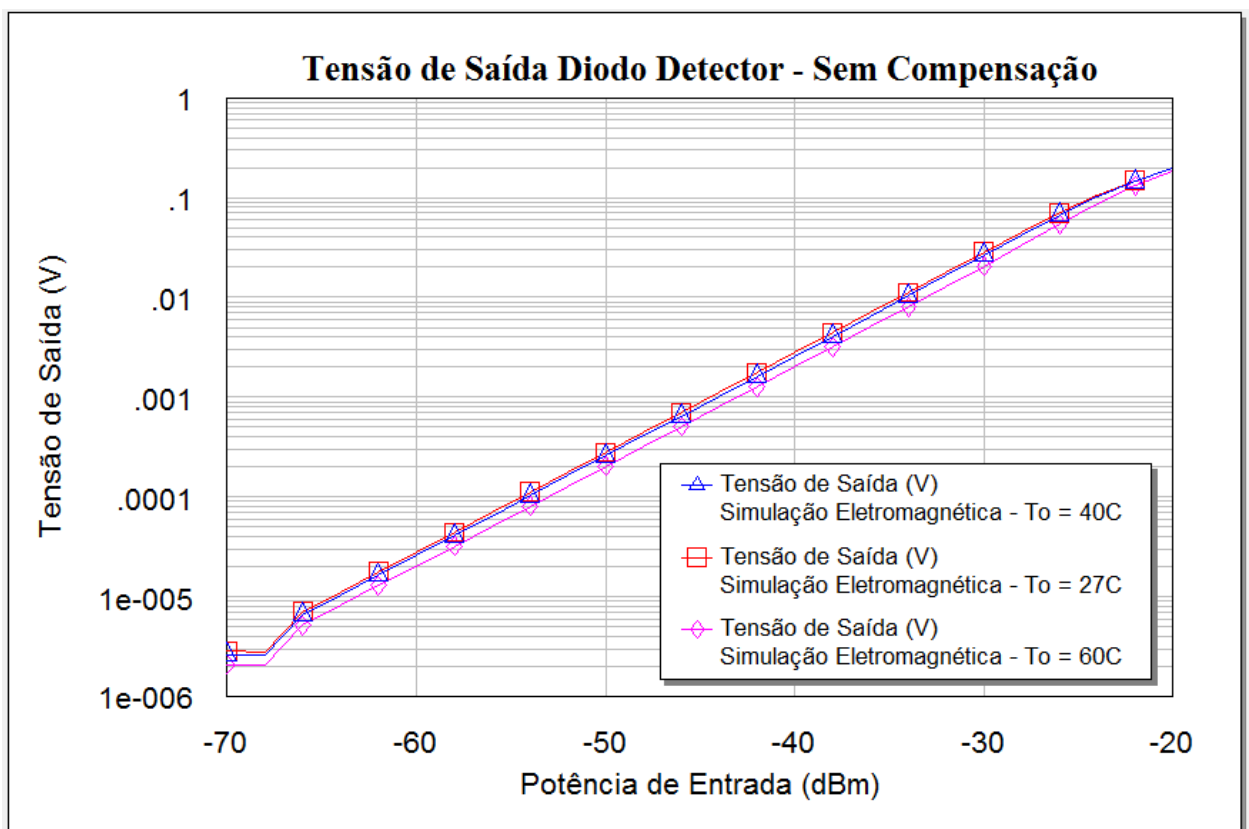


Figura 22: Comparação da tensão de saída vs. potência de entrada para diferentes temperaturas do transistor (27, 40 e 60°C) do circuito diodo detector sem compensação de temperatura.

Podemos observar pela Figura 22 que realmente se observa uma alteração na tensão de saída do circuito conforme varia-se a temperatura. Pode-se observar também que quanto maior a temperatura, menor é a tensão de saída do circuito.

5.2. Diodo detector com compensação de temperatura

Neste trabalho, também foi desenvolvido e analisado um diodo detector com compensação de temperatura para a frequência de 4.9GHz em tecnologia MMIC. As simulações também foram realizadas no *software Microwave Office* da empresa AWR pelos mesmos motivos apresentados no projeto do diodo detector sem compensação de temperatura. O diodo detector sem compensação de temperatura em tecnologia MMIC pode ser encontrado no mercado para compra na frequência de 4.9GHz, porém o diodo detector com compensação de temperatura não pode ser encontrado. O diodo detector com compensação de temperatura é um circuito que oferece algumas vantagens sobre o sem compensação de temperatura como maior estabilidade e menor variação de tensão de saída quando se há uma variação de temperatura. O circuito da Figura 23 foi desenvolvido no software para se realizar as simulações do MMIC desenvolvido.

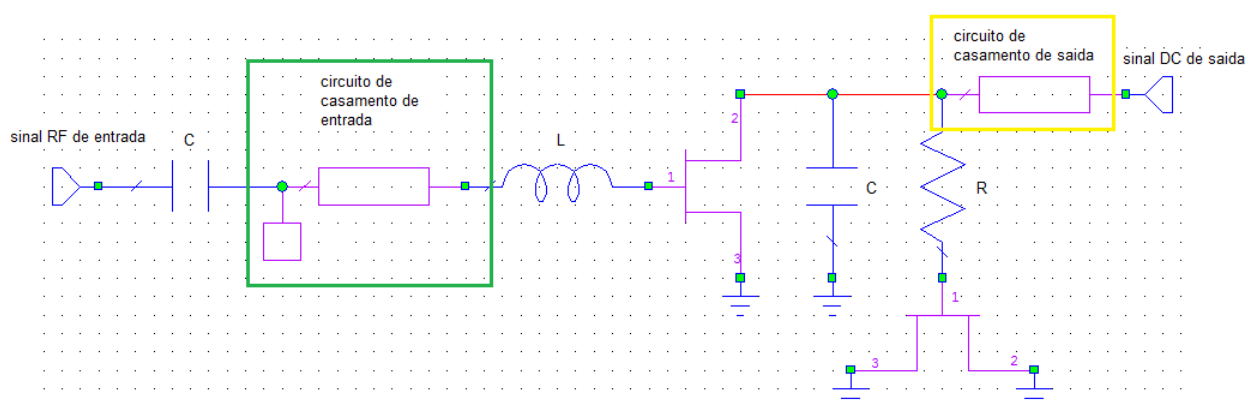


Figura 23: Projeto do diodo detector com compensação de temperatura.

Um capacitor de 10pF é utilizado na entrada do circuito para bloquear a entrada de baixas frequências e deixar passar apenas a entrada do sinal de RF, funcionando como um capacitor de acoplamento. Um *stub* em aberto em conjunto com uma microlinha são utilizados para realizar o casamento da entrada do circuito, assim garantindo a máxima tensão de saída. Inicialmente foi utilizado um capacitor ao invés de um *stub*, porém observou-se que com o *stub* o circuito apresentava uma maior estabilidade sobre a frequência. Os transistores são ligados ao circuito de modo que funcionem como diodos conectados em série e paralelo, respectivamente, ao circuito. O

capacitor e resistor são otimizados para aumentar a estabilidade e tensão coletada na saída do circuito. Foram realizadas várias simulações alterando-se estes valores até obter-se os melhores valores que foram 75pF para o capacitor e 47Ω para o resistor. O sinal de saída do circuito coleta apenas o sinal DC.

A Figura 24 mostra o esquemático do circuito final e a Figura 25 mostra o esquemático em 2D final do circuito, que tem um tamanho de 3006.9 x 2155.9um².

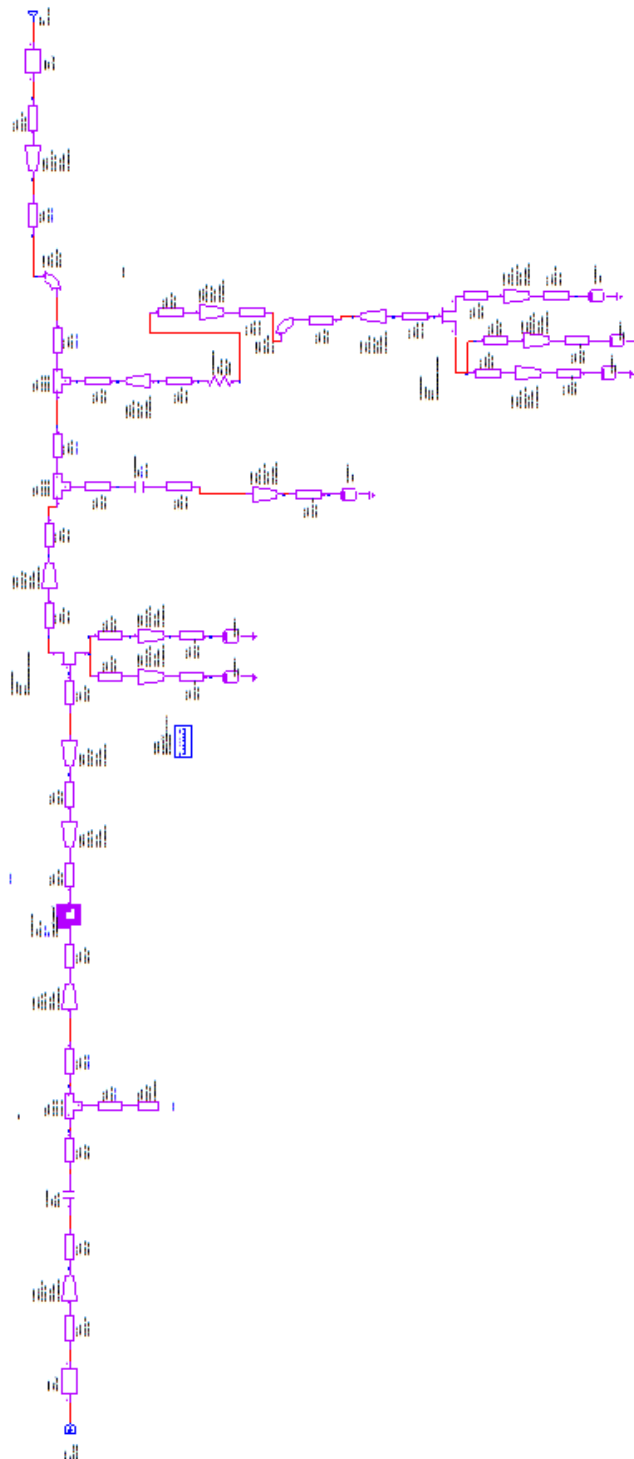


Figura 24: Esquemático do circuito diodo detector com compensação de temperatura.

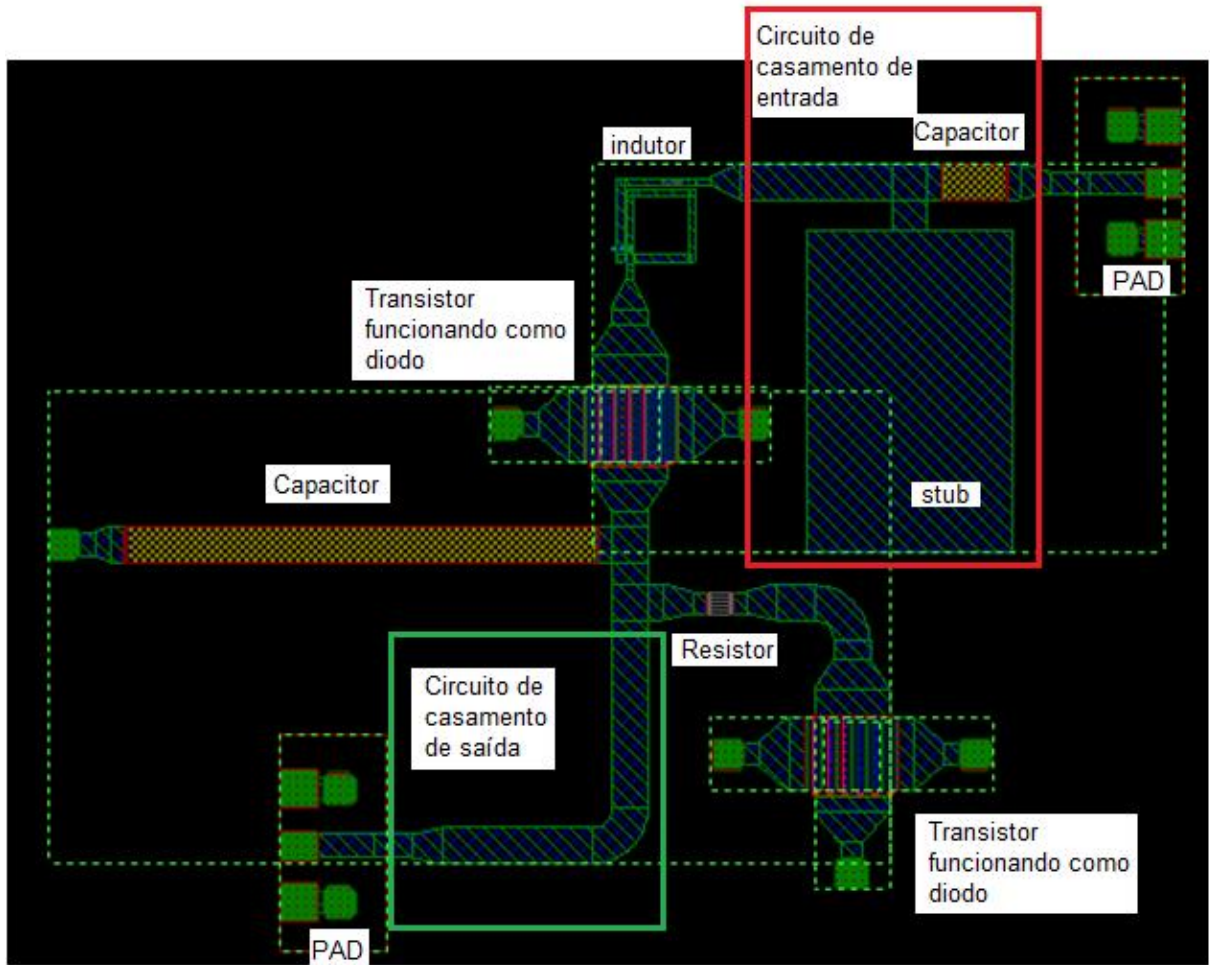


Figura 25: Esquemático 2D do circuito diodo detector com compensação de temperatura.

Podemos observar que o capacitor ocupa uma grande área do circuito na Figura 25. Assim, é necessária a otimização da área do chip para construção, uma vez que trata-se de um processo muito caro. Uma possível solução seria colocar este capacitor fora do chip. Caso o capacitor fosse construído fora do chip, o circuito teria uma dimensão de $2395.8 \times 2155.9 \mu\text{m}^2$.

Em seguida, são mostrados os resultados das simulações realizadas. As Figuras 26 e 27 mostram uma comparação entre a simulação do circuito e a simulação eletromagnética, tanto da tensão de saída como do parâmetro S_{11} , que mostra o casamento de entrada do circuito. Para realizar estas simulações a saída do circuito foi conectada a uma alta impedância de saída de $1\text{M}\Omega$.

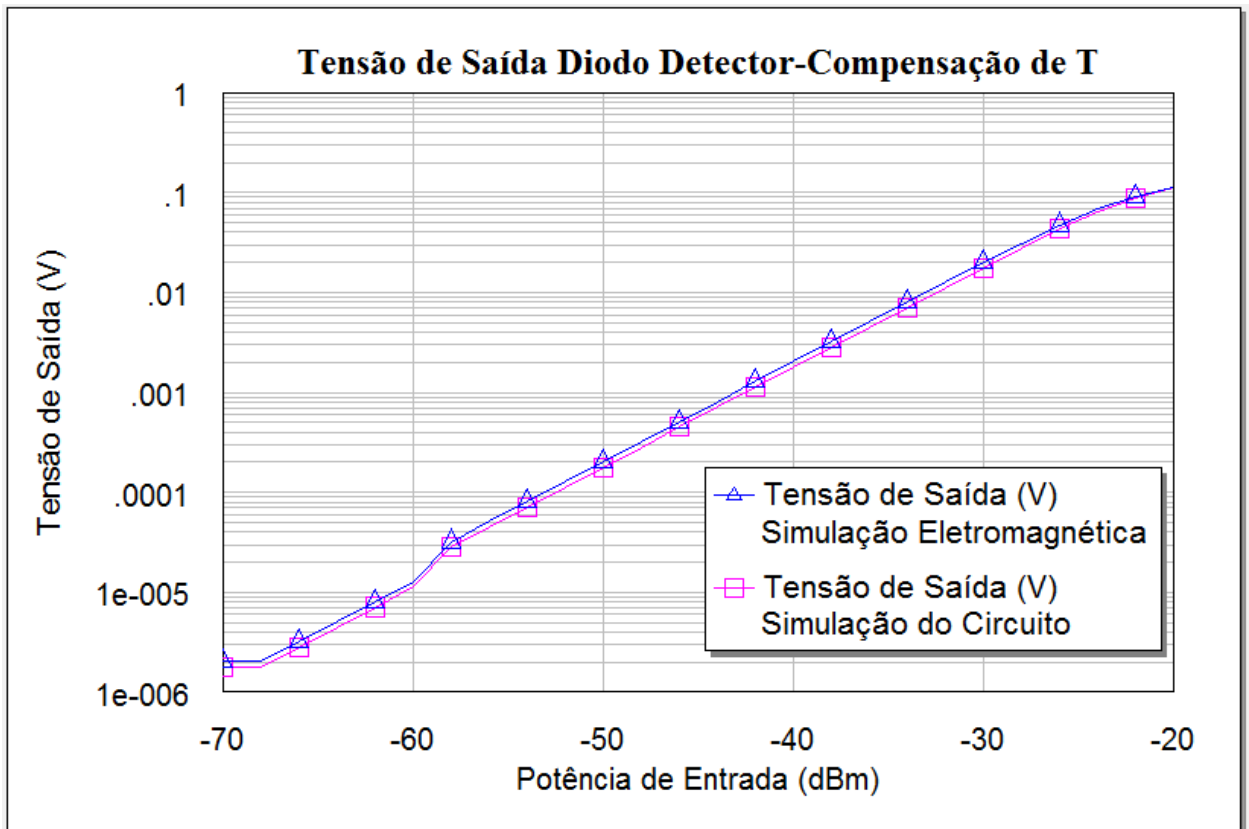
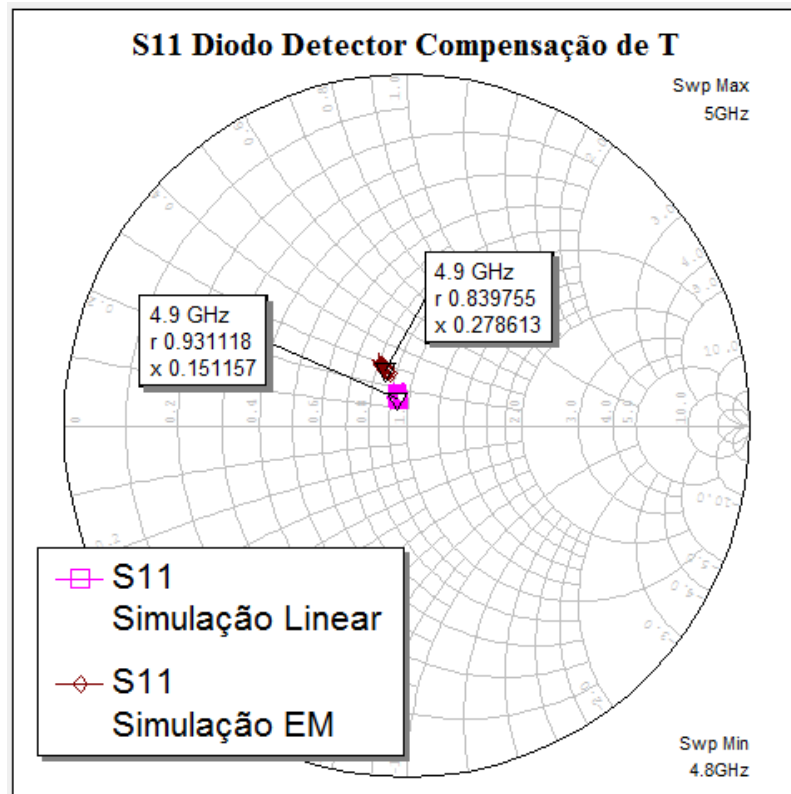
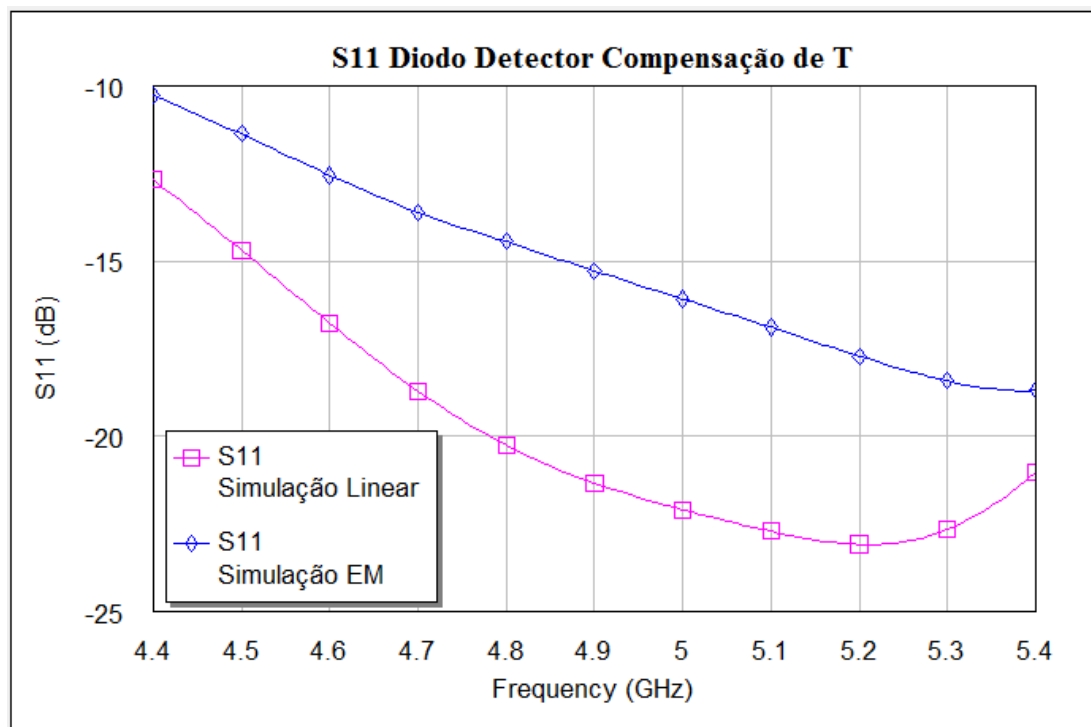


Figura 26: Gráfico da tensão de saída (em volts) vs. potência de entrada (em dBm) que mostra uma comparação entre a simulação do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector com compensação de temperatura.

Podemos observar pela Figura 26 que os níveis de potência de entrada são muito baixos, a variação está entre -70 a -20dBm [2]. Isto se deve ao fato, como já descrito anteriormente, de ser um dos pré-requisitos do projeto, uma vez que o sinal que irá chegar no detector será muito pequeno. Além disso, para operação na região de lei quadrática, a potência de entrada deve ser menor que -30dBm [2]. Pela Figura 26 podemos dizer que as simulações do circuito e eletromagnéticas estão em concordância e podemos perceber que este circuito tem uma sensibilidade de $20000\text{mV/mW} = 20\text{V/mW}$ na região de lei quadrática.



(a)



(b)

Figura 27: Comparação do parâmetro s_{11} entre as simulações do circuito e eletromagnética do circuito diodo detector com compensação de temperatura (a) Carta de Smith (b) Gráfico retangular.

Podemos observar pela Figura 27 que há uma maior estabilidade deste circuito em comparação com o circuito do diodo detector sem compensação de temperatura. Para este circuito, a variação do parâmetro s_{11} de 4,8GHz a 5GHz é bem menor quando comparado ao caso anterior, porém o mesmo comportamento não é apresentado pelo diodo detector sem compensação de temperatura, onde a variação do parâmetro s_{11} sobre a frequência é bem maior, como mostra a Figura 21 (b). A mesma técnica descrita na sessão do diodo detector sem compensação de temperatura para o casamento da simulação do circuito com a simulação eletromagnética foi realizada nesta etapa.

Para mostrar a compensação de temperatura neste circuito, ou seja, quando se muda a temperatura do ambiente, na simulação representada pela mudança de temperatura dos transistores, há uma maior estabilidade do circuito e menor variação da tensão de saída quando comparado ao circuito sem compensação. A Figura 28 mostra a comparação da tensão de saída do circuito para as temperaturas de 27, 40 e 60°C.

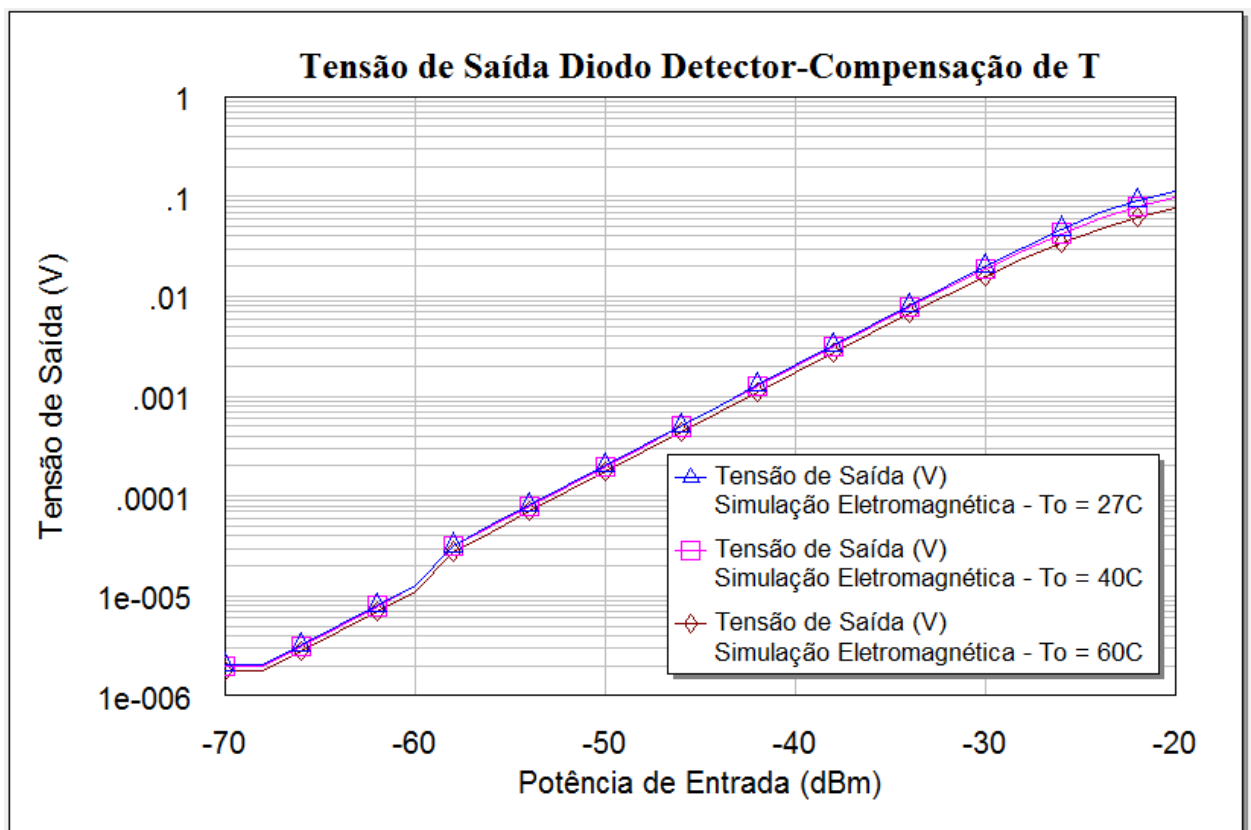


Figura 28: Comparação da tensão de saída vs. potência de entrada para diferentes temperaturas do transistor (27, 40 e 60°C) do circuito diodo detector com compensação de temperatura.

Podemos observar pela Figura 28 que realmente há uma menor variação na tensão de saída do circuito conforme varia-se a temperatura. A Tabela 2 mostra de forma resumida a comparação

entre a tensão de saída para os dois circuitos, com diferentes temperaturas, 27 e 60°C, para uma potência de entrada de -50dBm.

Tabela 2: Comparação da tensão de saída para diferentes temperaturas entre os dois circuitos para uma potência de entrada de -50 dBm.

Temperatura	Tensão de saída do diodo detector sem compensação de temperatura (mV)	Tensão de saída do diodo detector com compensação de temperatura (mV)
27°C	0,27989	0,20399
60°C	0,20312	0,17678
Diferença da tensão sobre a temperatura	0,07677	0,02721

Pelos dados coletados da Tabela 2 podemos observar que no diodo detector com compensação de temperatura a diferença na tensão de saída para as temperaturas de 27 e 60°C é 2,8 vezes menor se comparado com a diferença apresentada pelo diodo detector sem compensação de temperatura, ou seja, podemos confirmar a maior estabilidade do segundo circuito em relação à temperatura como já esperado.

Vale destacar que para se chegar a estes projetos finais mais de 10 tentativas de projetos de cada detector foram testadas até se obter o resultado desejado. Inúmeras vezes descontinuidades nas linhas de transmissão, ressonâncias e acoplamentos indesejados tiveram que ser investigados, pois estavam prejudicando o desempenho do sistema como um todo.

5.3. Filtro ativo passa-baixa de 4ª ordem

Nesta parte do trabalho foram projetados dois filtros ativos passa-baixa de 4ª ordem do tipo Butterworth com topologia de realimentações múltiplas. Os filtros foram criados pelo cascadeamento de dois filtros de 2ª ordem com a topologia de realimentações múltiplas. Esta topologia foi escolhida por permitir uma maior estabilidade com um maior ganho e melhor fator de qualidade Q [12]. Além disso, foi escolhido o filtro do tipo Butterworth pelo fato de proporcionar o maior nivelamento na banda de passagem causando, assim, menor variação de ganho em algumas frequências específicas.

5.3.1. Simulações com OPAMP LM324

O filtro passa-baixa Butterworth de 4ª ordem foi projetado utilizando-se as equações fornecidas no capítulo de filtros para a topologia de realimentações múltiplas. O amplificador operacional LM324 foi escolhido por ser um dispositivo barato e de fácil aquisição. Foram escolhidos os valores dos capacitores, frequência de corte de 2kHz, ganho 10 no primeiro estágio e ganho 9 no segundo estágio. Os valores de a_i e b_i foram retirados das tabelas do Anexo 1 e um programa em Matlab foi desenvolvido para calcular os valores correspondentes dos resistores.

Os valores dos componentes encontrados foram aproximados para valores reais e estão resumidos na Tabela 3.

Tabela 3: Valores dos componentes do Filtro de 4ª ordem simulados.

	Primeiro estágio	Segundo estágio
R1	1k Ω	2k Ω
R2	10k Ω	18k Ω
R3	13k Ω	4.3k Ω
C1	1nF	1nF
C2	47nF	82nF

A Figura 29 mostra o esquemático do filtro ativo passa-baixa de 4ª ordem desenvolvido no *software* Proteus com o amplificador operacional LM324. A alimentação DC do circuito foi de 5V (V_{cc}) e -5V (V_{ee}).

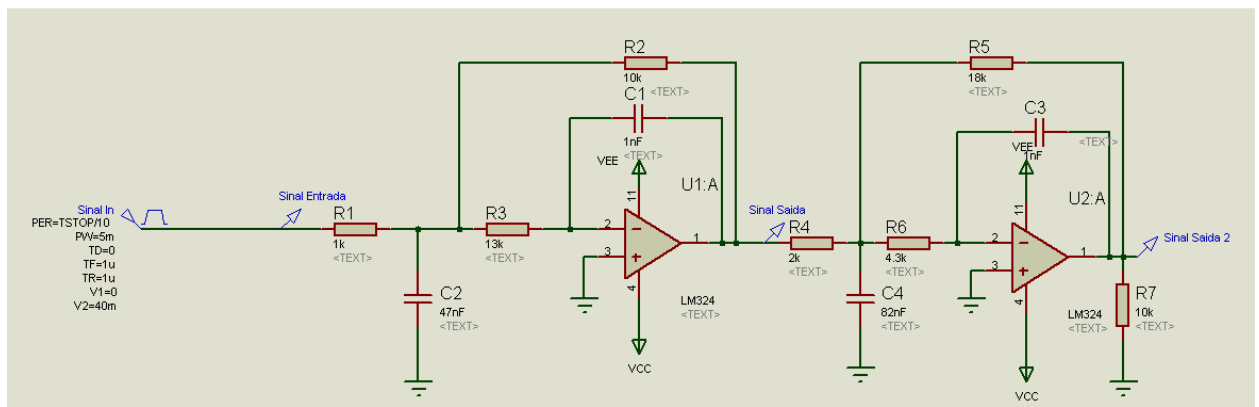


Figura 29: Esquemático do filtro de 4ª ordem com o amplificador operacional LM324.

As simulações foram realizadas com um sinal de entrada de 40mV em formato de pulsos com 5ms cada. Os sinais de saída foram coletados na saída do primeiro (Sinal Saída) e do segundo estágio (Sinal Saída 2) do filtro. O primeiro estágio, de acordo com a teoria, deve apresentar um ganho de 10, ou 20 dB, e o segundo estágio deve apresentar um ganho de 90, ou 39 dB. As Figuras 30 e 31 mostram, respectivamente, o sinal de entrada e os sinais de saída no tempo e a resposta em frequência do filtro.

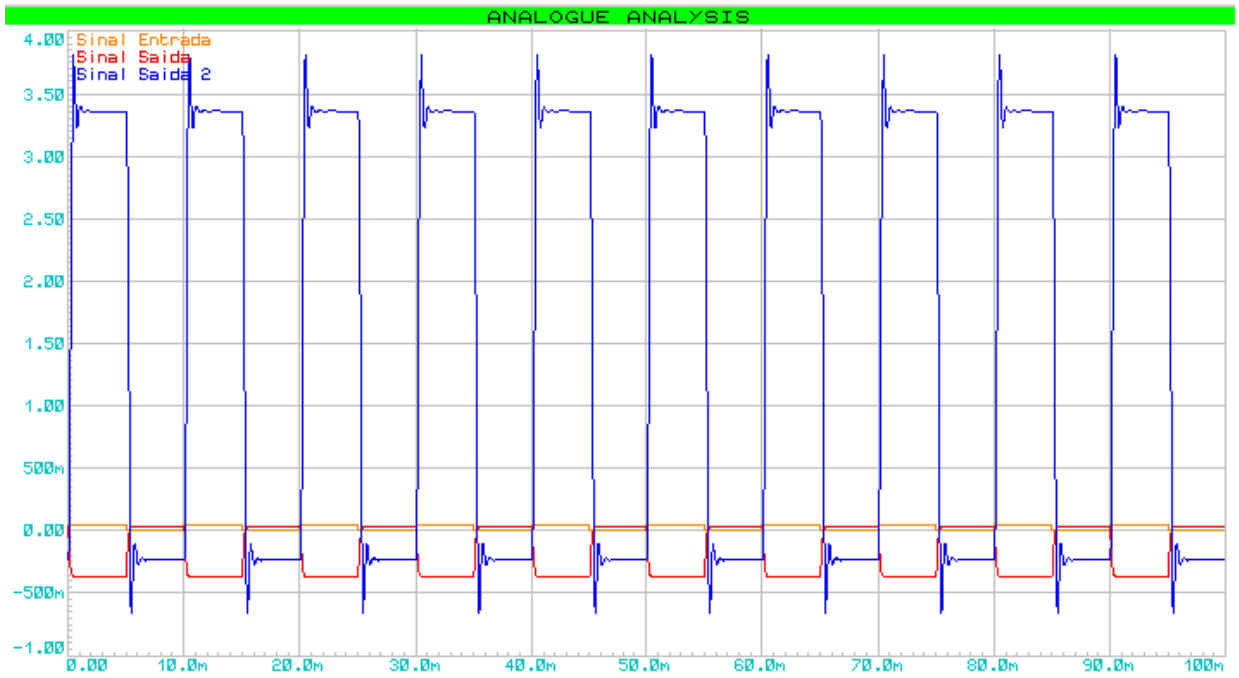


Figura 30: Sinal de entrada de 40mV e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.

Pela Figura 30 podemos observar que o sinal de saída do primeiro estágio tem saída invertida, o que já era esperado, uma vez que a topologia de realimentações múltiplas utiliza de entrada inversora. Para uma entrada de 40mV é esperado uma saída do primeiro estágio 10 vezes maior, ou seja, uma saída com 400mV, que é observado na simulação. Para a saída do segundo estágio é esperado uma saída 90 vezes maior do que o sinal de entrada, ou seja, de 3,6V. Na Figura 30 observamos um sinal de saída do segundo estágio de 3.4V, bem próximo do valor teórico calculado. Outro ponto importante a se destacar é que o segundo estágio também é inversor, assim, como há duas inversões do sinal, a saída do filtro ativo de 4ª ordem produz o sinal esperado sem que seja necessário realizar a inversão do mesmo.

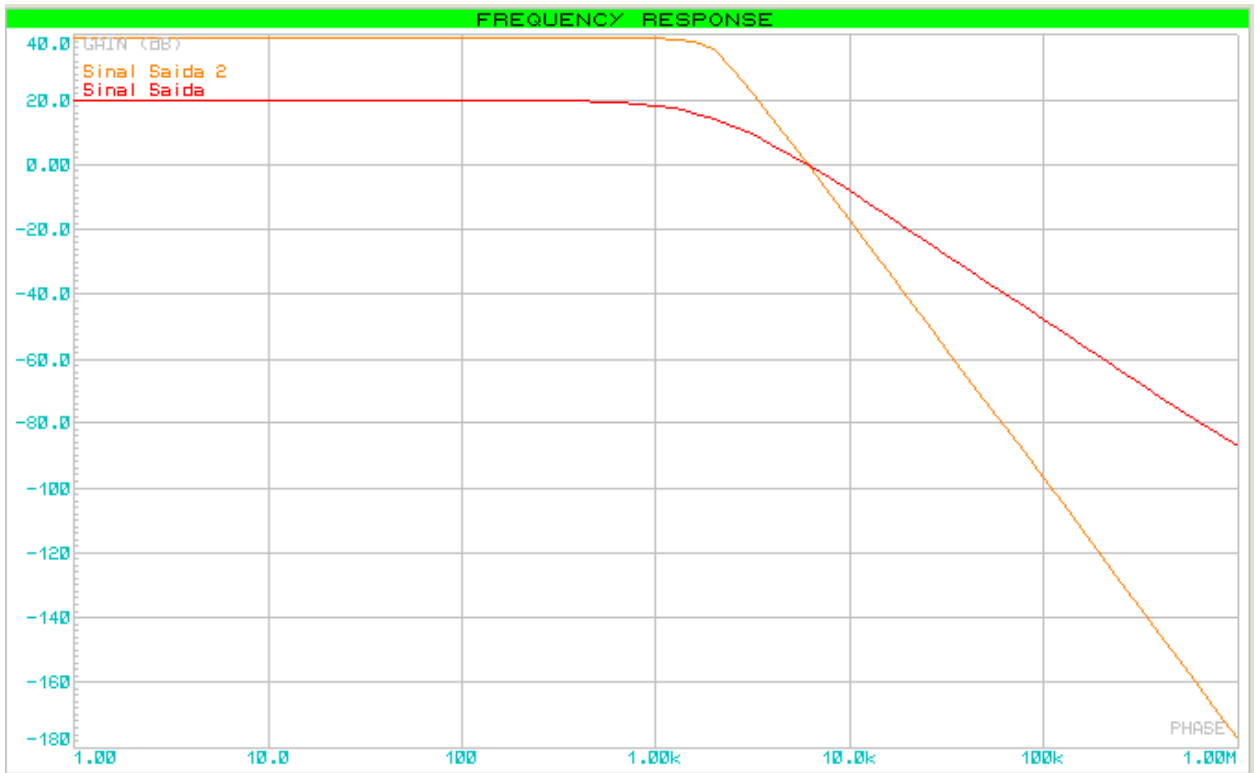


Figura 31: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.

Podemos observar pela Figura 31 que os ganhos dos sinais de saída encontrados na simulação foram os mesmos valores calculados nesta sessão. Podemos também realizar um comparativo com a saída do primeiro estágio do filtro, assumindo que esta seria a resposta de um filtro de 2ª ordem. Essa comparação nos leva a observar que quanto maior a ordem do filtro, mais rápida será a atenuação do sinal pela frequência, ou seja, mais otimizado será o filtro. Pela Figura 31 podemos observar também que, o filtro de 4ª ordem apresenta um decaimento de 80dB/década e o filtro de 2ª ordem apresenta um decaimento de 40dB/década.

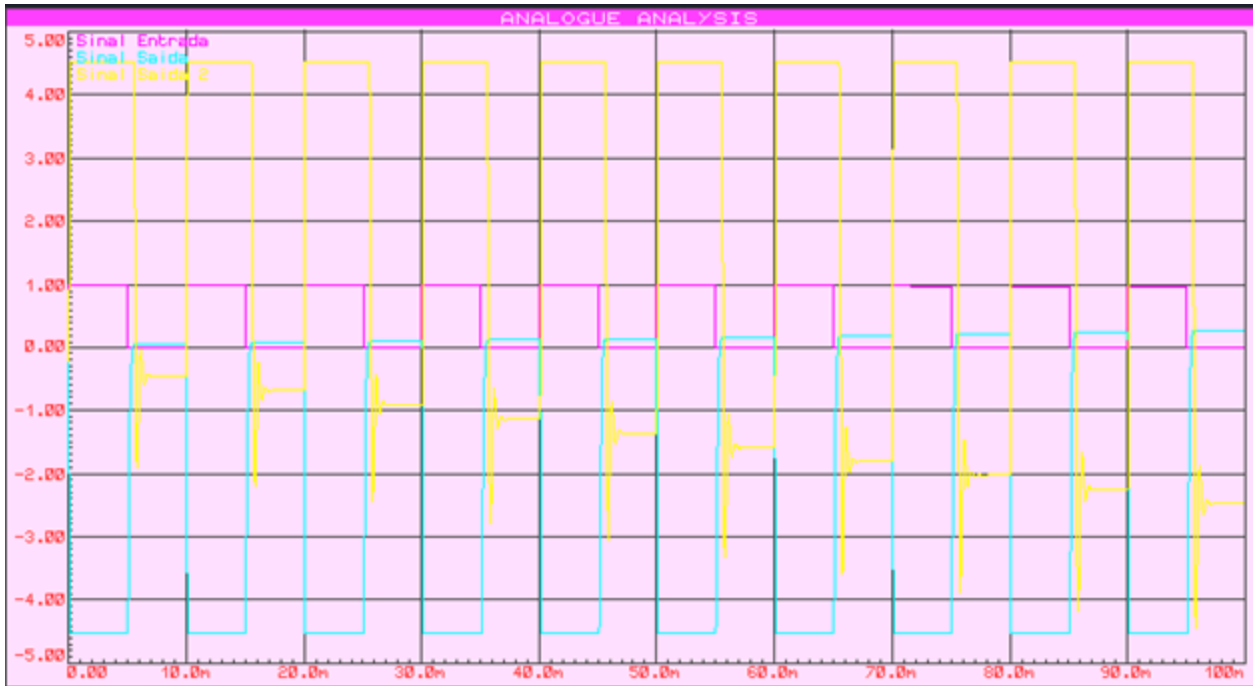


Figura 32: Sinal de entrada de 1V e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.

A Figura 32 mostra o comportamento do sinal de saída para um sinal de entrada de 1V, ou seja, com a saturação do sinal de saída. O sinal de saída deveria ser de 90V porém, esse sinal é saturado pela alimentação DC fornecida ao circuito, um comportamento já esperado pelo circuito.

5.3.2. Simulações com OPAMP LM358N

O mesmo filtro ativo passa-baixa Butterworth de Realimentações Múltiplas de 4ª ordem projetado para o amplificador operacional LM324 foi utilizado para o amplificador operacional LM358N, por ser de fácil aquisição. A troca do amplificador foi realizada neste projeto para efeitos de comparação e entendimento do papel do amplificador no circuito.

A Figura 33 mostra o esquemático do filtro ativo passa-baixa de 4ª ordem desenvolvido no software Proteus com o amplificador operacional LM358N. A alimentação DC do circuito foi de 5V (Vcc) e -5V (Vee).

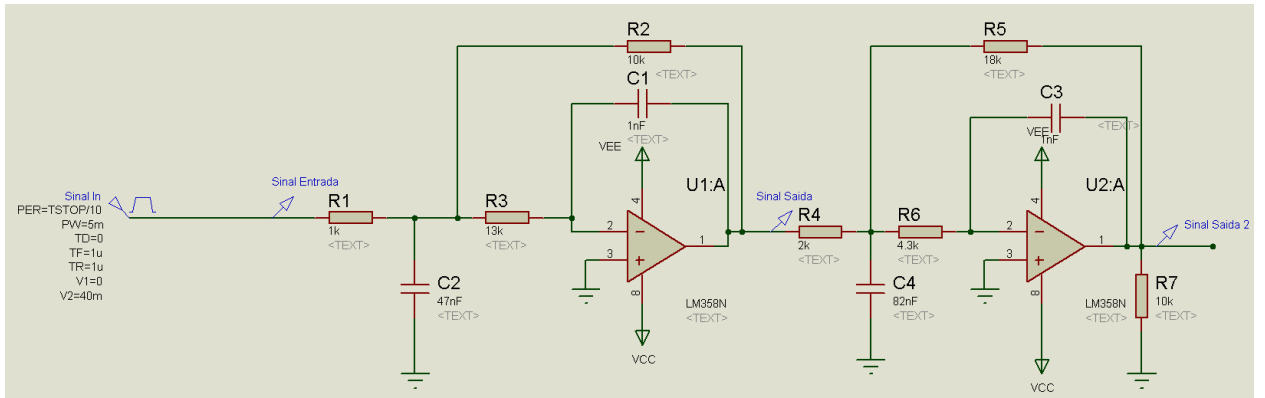


Figura 33: Esquemático do filtro de 4ª ordem com o amplificador operacional LM358N.

As simulações foram realizadas, assim como as anteriores, com um sinal de entrada de 40mV em formato de pulsos com 5ms cada. Os sinais de saída foram coletados na saída do primeiro (Sinal Saída) e do segundo estágio (Sinal Saída 2) do filtro. O primeiro estágio, mais uma vez, deve apresentar um ganho de 10, ou 20dB, e o segundo estágio deve apresentar um ganho de 90, ou 39dB. As Figuras 34 e 35 mostram, respectivamente, o sinal de entrada e os sinais de saída no tempo e a resposta em frequência do filtro.

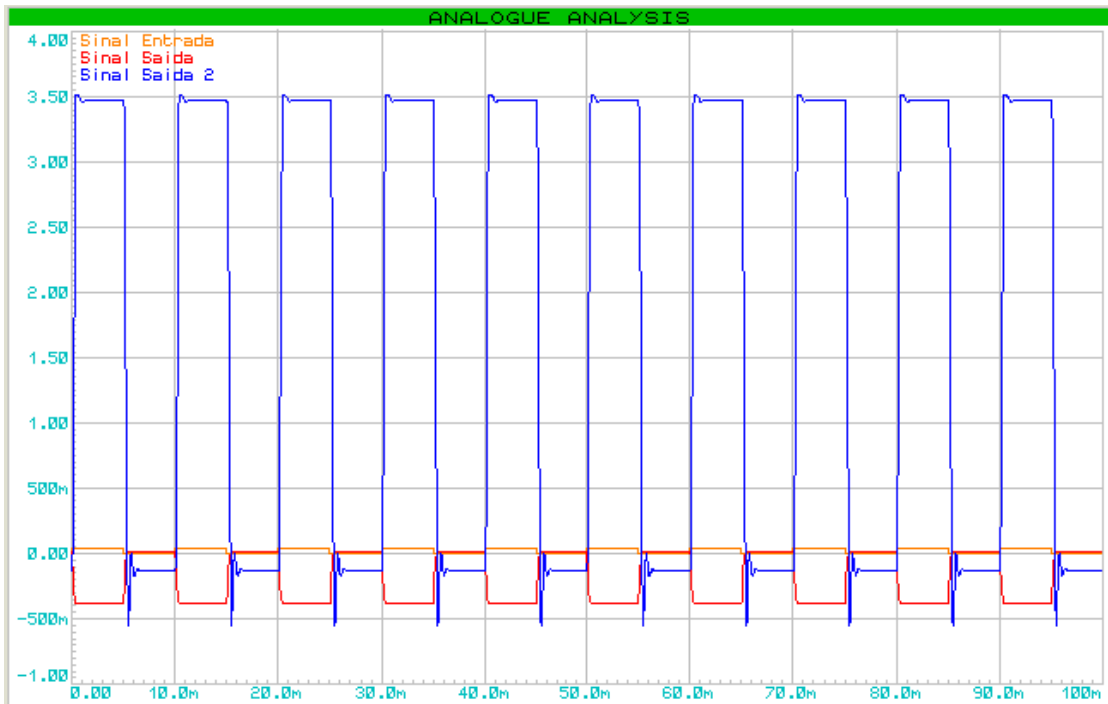


Figura 34: Sinal de entrada de 40mV e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N.

Pela Figura 34 podemos observar que o sinal de saída do primeiro estágio também apresenta saída invertida devido a topologia escolhida. Para uma entrada de 40mV é esperado uma saída do primeiro estágio 10 vezes maior, ou seja, uma saída com 400mV, que é observado na simulação. Para a saída do segundo estágio é esperado uma saída 90 vezes maior do que o sinal de entrada, ou seja, da ordem de 3,6V, e podemos observar que a simulação produz uma saída de 3,5V, valor muito próximo do esperado.

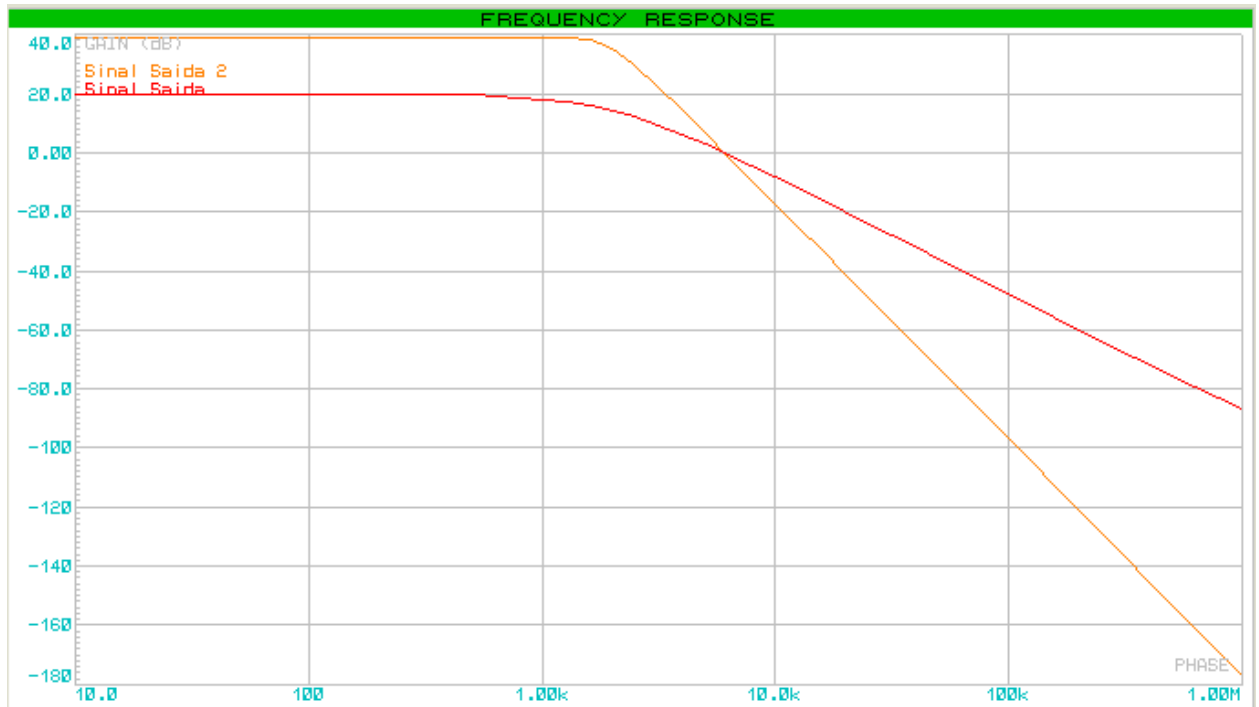


Figura 35: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N.

Podemos observar pela Figura 35 que os ganhos dos sinais de saída encontrados na simulação foram os mesmos valores encontrados na teoria. A mesma análise de comparação entre respostas de filtros de 2ª e 4ª ordem realizada com o filtro utilizando o amplificador operacional LM324 pode ser realizada com este filtro e a mesma conclusão pode ser observada, ou seja, quanto maior a ordem do filtro, mais rápida será a atenuação do sinal pela frequência, conseqüentemente, tem-se um filtro mais otimizado. Pela Figura 35 podemos observar também que, o filtro de 4ª ordem apresenta um decaimento de 80dB/década e o filtro de 2ª ordem apresenta um decaimento de 40dB/década.



Figura 36: Sinal de entrada de 1V e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324.

Apenas por investigação, a Figura 36 mostra o comportamento do sinal de saída para um sinal de entrada de 1V, ou seja, com a saturação do sinal de saída. O sinal de saída deveria ser de 90V porém, esse sinal é saturado pela alimentação DC fornecida ao circuito, um comportamento já esperado pelo circuito.

5.3.3. Parte experimental com OPAMP LM324

Os filtros desenvolvidos no *software* Proteus foram construídos no laboratório para verificar se estavam funcionando conforme o esperado. Para a reprodução em laboratório não foi possível utilizar exatamente os mesmos valores de todos os componentes. A Tabela 4 resume os valores utilizados em cada componente na parte experimental do trabalho.

Tabela 4: Valores dos componentes do Filtro de 4ª ordem experimental.

	Primeiro estágio	Segundo estágio
R1	1kΩ	2.2kΩ
R2	10kΩ	18kΩ
R3	12kΩ	4.7kΩ
C1	1.2nF	1.2nF
C2	38nF	82nF

Além disso, na prática também foi adicionado um capacitor de 1000uF na entrada do circuito apenas para não distorcer os valores calculados posteriormente utilizando entrada senoidal. Com os novos valores dos componentes pudemos calcular os novos ganhos esperados com a fórmula:

$$|A_o| = \frac{R_2}{R_1} \quad (41)$$

Então, para o primeiro estágio temos um ganho de 10 e para o segundo estágio temos um ganho de 8.2, ou seja, um ganho total de 82, ou 38.3 dB.

As Figuras 37 e 38 mostram o sinal de entrada e saída nas frequências de 100Hz e 1kHz, respectivamente, coletadas com o osciloscópio.

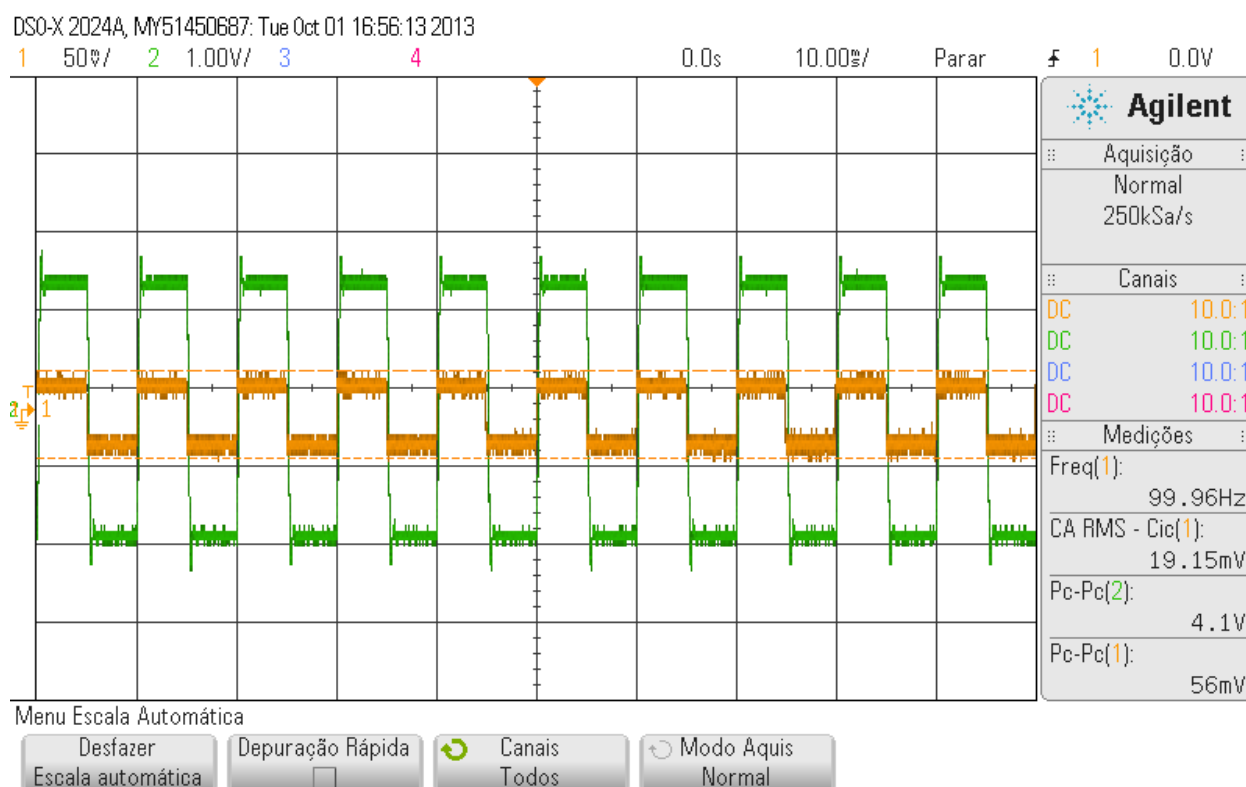


Figura 37: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324 na frequência de 100Hz.

Pela Figura 37 podemos observar um sinal de entrada de 56mVpp e um sinal de saída de 4.1Vpp, ou seja, um ganho igual a 73,21, ou 37.3dB, valor já esperado. Vale destacar que quando este experimento foi realizado havia uma variação grande na tensão de saída, chegando a ter um ganho de 35.5dB para uma mesma frequência e tensão de entrada.

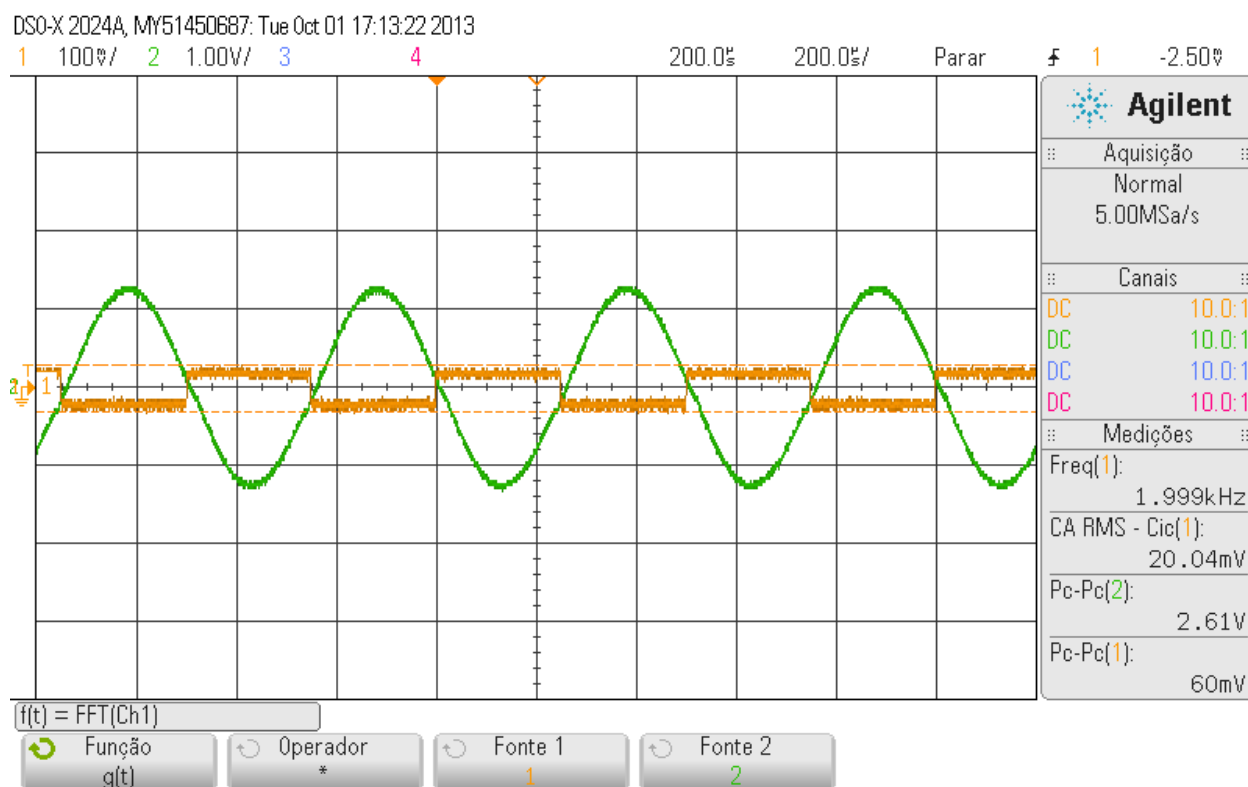


Figura 38: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM324 na frequência de 2kHz.

Pela Figura 38 podemos observar o sinal de saída na frequência de 2kHz e observar que realmente as altas frequências estão sendo filtradas pois o sinal de pulso torna-se muito próximo de um sinal senoidal.

5.3.4. Parte experimental com OPAMP LM358N

O filtro desenvolvido foi o mesmo mostrado anteriormente, porém foi utilizado o amplificador operacional LM358N. As Figuras 39 e 40 mostram o sinal de entrada e saída nas frequências de 100Hz e 2kHz respectivamente.

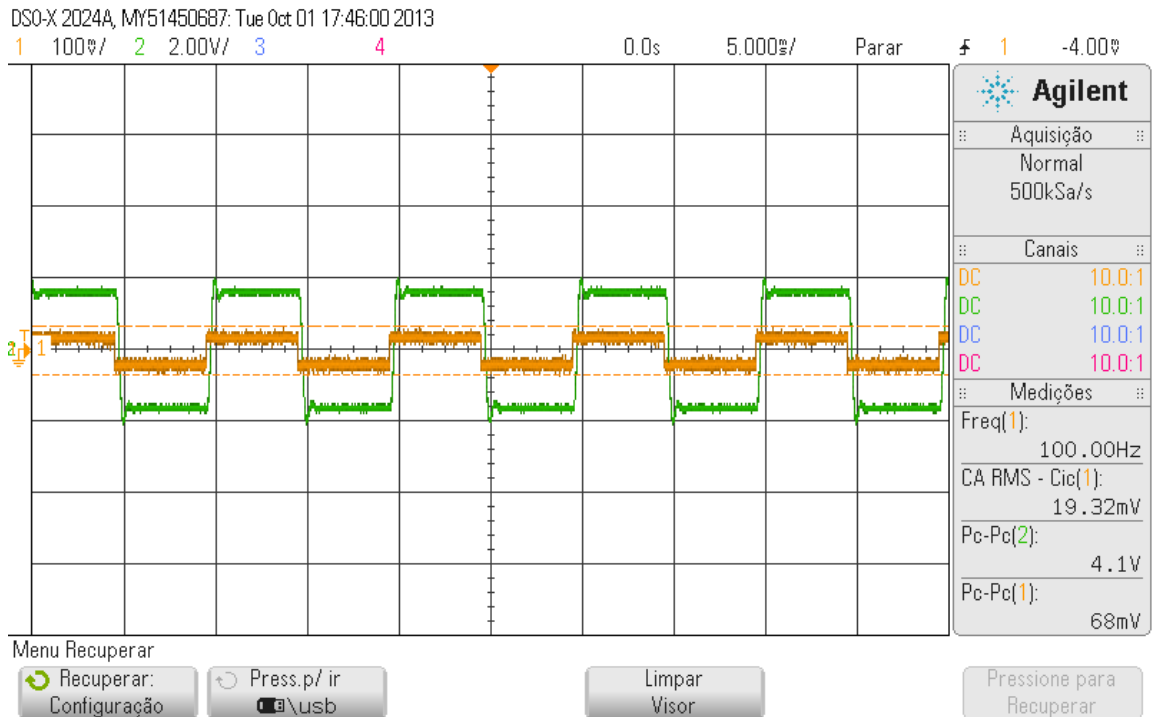


Figura 39: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N na frequência de 100Hz.

Pela Figura 39 podemos observar um sinal de entrada de 68mVpp e um sinal de saída de 4.1Vpp, ou seja, um ganho igual a 60.3, ou 35.6 dB, valor um pouco mais baixo do que o esperado.

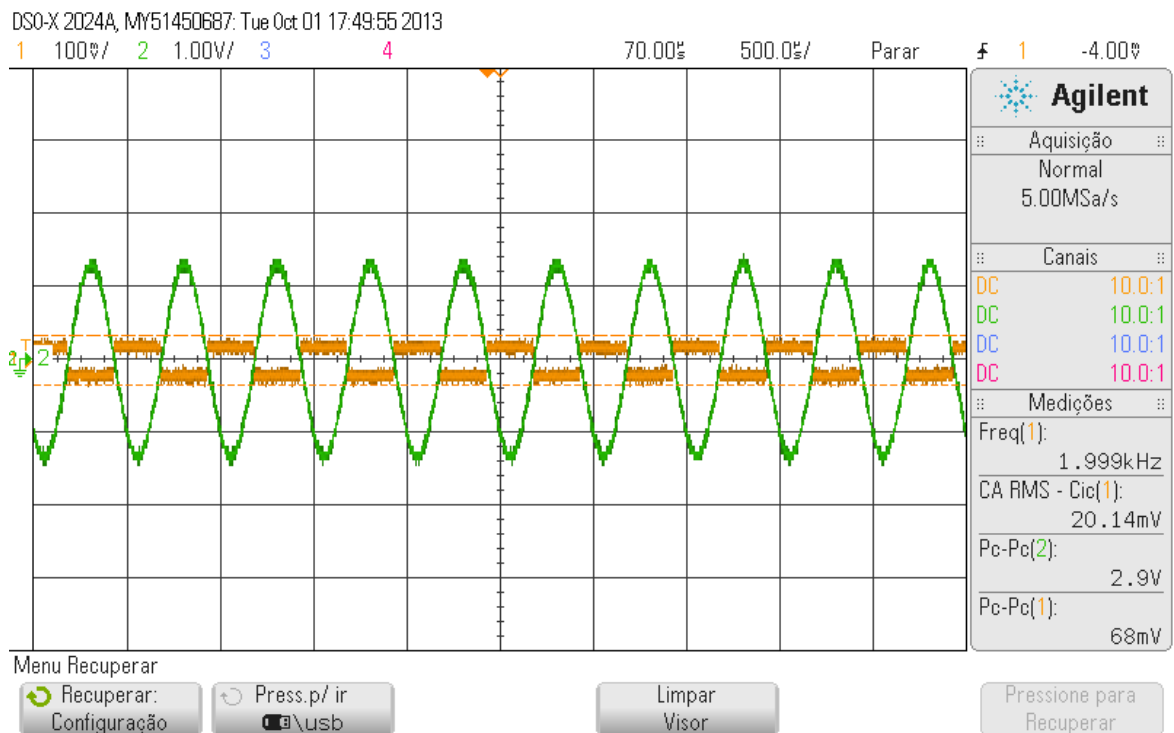


Figura 40: Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixa de 4ª ordem com amplificador operacional LM358N na frequência de 2kHz.

Pela Figura 40 podemos observar, assim como já visto com o filtro com amplificador operacional LM324, o sinal de saída na frequência de 2kHz e perceber que realmente as altas frequências estão sendo filtradas pois, mais uma vez, o sinal de pulso torna-se muito próximo de um sinal senoidal.

5.3.5. Comparações

Podemos observar pelas figuras apresentadas que independente do amplificador operacional utilizado, os resultados esperados foram alcançados. Na prática, o filtro com amplificador operacional LM324 [13] mostrou um ganho maior na frequência de 100Hz quando comparado com filtro com amplificador operacional LM358N [14]. Assim, para realizar uma comparação mais precisa entre os filtros, foram coletados os valores do ganho de cada filtro para diferentes valores de frequência e, posteriormente estes dados foram colocados no Matlab e a resposta em frequência de cada filtro foi gerada. A Figura 41 mostra a resposta em frequência dos filtros para efeito de comparação.

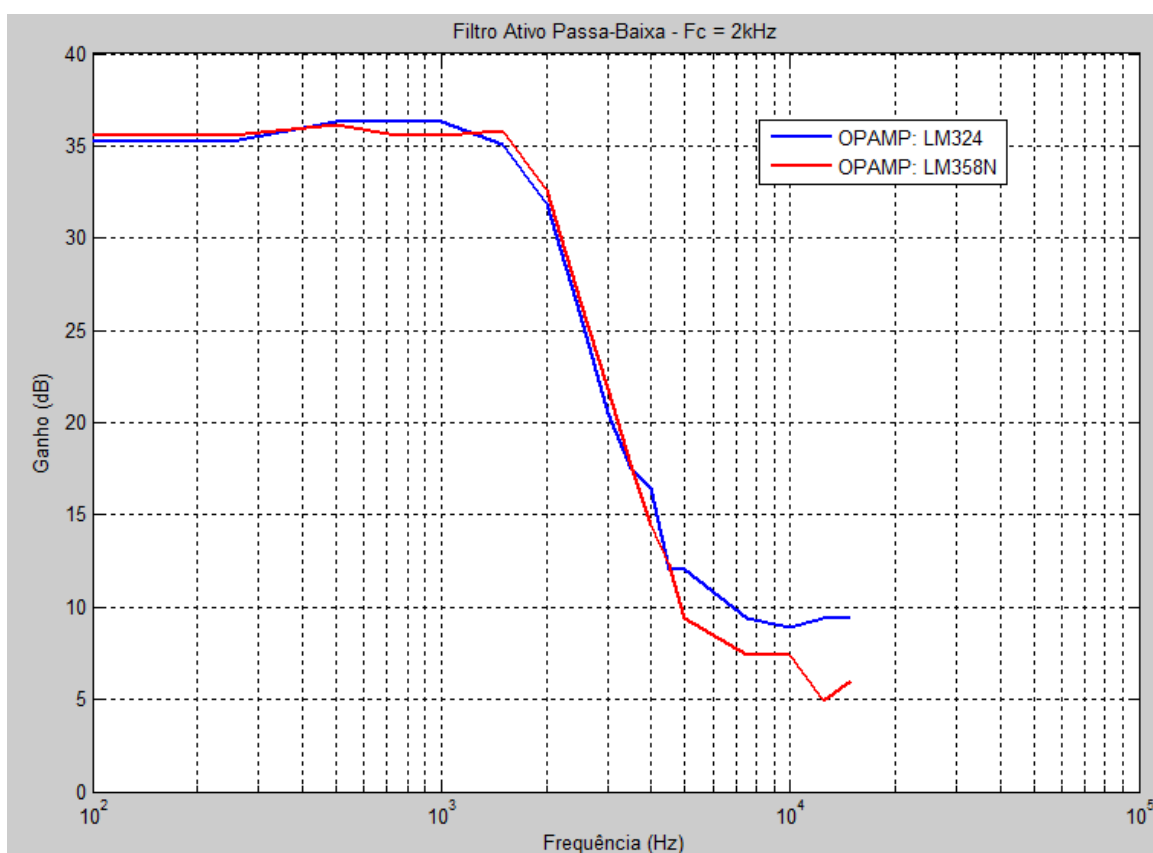


Figura 41: Resposta em frequência do filtro passa-baixa de 4ª ordem experimental com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.

Podemos observar que os dois filtros apresentam respostas em frequência bem parecidas e que ambos realmente apresentam frequência de corte de 2kHz. Assim, podemos concluir que ambos os filtros, com o amplificador operacional LM324 ou LM358N obtiveram resultados satisfatórios e podem ser utilizados para esta aplicação.

Além da comparação da resposta em frequência também foi realizada a comparação da distorção harmônica total (THD, Total Harmonic Distortion) e relação sinal-ruído (SNR, Signal-to-Noise Ratio) pela frequência. Para estas medições foi utilizado um sinal de entrada senoidal de 100mV. A Figura 42 mostra o *set-up* utilizado para se medir a THD e a SNR.

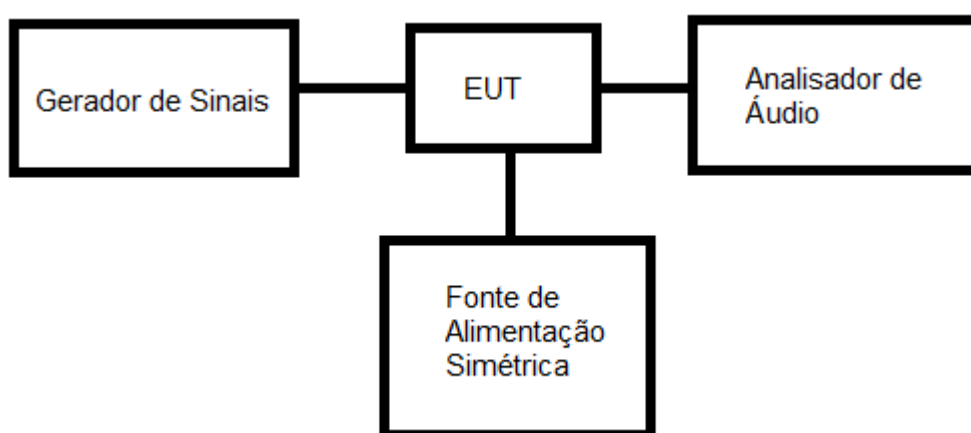


Figura 42: Esquemático utilizado para medição da THD e da SNR.

Para este experimento foram utilizados um gerador de sinais da marca Tektronix modelo AFG-3022B [15], uma fonte de alimentação simétrica da marca Minipa, modelo MPL-3305M [16], um analisador de áudio da marca Rohde&Schwarz, modelo UP350 [17] e um osciloscópio da marca Agilent, modelo DSOX2024A [18]. O osciloscópio foi utilizado para a medição da resposta em frequência dos filtros porém não foi utilizado para a medição da THD e da SNR. A Figura 43 mostra uma foto retirada do analisador de áudio no qual foi coletado o valor da THD para a frequência de 100Hz.



Figura 43: Foto retirada do analisador de áudio coletando a THD para a frequência de 100Hz.

As Figura 44 e 45 mostram os resultados obtidos para os amplificadores operacionais testados.

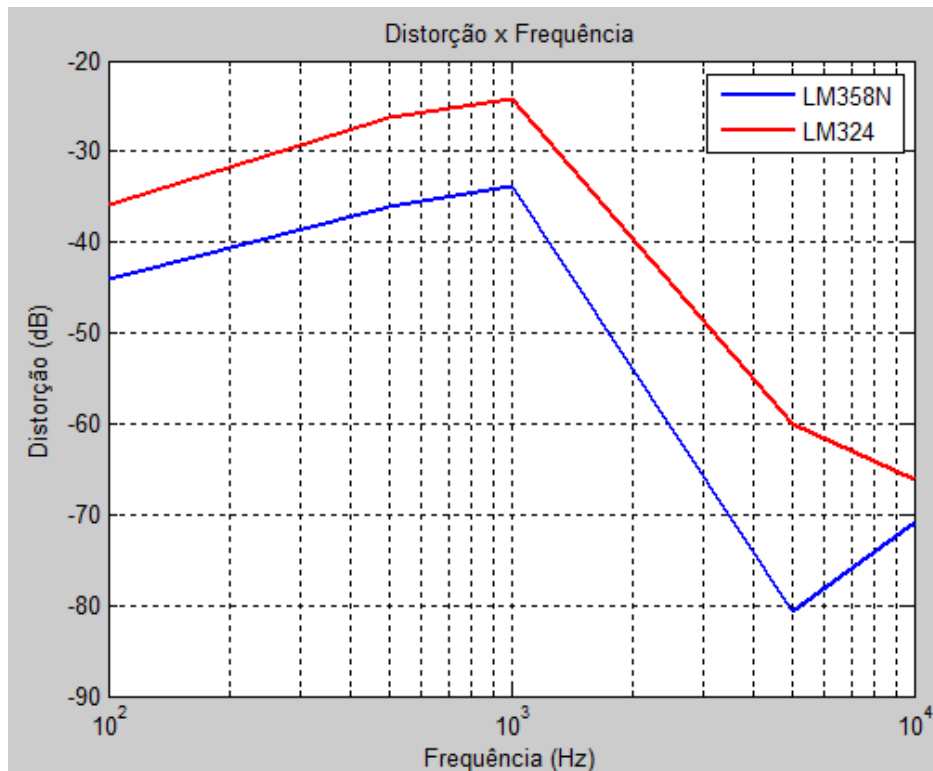


Figura 44: Distorção harmônica total pela frequência dos filtros ativos com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.

Pela Figura 44 podemos observar que a distorção harmônica total do sinal é maior com o amplificador operacional LM324. A distorção harmônica total do sinal com o LM324 está, em média, 10dB acima do LM358N e, para a frequência de 5kHz, esta diferença chega a 20dB.

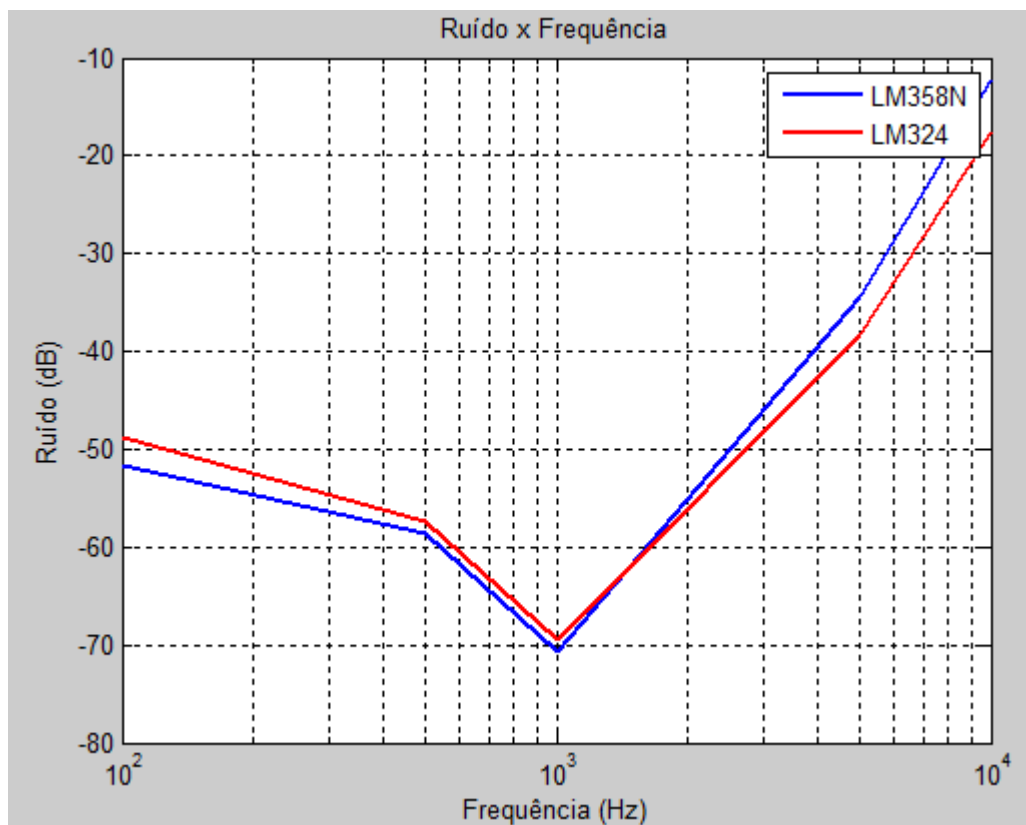


Figura 45: Relação sinal-ruído pela frequência dos filtros ativos com amplificadores operacionais LM324 e LM358N.

Pela Figura 45 podemos observar que o amplificador operacional LM358N apresenta uma pequena vantagem sobre o LM324 no quesito relação sinal-ruído apresentado até a largura de banda de 1kHz. Para maior largura de banda, podemos observar que a relação sinal-ruído do LM358N tem aumentado com mais rapidez quando comparado ao LM324.

Outro amplificador mais adequado para este projeto seria o OP470, pois apresenta valores bem baixos da figura de ruído e funciona com baixos valores de sinal de entrada. O mesmo não foi utilizado neste projeto por não estar disponível no laboratório e, devido ao curto espaço de tempo disponível, não foi possível adquiri-lo.

Capítulo 6

Conclusão

Podemos observar que tanto o projeto dos diodos detectores com e sem compensação de temperatura e dos filtros ativos passa-baixa de 4ª ordem do tipo Butterworth com topologia de realimentações múltiplas alcançaram os objetivos desejados. O diodo detector sem compensação de temperatura apresentou uma sensibilidade de 30V/mW e o diodo detector com compensação de temperatura apresentou uma estabilidade em relação a mudanças de temperatura 2,8 vezes maior quando comparado ao detector sem compensação de temperatura além de apresentar uma sensibilidade de 20V/mW em tecnologia MMIC. Estes valores estão de acordo com o encontrado em artigos e literatura. Além disso, as simulações do circuito e eletromagnéticas dos projetos apresentam comportamentos e resultados semelhantes, o que é fundamental para que se não ocorram comportamentos inesperados no pós-fabricação.

Os filtros ativos passa-baixa de 4ª ordem do tipo Butterworth com topologia de realimentações múltiplas apresentaram resultados experimentais muito próximos dos valores encontrados nas simulações realizadas com o software Proteus. As análises de simulação e experimentais também mostraram que mesmo com a troca do amplificador operacional LM324 pelo LM358N os resultados alcançados foram muito similares, tanto o ganho como a frequência de corte, de 2kHz, do filtro se mantiveram. Análises de distorção harmônica total e relação sinal-ruído também foram realizadas nos filtros com ambos os amplificadores operacionais. Nesta análise, foi possível observar que o amplificador operacional LM358N apresentou menores distorções quando comparado ao LM324. Melhoras de até 10dB na distorção harmônica total puderam ser observadas com o LM358N. As análises de relação sinal-ruído mostraram que o LM358N apresenta melhores resultados com largura de banda inferior a 1kHz e o LM324 apresenta melhores resultados para largura de banda superior a 1kHz.

6.1. Trabalhos futuros

Como trabalhos futuros podemos citar uma otimização nos projetos dos diodos detectores para conseguir uma redução do tamanho. Os projetos apresentados contêm muitos espaços vazios, o que indica que o projeto ainda precisa de uma otimização de espaço para posterior fabricação.

Outro trabalho futuro interessante na parte dos filtros seria realizar as simulações e parte experimental deste mesmo filtro utilizando o amplificador operacional OP470, o qual seria o mais

adequado para a aplicação deste projeto, e verificar se os resultados encontrados seriam semelhantes aos apresentados utilizando os amplificadores operacionais LM324 e LM358N. Conforme já descrito anteriormente, o amplificador operacional OP470 seria o mais adequado para este projeto por apresentar valores bem baixos de ruído e funcionar com baixos valores de sinal de entrada.

Referências

- [1] R. Scheeler, E. F. Kuester, Z. Popovic, *Sensing Depth of Microwave Radiation for Internal Body Temperature Measurement*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, no. 1, Janeiro, 2013.
- [2] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Artech House, Norwood, 1998. pp. 74-94; 159-172.
- [3] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Shri Balaji Print Arts, Delhi, 2011. pp. 509-535.
- [4] W. Lam, P. Lee, L. Yujiri, J. Berenz, J. Pearlman, *Millimeter-Wave Imaging Using Preamplified Diode Detector*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.2, no. 7, July 1992.
- [5] Avago Technologies, *A Temperature Compensated Linear Power Detector – Application Note 1328*, Agosto, 2010.
- [6] H. Eriksson, R. W. Waugh, *Design Tip: A Temperature Compensated Linear Diode Detector*, Agilent Technologies.
- [7] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009. pp. 686-695.
- [8] C. W. Sayre, *Complete Wireless Design*, McGraw Hill Telecom, 2001.
- [9] S. Marsh, *Practical MMIC Design*, Artech House, Norwood, MA, 2006.
- [10] A. K. Ezzeddine, *Advances in Microwave & Milimeter-wave Integrated Circuits*, AMCOM Communications, Clarksburg, Maryland.
- [11] *Semiconductors for Communications, Production Process: TQPED – 0.5 μ m E/D pHEMT Foundry Service*, TriQuint Semiconductor, Hillsboro, Oregon, 2007.
- [12] T. Kugelstadt, *Chapter 16: Active Filter Design Techniques*, Texas Instruments, Literature Number SLOA088.

- [13] Datasheet LM324. Disponível em: <http://pdf.datasheetcatalog.net/datasheet/texasinstruments/lm324.pdf>. Acessado em 30 de outubro de 2013.
- [14] Datasheet LM358N. Disponível em: <http://www.futurlec.com/Linear/LM358N.shtml>. Acessado em 30 de outubro de 2013.
- [15] Datasheet - Geradores de Função - AFG 3011/3021B/3022B/3101/3102/3251/3252 / AFG 3011 / 3021B / 3022B / 3101 / 3102 / 3251 / 3252. Disponível em: http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/76P_18656_3.pdf. Acessado em 30 de outubro de 2013.
- [16] Datasheet - Fonte de alimentação simétrica MPL-3305M. Disponível em: http://www.minipa.com.br/caracteristicas.aspx?ID_Sub_Categoria=35&ID=462. Acessado em 30 de outubro de 2013.
- [17] Rohde&Schwarz UP350 Audio Analyzer. Disponível em: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/up350-productstartpage_63493-7789.html. Acessado em 30 de outubro de 2013.
- [18] DSOX2024A Osciloscópio: 200MHz – 4 canais. Disponível em: <http://www.home.agilent.com/en/pd-1945124-pn-DSOX2024A/oscilloscope-200-mhz-4-channels?&cc=BR&lc=por>. Acessado em 30 de outubro de 2013.

Anexo 1

Tabela dos coeficientes dos filtros

As tabelas a seguir fornecem os valores dos coeficientes a_i e b_i para os três tipos de filtros Butterworth, Tschebycheff (para banda passante com ondulações de 0,5 dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB) e Bessel [12].

As tabelas contêm os seguintes dados:

n , refere-se à ordem do filtro

i , refere-se ao número do filtro parcial

a_i e b_i , referem-se aos valores dos coeficientes do filtro

$k_i = f_{c_i}/f_c$, refere-se à razão da frequência de corte do filtro parcial, f_{c_i} , para a frequência de corte do filtro total, f_c . Esta razão pode ser usada para determinar a largura de banda de ganho unitário do amplificador operacional.

Q_i , refere-se ao fator de qualidade do filtro parcial.

Tabela 5: Coeficientes do filtro Butterworth.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.4142	1.0000	1.000	0.71
3	1	1.0000	0.0000	1.000	-
	2	1.0000	1.0000	1.272	1.00
4	1	1.8478	1.0000	0.719	0.54
	2	0.7654	1.0000	1.390	1.31
5	1	1.0000	0.0000	1.000	-
	2	1.6180	1.0000	0.859	0.62
	3	0.6180	1.0000	1.448	1.62
6	1	1.9319	1.0000	0.676	0.52
	2	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	3	0.5176	1.0000	1.479	1.93
7	1	1.0000	0.0000	1.000	-
	2	1.8019	1.0000	0.745	0.55
	3	1.2470	1.0000	1.117	0.80
	4	0.4450	1.0000	1.499	2.25
8	1	1.9616	1.0000	0.661	0.51
	2	1.6629	1.0000	0.829	0.60
	3	1.1111	1.0000	1.206	0.90
	4	0.3902	1.0000	1.512	1.56
9	1	1.0000	0.0000	1.000	-
	2	1.8794	1.0000	0.703	0.53
	3	1.5321	1.0000	0.917	0.65
	4	1.0000	1.0000	1.272	1.00
	5	0.3473	1.0000	1.521	2.88
10	1	1.9754	1.0000	0.655	0.51
	2	1.7820	1.0000	0.756	0.56
	3	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	4	0.9080	1.0000	1.322	1.10
	5	0.3129	1.0000	1.527	3.20

Tabela 6: Coeficientes do filtro Bessel.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.3617	0.6180	1.000	0.58
3	1	0.7560	0.0000	1.323	-
	2	0.9996	0.4772	1.414	0.69
4	1	1.3397	0.4889	0.978	0.52
	2	0.7743	0.3890	1.797	0.81
5	1	0.6656	0.0000	1.502	-
	2	1.1402	0.4128	1.184	0.56
	3	0.6216	0.3245	2.138	0.92
6	1	1.2217	0.3887	1.063	0.51
	2	0.9686	0.3505	1.431	0.61
	3	0.5131	0.2756	2.447	1.02
7	1	0.5937	0.0000	1.648	-
	2	1.0944	0.3395	1.207	0.53
	3	0.8304	0.3011	1.695	0.66
	4	0.4332	0.2381	2.731	1.13
8	1	1.1112	0.3162	1.164	0.51
	2	0.9754	0.2979	1.381	0.56
	3	0.7202	0.2621	1.963	0.71
	4	0.3728	0.2087	2.992	1.23
9	1	0.5386	0.0000	1.857	-
	2	1.0244	0.2834	1.277	0.52
	3	0.8710	0.2636	1.574	0.59
	4	0.6320	0.2311	2.226	0.76
	5	0.3257	0.1854	3.237	1.32
10	1	1.0215	0.2650	1.264	0.50
	2	0.9393	0.2549	1.412	0.54
	3	0.7815	0.2351	1.780	0.62
	4	0.5604	0.2059	2.479	0.81
	5	0.2883	0.1665	3.466	1.42

Tabela 7: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 0,5 dB.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.3614	1.3827	1.000	0.86
3	1	1.8636	0.0000	0.537	-
	2	0.0640	1.1931	1.335	1.71
4	1	2.6282	3.4341	0.538	0.71
	2	0.3648	1.1509	1.419	2.94
5	1	2.9235	0.0000	0.342	-
	2	1.3025	2.3534	0.881	1.18
	3	0.2290	1.0833	1.480	4.54
6	1	3.8645	6.9797	0.366	0.68
	2	0.7528	1.8573	1.078	1.81
	3	0.1589	1.0711	1.495	6.51
7	1	4.0211	0.0000	0.249	-
	2	1.8729	4.1795	0.645	1.09
	3	0.4861	1.5676	1.208	2.58
	4	0.1156	1.0443	1.517	8.84
8	1	5.1117	11.9607	0.276	0.68
	2	1.0639	2.9365	0.844	1.61
	3	0.3439	1.4206	1.284	3.47
	4	0.0885	1.0407	1.521	11.53
9	1	5.1318	0.0000	0.195	-
	2	2.4283	6.6307	0.506	1.06
	3	0.6839	2.2908	0.989	2.21
	4	0.2559	1.3133	1.344	4.48
	5	0.0695	1.0272	1.532	14.58
10	1	6.3648	18.3695	0.222	0.67
	2	1.3582	4.3453	0.689	1.53
	3	0.4822	1.9440	1.091	2.89
	4	0.1994	1.2520	1.381	5.61
	5	0.0563	1.0263	1.533	17.99

Tabela 8: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 1 dB.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.3022	1.5513	1.000	0.96
3	1	2.2156	0.0000	0.451	-
	2	0.5442	1.2057	1.353	2.02
4	1	2.5904	4.1301	0.540	0.78
	2	0.3039	1.1697	1.417	3.56
5	1	3.5711	0.0000	0.280	-
	2	1.1280	2.4896	0.894	1.40
	3	0.1872	1.0814	1.486	5.56
6	1	3.8437	8.5529	0.366	0.76
	2	0.6292	1.9124	1.082	2.20
	3	0.1296	1.0766	1.493	8.00
7	1	4.9520	0.0000	0.202	-
	2	1.6338	4.4899	0.655	1.30
	3	0.3987	1.5834	1.213	3.16
	4	0.0937	1.0432	1.520	10.90
8	1	5.1019	14.7608	0.276	0.75
	2	0.8916	3.0426	0.849	1.96
	3	0.2806	1.4334	1.285	4.27
	4	0.0717	1.0432	1.520	14.24
9	1	6.3415	0.0000	0.158	-
	2	2.1252	7.1711	0.514	1.26
	3	0.5624	2.3278	0.994	2.71
	4	0.2076	1.3166	1.346	5.53
	5	0.0562	1.0258	1.533	18.03
10	1	6.3634	22.7468	0.221	0.75
	2	1.1399	4.5167	0.694	1.86
	3	0.3939	1.9665	1.093	3.56
	4	0.1616	1.2569	1.381	6.94
	5	0.0455	1.0277	1.532	22.26

Tabela 9: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 2 dB.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.1813	1.7775	1.000	1.13
3	1	2.7994	0.0000	0.357	-
	2	0.4300	1.2036	1.378	2.55
4	1	2.4025	4.9862	0.550	0.93
	2	0.2374	1.1896	1.413	4.59
5	1	4.6345	0.0000	0.216	-
	2	0.9090	2.6036	0.908	1.78
	3	0.1434	1.0750	1.493	7.23
6	1	3.5880	10.4648	0.373	0.90
	2	0.4925	1.9622	1.085	2.84
	3	0.0995	1.0826	1.491	10.46
7	1	6.4760	0.0000	0.154	-
	2	1.3258	4.7649	0.665	1.65
	3	0.3067	1.5927	1.218	4.12
	4	0.0714	1.0384	1.523	14.28
8	1	4.7743	18.1510	0.282	0.89
	2	0.6991	3.1353	0.853	2.53
	3	0.2153	1.4449	1.285	5.58
	4	0.0547	1.0461	1.518	18.39
9	1	8.3198	0.0000	0.120	-
	2	1.7299	7.6580	0.522	1.60
	3	0.4337	2.3549	0.998	3.54
	4	0.1583	1.3174	1.349	7.25
	5	0.0427	1.0232	1.536	23.68
10	1	5.9618	28.0376	0.226	0.89
	2	0.8947	4.6644	0.697	2.41
	3	0.3023	1.9858	1.094	4.66
	4	0.1233	1.2614	1.380	9.11
	5	0.0347	1.0294	1.531	29.27

Tabela 10: Coeficientes do filtro Tschebycheff de banda passante 3 dB.

n	i	ai	bi	ki	Qi
1	1	1.0000	0.0000	1.000	-
2	1	1.0650	1.9305	1.000	1.30
3	1	3.3496	0.0000	0.299	-
	2	0.3559	1.1923	1.396	3.07
4	1	2.1853	5.5339	0.557	1.08
	2	0.1964	1.2009	1.410	5.58
5	1	5.6334	0.0000	0.178	-
	2	0.7620	2.6530	0.917	2.14
	3	0.1172	1.0686	1.500	8.82
6	1	3.2721	11.6773	0.379	1.04
	2	0.4077	1.9873	1.086	3.46
	3	0.0815	1.0861	1.489	12.78
7	1	7.9064	0.0000	0.126	-
	2	1.1159	4.8963	0.670	1.98
	3	0.2515	1.5944	1.222	5.02
	4	0.0582	1.0348	1.527	17.46
8	1	4.3583	20.2948	0.286	1.03
	2	0.5791	3.1808	0.855	3.08
	3	0.1765	1.4507	1.285	6.83
	4	0.0448	1.0478	1.517	22.87
9	1	10.1759	0.0000	0.098	-
	2	1.4585	7.8971	0.526	1.93
	3	0.3561	2.3651	1.001	4.32
	4	0.1294	1.3165	1.351	8.87
	5	0.0348	1.0210	1.537	29.00
10	1	5.4449	31.3788	0.230	1.03
	2	0.7414	4.7363	0.699	2.94
	3	0.2479	1.9952	1.094	5.70
	4	0.1008	1.2638	1.380	11.15
	5	0.0283	1.0304	1.530	35.85