



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
Departamento de Engenharia Elétrica

MATHEUS ANDRÉ MARQUES DA SILVA

SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE SENSORES DE CAMPO PRÓXIMO PARA EMISSÃO
ELETROMAGNÉTICA EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS DE ATÉ 3GHZ

CURITIBA
2019

MATHEUS ANDRÉ MARQUES DA SILVA

SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE SENSORES DE CAMPO PRÓXIMO PARA EMISSÃO
ELETROMAGNÉTICA EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS DE ATÉ 3GHZ

TCC apresentada ao curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica..

Orientador (a): Prof. Dr. Márlio José do Couto Bonfim

CURITIBA
2019

RESUMO

Neste presente trabalho é apresentado uma análise de sensores de campo próximo elétrico e magnético. O projeto foi iniciado visando analisar sensores de campo próximos fornecidos pela empresa alemã HAMEG e disponibilizados pelo laboratório do LAMMI. Comparando o que se desejava como resposta dos sensores, verificou-se baixa qualidade no sensor de campo magnético comercial e foi notada a necessidade de construção de uma sonda do mesmo tipo. A partir das medidas de campo magnético com uma bobina, cuja resposta é derivativa na frequência para um circuito linear, foi projetado e construído um amplificador integrador de dois estágios com transistores bipolares para altas frequências em uma PCB de pequenas dimensões. Assim, ao acoplar a bobina com o integrador os efeitos em frequência se compensam, tendo assim uma resposta linear em frequência. Os resultados foram comparados e validados com simulações em softwares de circuitos de rádio frequência e softwares de emissão eletromagnética.

Palavras-chave: Sonda de campo próximo; Amplificador Integrador; Placa de Circuito Impresso

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de emissão e susceptibilidade entre um arranjo de equipamentos.....	11
Figura 2 - Modo de funcionamento da sonda de campo elétrico próximo	12
Figura 3 - Modo de funcionamento de um sensor de campo magnético. Com a alteração no campo, gera-se uma tensão induzida nos terminais.....	13
Figura 4 - Circuito de duas portas gerará uma matriz de espalhamento de 2x2	14
Figura 5 - Esquemático de funcionamento de um analisador de redes.....	15
Figura 6 - Disposição de uma linha microstrip.....	16
Figura 7 - Perfis de Campo eletromagnético em Microstrips.....	16
Figura 8 - Símbolo de um amplificador operacional	17
Figura 9 - Esquemático de um amplificador integrador	18
Figura 10 - Circuito equivalente de um capacitor real	19
Figura 11 - Circuito equivalente de um resistor real	20
Figura 12 - Exemplo de Placa de Circuito Impresso	21
Figura 13 - Sondas da linha HAMEG HZ550L, dentre elas a HZ552 e a HZ551	22
Figura 14 - Disposição espacial dos equipamentos para caracterização das sondas.....	23
Figura 15 - Design da linha microstrip de teste	23
Figura 16 - Perfil da emissão eletromagnética da linha microstrip	24
Figura 17 - Campo elétrico em dB retirado com a sonda HZ551 e resposta do equipamento na documentação oficial do fabricante	25
Figura 18 - Campo magnético em dB retirado com a sonda HZ552 e resposta do equipamento na documentação oficial do fabricante	25
Figura 19 - Reflexão do indutor construído.	27
Figura 20 - Excitação nos terminais da espira ao ser exposta ao campo magnético da linha microstrip.....	28
Figura 21 - Circuito amplificador simplificado.....	29
Figura 22 - Esquemático do circuito amplificador integrador ideal	30
Figura 23 - Simulação da resposta do circuito integrador ideal.....	30
Figura 24 - Coeficiente de reflexão do capacitor SMD 0805 de 220pF	31

Figura 25 - Impedância de um resistor 0805 SMD de 10Ω	32
Figura 26 - Impedância medida num resistor 0805 de $7.5k\Omega$	33
Figura 27 - Esquemático do circuito integrador considerando parasitas	34
Figura 28 - Comparação circuito sem parasitas x com parasitas.....	34
Figura 29 - Esquemático do circuito projetado no Eagle Autodesk	35
Figura 30 - Leiaute da placa de circuito impresso que receberá o circuito integrador	36

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

PCI - Placa de Circuito Impresso

SMD - Surface Mounting Device

dB - Decibel

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	8
2 OBJETIVOS.....	9
2.1 Objetivos Gerais.....	9
2.2 Objetivos Específicos.....	9
3 REVISÃO LITERÁRIA.....	10
3.1 Interferência Eletromagnética.....	10
3.2 Sensores de Campos Eletromagnéticos.....	11
3.2.1 Sensores de Campos Próximos.....	12
3.3 Análise da Leitura do Sensor.....	13
3.3.1 Parâmetros de Espalhamento.....	13
3.3.2 Analisador de Redes.....	14
3.3.3 Linhas de Transmissão Planares.....	15
3.3.3.1 Microstrip.....	15
3.4 Amplificador Operacional.....	16
3.4.1 Amplificador Integrador.....	17
3.5 Modelo de Parâmetros Concentrados.....	18
3.5.1 Capacitor.....	18
3.5.2 Resistor.....	19
3.6 Placa de Circuito Impresso.....	21
3.6.1 Design e Confecção.....	21
4 METODOLOGIA E RESULTADOS.....	22
4.1 Caracterização de Sondas de Campo Próximo.....	22
4.2 Projeto da Sonda de campo magnético.....	26
4.2.1 Projeto da Espira.....	26
4.2.2 Projeto do Circuito Amplificador Integrador.....	28
4.2.2.1 Levantamento dos componentes parasitas do circuito físico.....	30
4.2.2.2 Simulação do circuito integrador com componentes parasitas.....	33
4.2.3 Confecção do circuito físico do integrador.....	35
4.2.3.1 Leiaute da PCI.....	35
5 CONCLUSÃO.....	37
6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	38

1 INTRODUÇÃO

Os fenômenos eletromagnéticos são estudados desde que se estuda eletrônica. Com o avançar da tecnologia, e a inevitável evolução para que se começasse a trabalhar com frequências cada vez maiores, e por consequência, equipamentos cada vez menores e mais frágeis, a área de Compatibilidade Eletromagnética se tornou cada vez mais relevante. Hoje em dia, um dos principais aspectos a serem levados em consideração quando se projeta equipamentos eletrônicos é sua emissão eletromagnética. Essa importância do estudo de emissão durante a fase de construção do equipamento reside na possibilidade ou não de comercializá-lo devido às normas de exposição de equipamentos eletrônicos de uso geral da população, tornando a análise apurada da emissão de cada equipamento imprescindível. Para garantir a qualidade do equipamento que se produz (para disponibilizá-lo para o mercado ou aplicação necessária) no que tange a compatibilidade eletromagnética deve-se contar com equipamentos sensores de campos elétrico e magnético funcionais e confiáveis, para uma medida limpa e precisa.

Com o objetivo colaborar com o projeto de doutorado do doutorando Bruno Ricobom, cujo desenvolvimento visa caracterizar perfis de emissão para equipamentos eletrônicos, o presente trabalho aborda formas de se garantir qualidade nessas medidas, apresentando soluções para se ter uma medida limpa e plana em frequência, tanto de campo elétrico, como de campo magnético.

2 OBJETIVOS

2.1 Objetivo geral

O presente trabalho tem como objetivo geral garantir a qualidade das medidas realizadas pelos sensores de campo próximo elétrico e magnético até 3GHz, comparando os valores retirados em laboratório com valores simulados em softwares condizentes com os arranjos físicos de retirada desses valores

2.2 Objetivos específicos

- Simular perfil de emissão eletromagnética dispositivos
- Utilizar comunicação entre computador e medida física para comparação teórica x prática
- Projetar bobina funcional para leitura de campo magnético
- Projetar circuito amplificador integrador para compensação do efeito derivativo da bobina – Realizar simulações considerando elementos parasitas dos componentes SMD utilizados
- Acoplar bobina ao circuito integrador para obter uma curva linear em frequência, se utilizando de métricas comerciais
- Realizar medidas para frequências até 3GHz

3 REVISÃO LITERÁRIA

Nesta seção serão apresentadas as características técnicas utilizadas para o desenvolvimento deste trabalho, desde os conceitos mais fundamentais como eletromagnetismo e topologias de circuito amplificador em PCI, até a revisão de trabalhos similares de construção de sensores de campo próximo.

3.1 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

Desde os primeiros estudos sobre os fundamentos do eletromagnetismo, se nota a interferência de materiais submetidos a eletricidade e de materiais magnéticos em outras substâncias, seja pela atração de corpos, seja pela observação de variáveis que afetavam seus experimentos como condições atmosféricas diferentes (MAVER, 1918).

Com o avanço da tecnologia e a sofisticação dos circuitos eletrônicos para trabalhar com potências de operação mais altas, somado à popularização desse tipo de equipamento, a interferência entre dispositivos se tornou mais comum, fazendo com que os fabricantes começassem a dedicar cada vez mais tempo e dinheiro para o estudo sobre compatibilidade eletromagnética e em técnicas de imunidade eletromagnética. Dessa forma, ao preservar o funcionamento pleno do equipamento e garantir a proteção eletromagnética dele da radiação recebida pelo ambiente, protege-se também outros dispositivos e outros eletrônicos nele contidos.

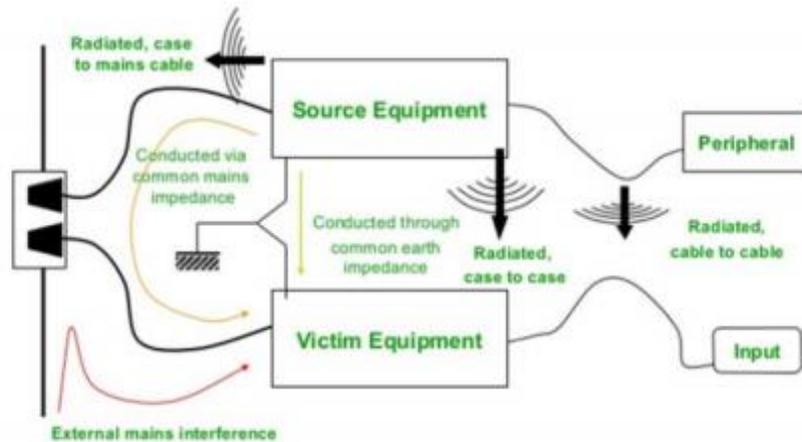


Figura 1 – Diagrama de emissão e susceptibilidade entre um arranjo de equipamentos
 FONTE: Rainbow Power Company

A partir disso, órgãos reguladores passaram a estabelecer tetos de emissão para que as empresas se comprometam ainda mais a garantir esse critério de confiabilidade do sistema em questão. A norma internacional que rege compatibilidade eletromagnética é a IEC 61000-4-8, em vigor desde 2001, e presente na ABNT.

3.2 SENSORES DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

Campos eletromagnéticos podem ser categorizados de acordo com a proximidade do dispositivo de teste. Para FITZPATRICK (2015), essa diferenciação pode ser feita em (1) campos próximos e (2) campos distantes. Campo próximo é definido como o campo eletromagnético cuja distância R do dispositivo de teste é muito menor que o comprimento de onda do campo R_0 ($R \ll R_0$) e campo distante é todo campo eletromagnético cuja distância R do dispositivo de teste é muito maior que o comprimento de onda do campo R_0 ($R \gg R_0$).

Por terem características e apresentarem aplicações muito distintas, campo próximo e campo distante são medidos de maneira igualmente diferentes. Para medições de campo distante é necessária uma isolação eletromagnética com o uso de uma câmara anecoica, pois esse campo está a uma distância do dispositivo de teste cuja ordem de grandeza faz com que não se possa garantir que as medidas retiradas sejam resultado apenas da emissão do DUT. Medições

de campos próximos são menos restritas quanto às condições de teste, pelo fato de que podemos garantir que todo o campo medido está sendo emitido pelo dispositivo de teste (por referência, apenas campos distantes de outros dispositivos emissores de radiação estão interferindo na medida). Para este trabalho, focaremos em sondas de campo próximo.

3.2.1 Sensores de Campo Próximo

Uma sonda de campo eletromagnético consiste numa bobina ou num dipolo que servem como os sensores de campo propriamente ditos e de uma linha de transmissão que transmite o sinal induzido na ponta de prova à um circuito de tratamento de sinal ou a um dispositivo de visualização desse sinal como um osciloscópio. O dipolo é excitado pelo campo elétrico enquanto a bobina é excitada pelo campo magnético. Em geral, a bobina ou o dipolo devem ser bem pequenos para que se tenha uma boa resolução espacial da medida.

O dipolo medidor de campo elétrico consiste numa carga resistiva na ponta de prova em questão que interage com o ambiente gerando em seus terminais uma tensão proveniente do campo medido, como mostrado na FIGURA 2.

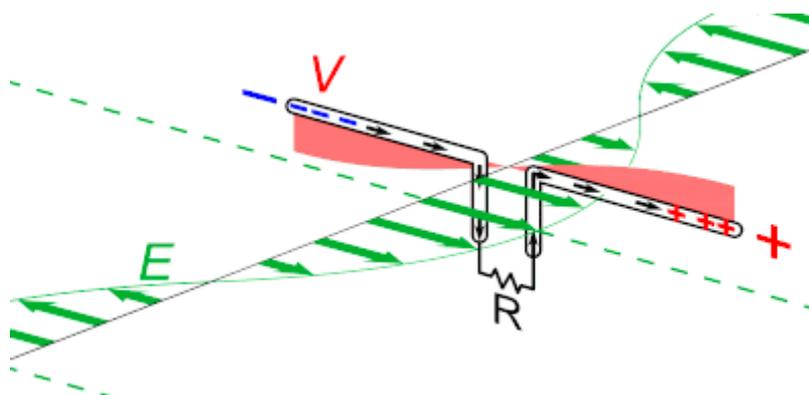


Figura 2 - Modo de funcionamento da sonda de campo elétrico próximo

A corrente induzida nos terminais da ponta de prova é calculada a partir do modelo capacitivo de impedância, como na equação 1.

$$i = j\omega\epsilon_0 E_z \quad (1)$$

A bobina excitada pelo campo magnético consiste em uma bobina (carga

indutiva) que opera de acordo com a lei de Faraday (equação 2). Uma tensão é induzida nos terminais da espira quando há uma mudança no fluxo magnético que passa por dentro da espira, como exemplificado na figura 3.

$$V_{emf} = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2)$$

Como mostrado pela equação 2, a tensão induzida depende diretamente da área transversal da espira e, portanto, a sensibilidade espacial também depende da seção. Outra relação importante que essa equação mostra é a que ocorre entre a derivada do fluxo e a tensão induzida, pois para frequências mais altas, a variação do fluxo magnético é maior, e por consequência gera-se uma excitação maior nos terminais do sensor.

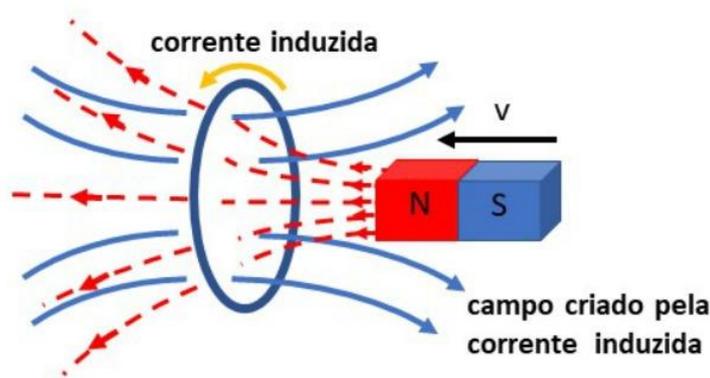


Figura 3 - Modo de funcionamento de um sensor de campo magnético. Com a alteração no campo, gera-se uma tensão induzida nos terminais

FONTE: TodaMateria (2017)

3.3 ANÁLISE DA LEITURA DO SENSOR

A partir da excitação dos terminais dos sensores descritos na seção 3.2, deve-se tratar esse sinal de maneira que a visualização e a análise do que está sendo medido seja possível. Nesta seção discutiremos alguns conceitos fundamentais para se analisar o resultado de uma bateria de medidas de campo.

3.3.1 Parâmetros de espalhamento

Parâmetros de espalhamento são valores que caracterizam uma rede elétrica ou eletrônica. A partir destes parâmetros, podemos retirar informações como coeficiente de reflexão ou transmissão de uma porta para a outra. Neste

trabalho, trabalharemos com parâmetros de espalhamento para circuitos de 2 portas, cujos parâmetros são apresentados na equação 3.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Onde cada elemento da matriz S representa uma métrica do circuito que está sendo analisado. Essa métrica sempre diz respeito a como determinada porta se comporta quando há uma excitação no circuito na mesma, ou em outra porta.

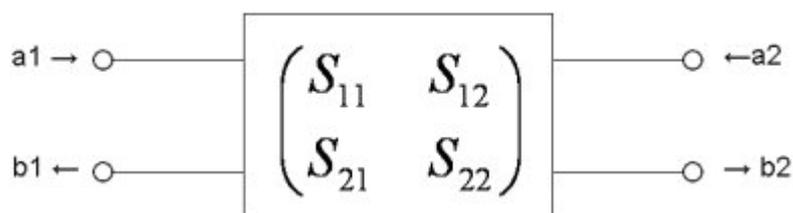


Figura 4 - Circuito de duas portas gerará uma matriz de espalhamento de 2x2
 FONTE: Microwaves 101 (2019)

S_{11} – Representa o coeficiente de reflexão que ocorre na porta 1. Seu resultado ideal é de 0, ou - inf dB, pois a porta 1 não deve refletir nenhuma porção da sua excitação.

S_{21} – Representa o coeficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2, ou seja, caracteriza a porta 2 em relação a uma excitação na porta 1.

S_{12} – Representa o coeficiente de isolamento da porta 2 em relação a porta 1.

S_{22} – Representa o coeficiente de reflexão que ocorre na porta 2. De maneira similar ao S_{11} , seu valor ideal é de 0, ou - inf dB.

3.3.2 Analisador de Redes

Uma das formas mais comuns de se obter os parâmetros de espalhamento de um circuito linear é através de um analisador de redes. Os analisadores de rede são instrumentos que caracterizam redes de circuitos elétricos, mais comumente a partir de parâmetros S, mas podendo também gerar matrizes características de redes elétricas como matriz de parâmetros de admitância (Parâmetros Y) e matriz de parâmetros de impedância (Parâmetros Z).

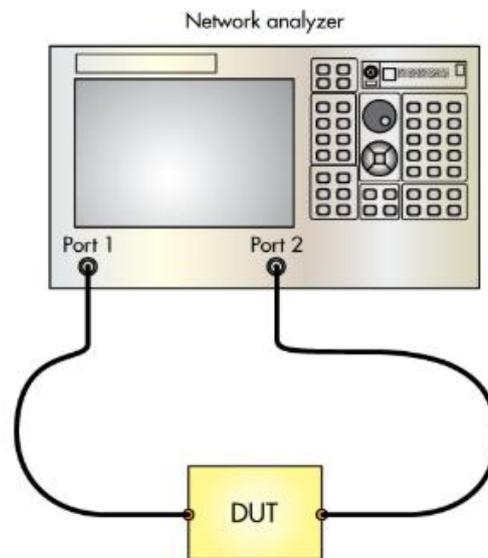


Figura 5 - Esquemático de funcionamento de um analisador de redes
 FONTE: Microwave & RF (2018)

O analisador de redes se mostra um instrumento muito útil para este trabalho devido à facilidade para realizar a varredura em frequência e gravar os parâmetros de espalhamento ao longo das frequências de interesse aqui discutidas.

3.3.3 Linhas de Transmissão Planares

Para Di Paolo (2000), uma linha de transmissão é uma região no espaço onde ocorre o melhor compromisso entre atenuação do sinal transmitido e região no espaço ocupada. Ainda segundo Di Paolo (2000), uma linha de transmissão planar é uma linha de transmissão cujos condutores estão dispostos sobre um plano, como microstrips.

3.3.3.1 Microstrip

Microstrip é o tipo de linha de transmissão planar mais difundido para circuitos planares, independente do espectro de frequência da aplicação. Ele consiste em uma linha planar condutora disposta sobre uma camada de material dielétrico, cuja face paralela deve ter uma linha planar condutora muito maior que a primeira, como mostrado na figura 6.

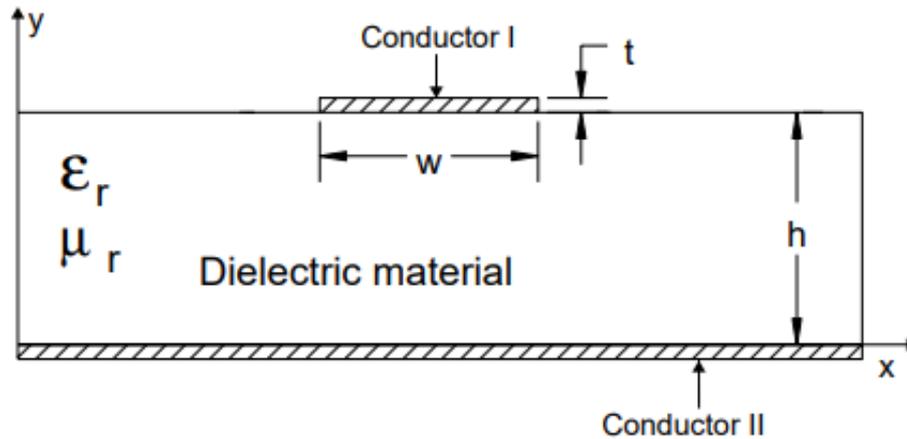


Figura 6 - Disposição de uma linha microstrip
 FONTE: Di Paolo (2000)

Uma importante propriedade no que diz respeito às microstrips é sua linearidade espacial. Para frequências de até 10GHz, os efeitos dos campos eletromagnéticos com componentes longitudinais podem ser desprezados (Di Paolo, 2000). Assim, ao longo do condutor principal (eixo Z na figura 6), o campo eletromagnético pode ser tratado como linear. A Figura 7 mostra os perfis de campo para este tipo de linha de transmissão planar.

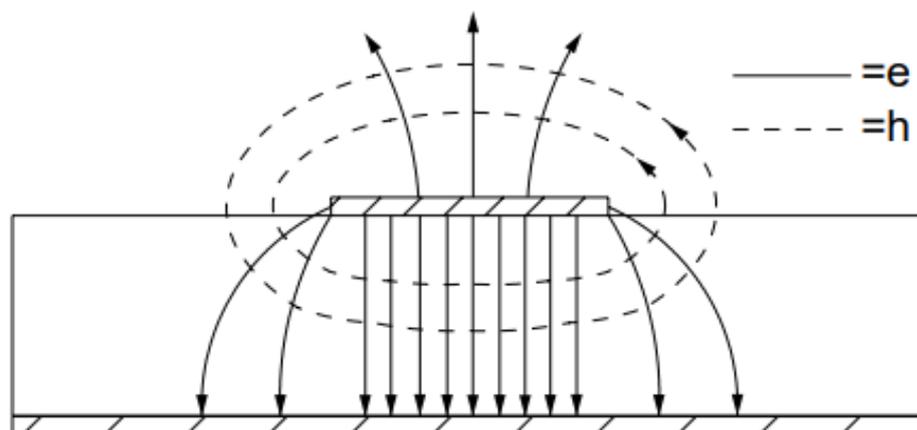


Figura 7 - Perfis de Campo eletromagnético em Microstrips
 FONTE: Di Paolo (2000)

3.4 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Um circuito amplificador operacional é um circuito não-linear com entrada diferencial, cuja saída é a entrada multiplicada por um ganho. Por se tratar de

um circuito de duas portas, podemos caracterizar este circuito através de parâmetros S, ao longo do espectro da frequência (seç. 3.3.1). A figura 8 mostra o símbolo de um amplificador operacional.

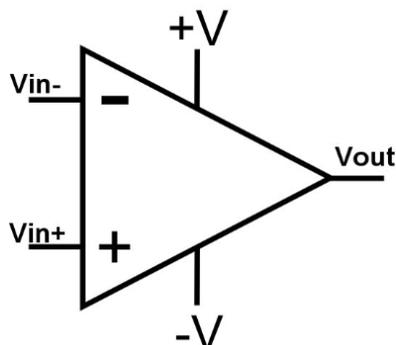


Figura 8 - Símbolo de um amplificador operacional
 FONTE: ScullCom (2016)

A equação 4 mostra a relação entre a tensão de saída do amplificador com a entrada de tensão diferencial, onde A_{OL} representa o ganho direto do amplificador.

$$V_{out} = A_{OL}(V_+ - V_-). \quad (4)$$

3.4.1 Amplificador Integrador

Um amplificador integrador é um circuito baseado no amplificador operacional comum, porém que realiza a operação de integração com o sinal de entrada. Para isso, conecta-se um capacitor C_f de realimentação entre o terminal de entrada e de saída do amplificador, e um resistor R_1 entre o sinal de entrada do integrador e o terminal de entrada do amplificador operacional, como mostra na figura 9.

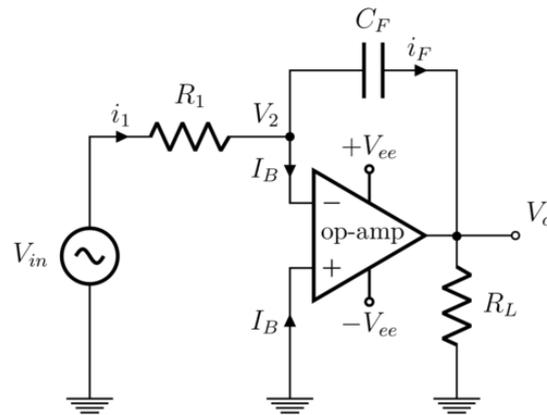


Figura 9 - Esquemático de um amplificador integrador

A equação 5 mostra a relação entre o sinal de saída e o de entrada a partir dos parâmetros R_1 e C_f .

$$v_o = -\frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t v_{in} dt \quad (5)$$

3.5 MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS

Componentes eletrônicos são projetados fisicamente para operarem em determinada faixa de frequência. Quando operam em frequências muito altas, elementos parasitas presentes por conta de aspectos construtivos dos componentes, e que em baixas frequências são desprezíveis devido à suas características intrínsecas, começam a interferir no funcionamento do componente. Nesta seção discutiremos como esses componentes parasitas podem ser caracterizados e considerados como elementos discretos dentro do circuito de interesse.

3.5.1 Capacitor

O modelo de parâmetros concentrados de um capacitor real é mostrado na figura 10.

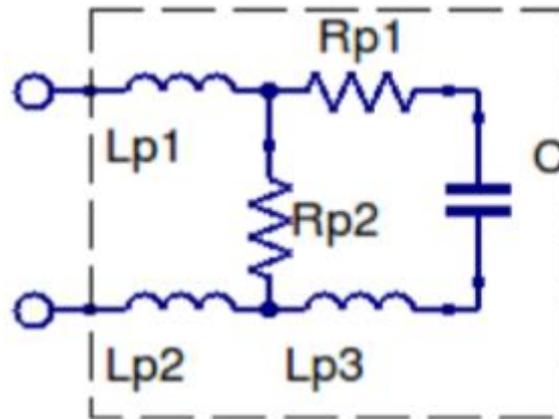


Figura 10 - Circuito equivalente de um capacitor real

Na realidade, o capacitor é descrito apenas por R_{p2} , R_{p1} , L_{p3} e C , que é o próprio capacitor a ser analisado. Isso ocorre, pois, L_{p1} e L_{p2} são as indutâncias referentes às pernas do capacitor, que não serão úteis neste trabalho.

Com isso, aproximando o parâmetro R_{p2} a zero, o parâmetro L_{p3} do circuito pode ser retirado a partir da frequência de ressonância ao se excitar o capacitor de teste, segundo a equação 6.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6)$$

Considerando que na frequência ω as componentes complexas da impedância totalizam zero, o parâmetro R_{p1} será a impedância do capacitor real na frequência ω .

3.5.2 Resistor

O modelo de parâmetros concentrados de um resistor é mostrado na figura 11.

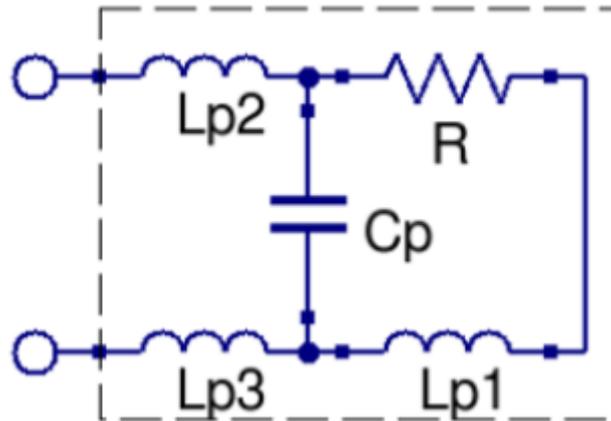


Figura 11 - Circuito equivalente de um resistor real

Assim como no caso do capacitor, os valores de L_{p3} e L_{p2} não serão utilizados neste trabalho, portanto discutiremos apenas como caracterizar valores para L_{p1} e C_p .

Para que se calcule a indutância L_{p1} , devemos considerar um resistor R de valor baixo desprezando a ação da componente C_p , para que assim possamos aproximar a impedância medida pela equação 7.

$$|Z| \approx \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \quad (7)$$

De maneira análoga, para que se calcule a capacitância C_p , devemos considerar um resistor R de valor alto, mitigando a ação da indutância L_{p1} , e assim aproximamos a impedância medida neste resistor pela equação 8.

$$|Z| \approx \left(\sqrt{\frac{1}{R^2} + (2\pi fC)^2} \right)^{-1} \quad (8)$$

4 METODOLOGIA E RESULTADOS

4.1 CARACTERIZAÇÃO DAS SONDAS DE CAMPO PRÓXIMO

Para que possa se medir o campo elétrico e magnético de dispositivos eletrônicos, é importante se caracterizar as sondas de campo próximo que serão instrumento dessas medidas.

As sondas utilizadas em um primeiro momento foram sondas comerciais: Sonda de campo próximo magnético modelo HZ552 e sonda de campo próximo elétrico modelo HZ551, ambas fabricadas pela empresa alemã Rohde & Schwarz, da linha HAMEG HZ550L.



Figura 13 - Sondas da linha HAMEG HZ550L, dentre elas a HZ552 e a HZ551
FONTE: O autor (2019)

Essas sondas são especificadas pelo fabricante para valores de até 3GHz, com alimentação de 6V.

Para caracterizar estas sondas, foi necessária a utilização de uma fonte de campo eletromagnético linear. Um resistor SMD seria suficiente para esta análise, porém seu tamanho reduzido quando comparado às sondas em questão faz com que não se possa ter certeza de qual a melhor configuração física para a realização do experimento, além de apresentar uma resposta pior em relação à linha microstrip, como mostrado na figura

Portanto, foi utilizado um circuito simples de microstrip, cuja emissão

eletromagnética é linear, como demonstrado por DI PAOLO, 2001 (Figura 7), e também conta com mais espaço físico para realização da medida. A figura 15 mostra a configuração física dos testes realizados para as sondas.

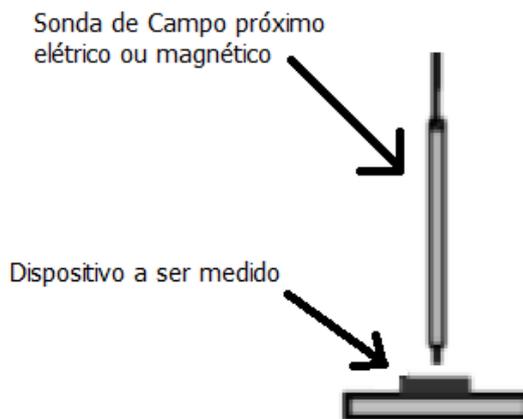


Figura 14 - Disposição espacial dos equipamentos para caracterização das sondas
 FONTE: O autor (2019)

O circuito microstrip de teste foi simulado eletromagneticamente no software CAD FEKO. A figura 15 mostra o design físico do circuito, com casamento de impedância 50Ω , uma linha microstrip de 50Ω , e uma carga também de 50Ω .

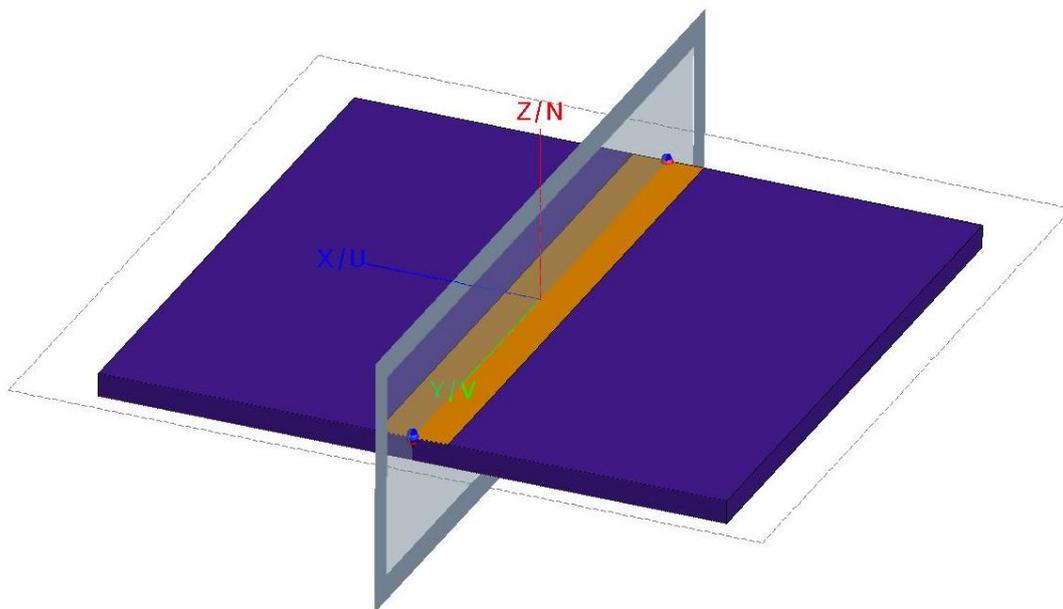


Figura 15 - Design da linha microstrip de teste
 FONTE: O autor (2019)

A figura 16 mostra a emissão de campo magnético simulada em Tesla da microstrip. Esta simulação está de acordo com a figura 7, na seção 3.3.3.1.

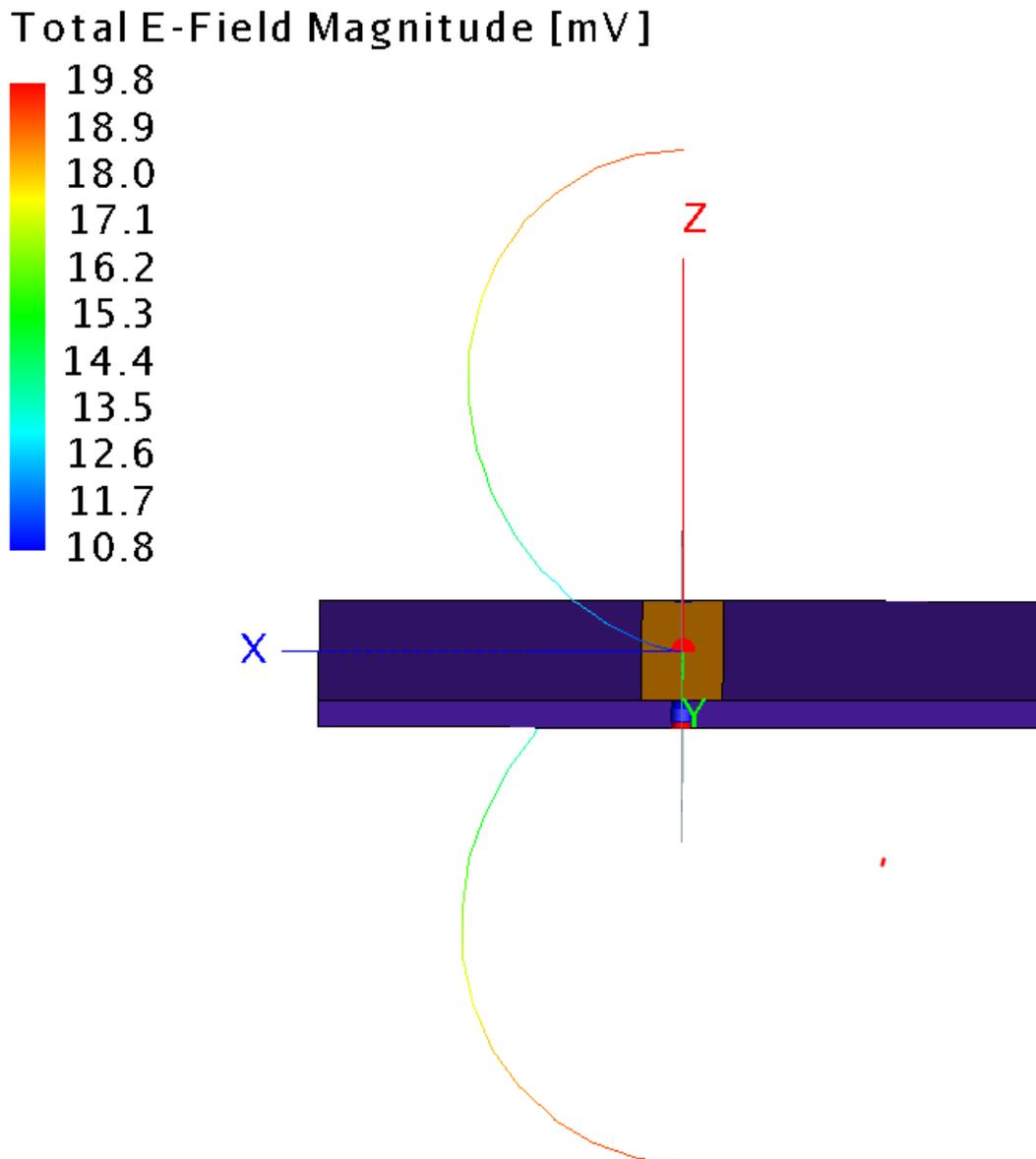


Figura 16 - Perfil da emissão elétrica da linha microstrip
 FONTE: O autor (2019)

O equipamento utilizado para se observar o sinal de saída do sensor de campo próximo foi um analisador de redes. Para isso, a linha microstrip foi colocada na porta 1 do analisador de redes, e o sensor na porta 2. A caracterização propriamente dita do sensor é feita retirando o valor de S_{21} desta configuração. A medida de S_{21} trará o valor do campo magnético em dB quando aproximarmos o sensor da linha microstrip pois este parâmetro traz a relação da tensão que sai na porta 2 (sensor de campo próximo), de acordo com o que é excitado na porta 1 (linha microstrip). A figura 18 mostram o resultado das medidas de campo elétrico e de campo magnético, respectivamente, ao se

realizar os passos descritos acima comparados com o que é descrito na documentação das sondas pelo fabricante.

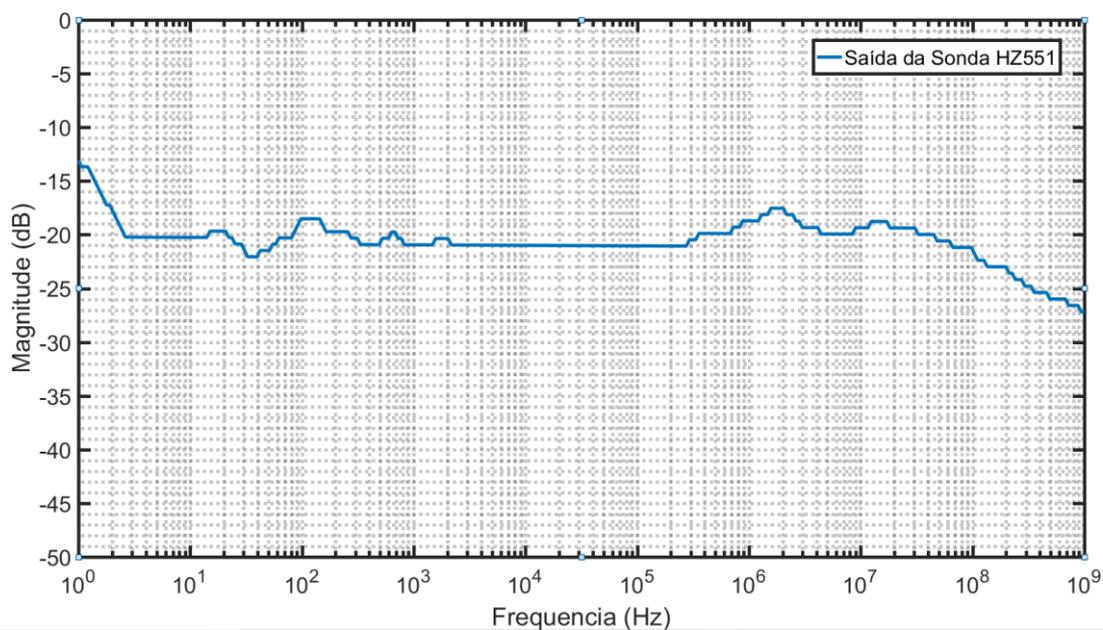


Figura 17 - Campo elétrico em dB retirado com a sonda HZ551 e resposta do equipamento na documentação oficial do fabricante
 FONTE: O autor (2019)

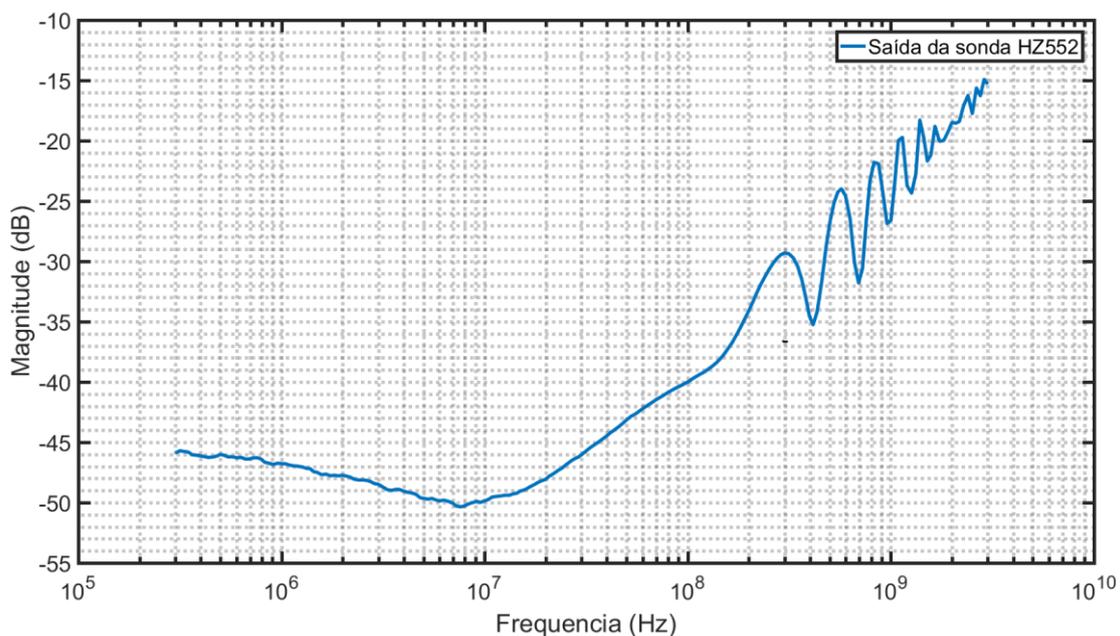


Figura 18 - Campo magnético em dB retirado com a sonda HZ552
 FONTE: O autor (2019)

A medida do campo elétrico se mostrou satisfatória e coerente com o perfil de resposta disponibilizado pelo fabricante. A medida do campo magnético

também se mostrou coerente com o disponibilizado pelo fabricante, porém se mostrou insatisfatória para o trabalho atual pois tem uma variação muito grande ao longo do espectro da frequência, com variação de até 10dB dentro da faixa especificada em datasheet do equipamento.

Para que se pudesse obter resultados satisfatórios de medição de campo magnético, foi proposta a construção desde o princípio de uma nova sonda deste tipo.

4.2 PROJETO DA SONDA DE CAMPO PRÓXIMO MAGNÉTICO

O projeto da sonda de campo próximo magnético teve de seguir algumas etapas pré-definidas para que se possa atingir a qualidade que a sonda comercial não atingiu na faixa desejada (30MHz ~ 3GHz). A construção da sonda foi separada em 4 etapas principais:

- 1 – Projeto da espira que será excitada pelo campo magnético medido
- 2 – Projeto e simulação do circuito amplificador integrador que compensará o efeito derivativo em frequência da espira
- 3 – Levantamento dos componentes parasitas presentes no circuito do amplificador integrador
- 4 – Design e construção da placa de circuito impresso com o circuito integrador

4.2.1 Projeto da espira

Algumas métricas são importantes durante o processo de se projetar a espira que servirá de ponta de prova para a sonda de campo próximo magnético construída. Neste trabalho, as características mais importantes a serem asseguradas devem ser sensibilidade (menor campo magnético sensível à ponta de prova) e resolução espacial (capacidade de diferenciar diferentes fontes de campo dispostas no espaço).

Os parâmetros de construção da espira foram escolhidos de forma a se obter resultados satisfatórios de resolução espacial e de sensibilidade. O ponto de partida foi a resolução espacial, pois limita o raio total da espira, cujo valor foi definido em 1.5mm para as aplicações de interesse desse trabalho. Foi também definido que o valor satisfatório de indutância desta bobina seria a que tivesse 50Ω em uma frequência intermediária (1GHz) do que definimos previamente do

que seria nossa faixa de operação (30MHz ~ 3GHz). Aplicando estes parâmetros nas equações 9 (impedância de um indutor) e 10 (valor de um indutor a partir de sua construção), tiramos os outros parâmetros construtivos a serem considerados na espira.

$$L = \frac{Z_{eq}}{j\omega} \quad (9)$$

$$L = \mu_0 N^2 \frac{A}{l} \quad (10)$$

Com isso, temos um indutor de 7.9nH. Esse valor é compatível com a figura 19, que mostra o parâmetro S_{11} medido em cima do indutor construído.

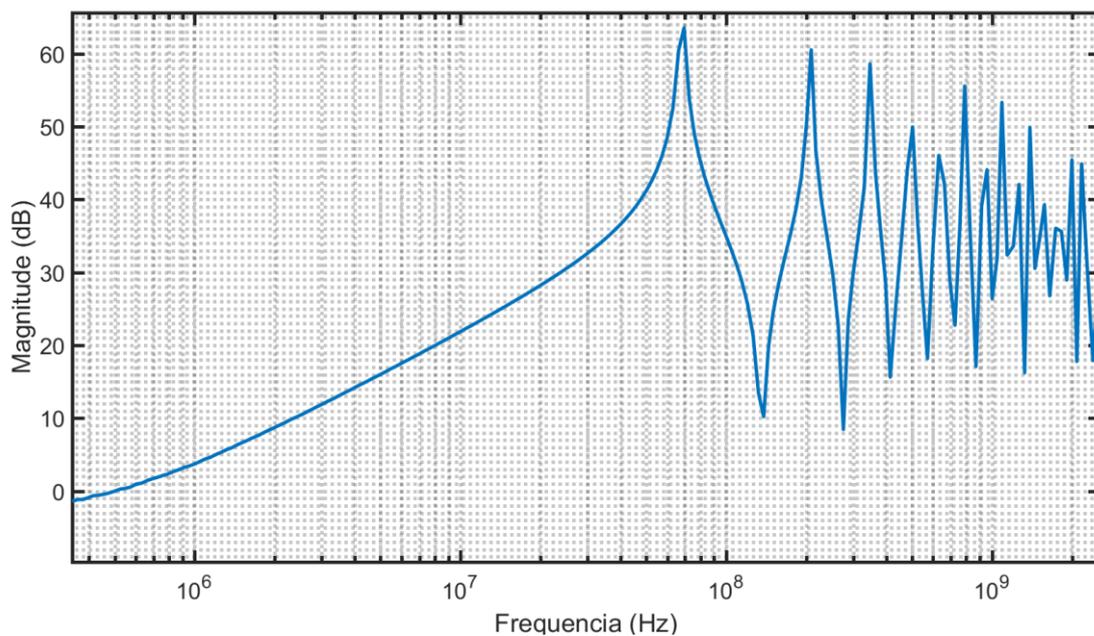


Figura 19 - Reflexão do indutor construído.
 FONTE: O autor (2019)

Com a ponta de prova construída, realizou-se uma medida de campo magnético na linha microstrip, como feito com a sonda comercial HZ552. A figura 20 mostra o S_{21} retirado do analisador de redes que se comportou conforme o esperado pela característica derivativa do indutor.

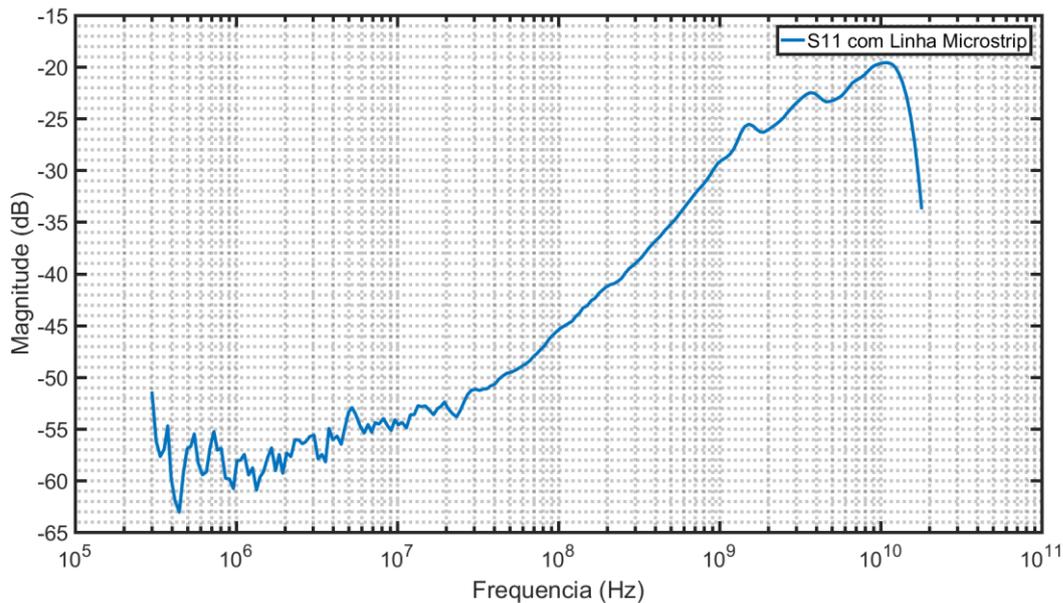


Figura 20 - Excitação nos terminais da espira ao ser exposta ao campo magnético da linha microstrip
 FONTE: O autor (2019)

4.2.2 Projeto do Circuito Amplificador Integrador

Para compensar o efeito derivativo da saída da espira, foi projetado um circuito integrador para que se integrasse o sinal excitado pelo campo magnético. A arquitetura proposta foi de um circuito amplificador de dois estágios construído com transistores BJT BFP640. A escolha do transistor foi pela facilidade de encontrá-lo no mercado e sua larga faixa de frequência de operação, atendendo às necessidades do projeto.

Para esquemático e simulações do circuito foi utilizado o software QUCS. Primeiramente foi montado um circuito amplificador integrador básico, com as variáveis R_1 , R_f , C_1 e C_f , como na figura 21.

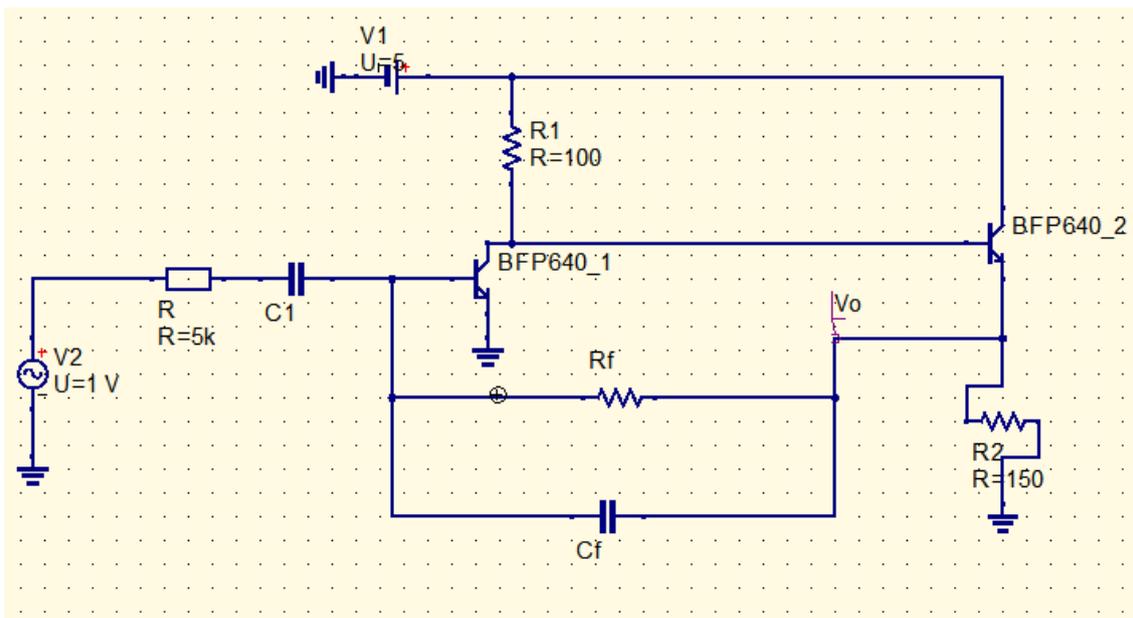


Figura 21 - Circuito amplificador simplificado
 FONTE: O autor (2019)

Os valores R_1 , R_f , C_1 e C_f foram encontrados através de sucessivas simulações e varredura de valores nesses componentes até que se obtivesse uma resposta aceitável para o que se propõe no projeto, levando em consideração a possibilidade prática de encontrar estes valores em componentes comerciais. A figura 22 mostra o circuito ideal final com valores de $R_f=10\text{k}\Omega$, $R_1=100\Omega$, $C_1=100\text{pF}$ e $C_2=220\text{pF}$. A alimentação foi setada em 5V. A figura 23 mostra a simulação da resposta do circuito amplificador integrador ideal projetado.

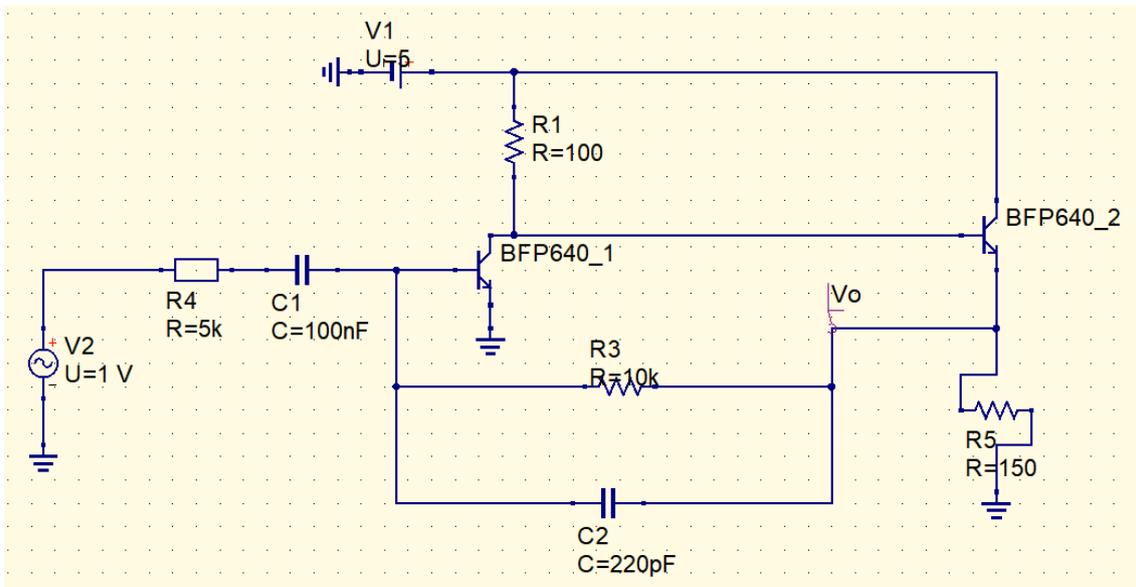


Figura 22 - Esquemático do circuito amplificador integrador ideal
 FONTE: O autor (2019)

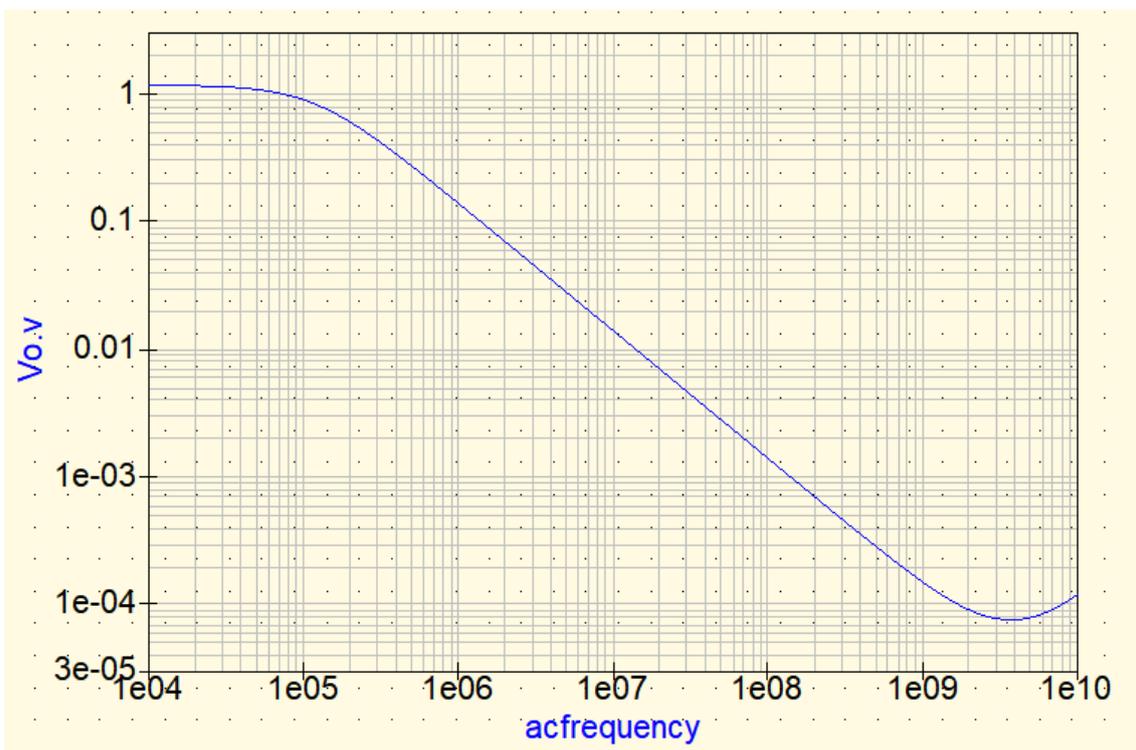


Figura 23 - Simulação da resposta do circuito integrador ideal
 FONTE: O autor (2019)

4.2.2.1 Levantamento dos componentes parasitas do circuito físico

Para melhor simular o circuito físico, teve-se de calcular quais componentes parasitas os componentes SMD físicos introduziriam no circuito ideal projetado e como esses parasitas interfeririam na resposta do integrador.

Foram feitas medições do coeficiente de reflexão (S_{11}) dos componentes SMD utilizados para o circuito físico no analisador de redes, e o levantamento dos componentes parasitas presentes nestas medidas foi realizado utilizando a teoria de modelos de parâmetros concentrados discutido na seção 3.5. Foi setada a equação 11 diretamente no analisador de redes para que a saída recebida fosse a impedância medida no componente a partir do parâmetro S_{11} , onde $Z_s = 50\Omega$ é a impedância de entrada das portas do analisador.

$$Z_{TL} = Z_s \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (11)$$

O capacitor SMD sob teste foi o de tamanho 0805 de 220pF. Consideramos os parasitas do capacitor de 100pF iguais aos medidos no capacitor de 220pF, devido ao fato de que a construção dos dois é idêntica fisicamente. A figura 24 mostra o coeficiente de reflexão do capacitor.

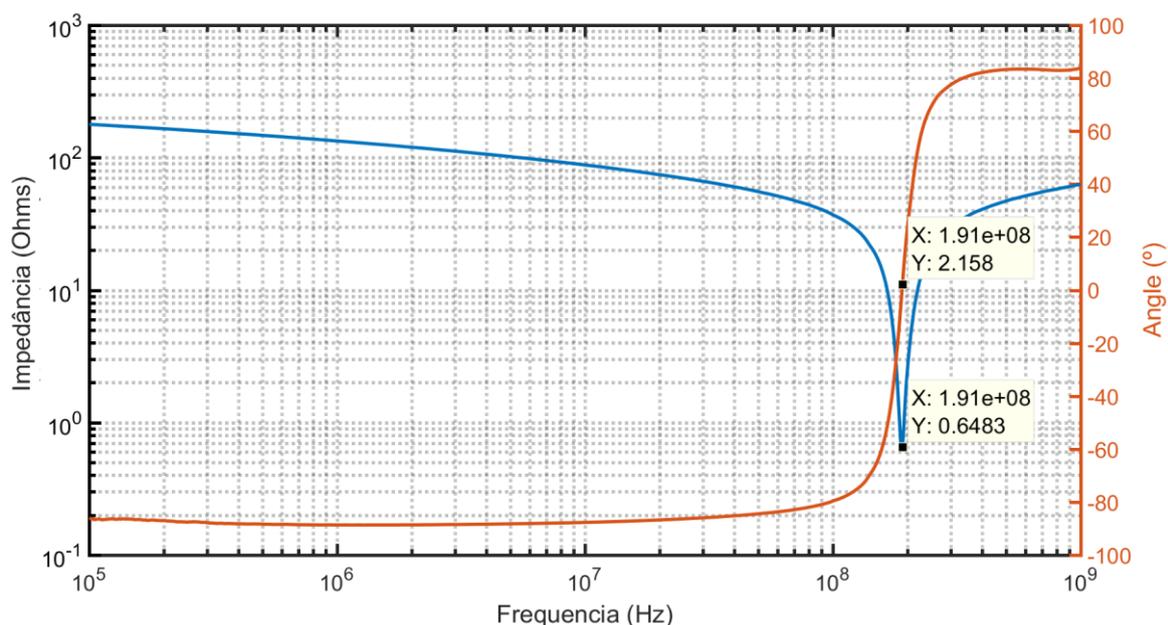


Figura 24 - Coeficiente de reflexão do capacitor SMD 0805 de 220pF
 FONTE: O autor (2019)

Aplicando o valor da frequência ω e da capacitância C do capacitor de teste na equação 6, obtemos uma indutância parasita L_p de 3.2nH. A resistência parasita R_p é a impedância medida na frequência de ressonância, ou seja, $R_p=1.03\Omega$.

Como discutido na seção 3.5.2, o resistor precisa de dois passos de medidas para que se retire o valor dos componentes parasitas presentes nele: um para cálculo do indutor parasita; e um para cálculo do capacitor parasita. O valor de indutância parasita é notado nas medidas de reflexão em resistores de baixa resistência. Foi colocado um resistor 0805 SMD de 10Ω na porta 1 do analisador. A figura 25 mostra a impedância do resistor ao longo da frequência.

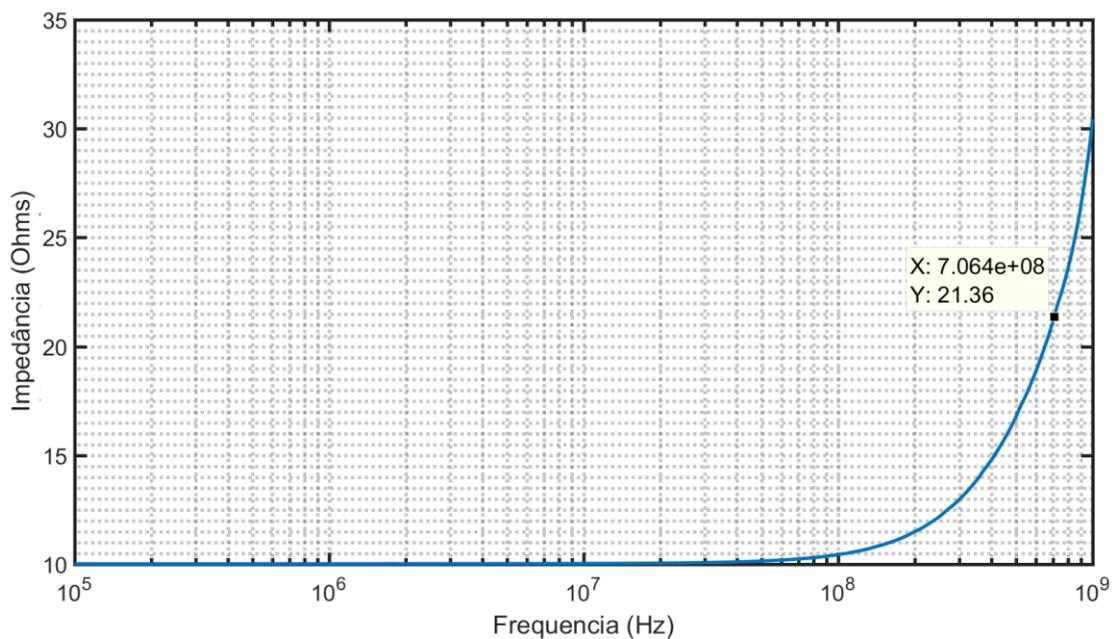


Figura 25 - Impedância de um resistor 0805 SMD de 10Ω
 FONTE: O autor (2019)

Ao se colocar a impedância Z de 21.3Ω retirada na frequência ω na equação 7, se obtém que a indutância parasita do componente é de 4.35nH . Esta indutância parasita será considerada a mesma para todos os resistores do circuito do integrado devido à idêntica construção física.

A capacitância parasita foi retirada através da medida do coeficiente de reflexão em um resistor de $5.5\text{k}\Omega$. A figura 26 mostra a impedância medida do resistor, a partir do S_{11} de acordo com a equação 11.

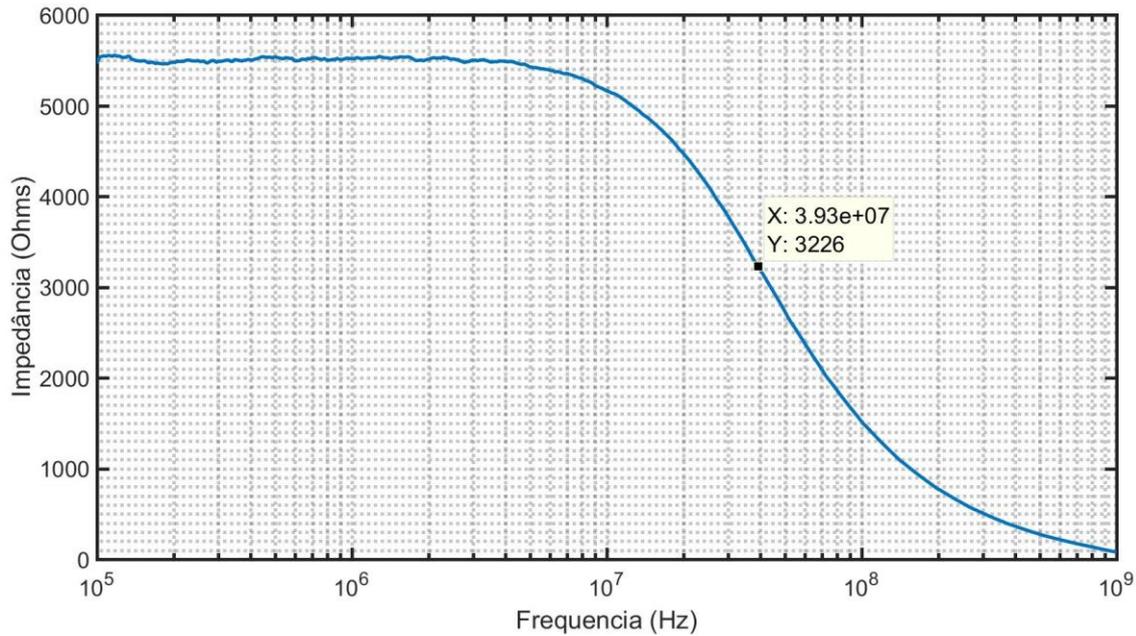


Figura 26 - Impedância medida num resistor 0805 de 5.5kΩ

Colocando a impedância Z de 3226Ω retirada na frequência ω na equação 8, se obtém que a capacitância parasita do componente é de 1.03pF. Esta capacitância foi considerada a mesma para todos os resistores do circuito.

4.2.2.2 Simulação do circuito integrador com componentes parasitas

Com os valores das indutâncias, capacitâncias e resistências parasitas presentes nos componentes SMD reais utilizados no circuito físico pôde-se obter uma simulação mais aproximada do que seria o comportamento real do amplificador integrador. A figura 27 mostra o esquemático do circuito final considerando os parâmetros parasitas calculados anteriormente.

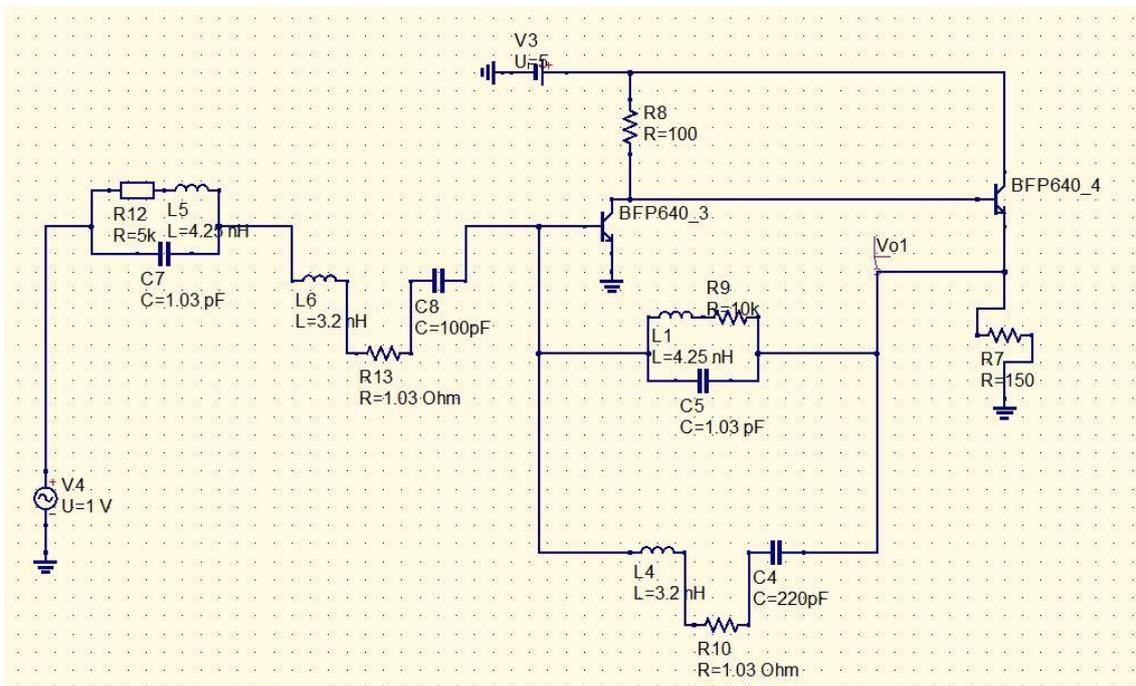


Figura 27 - Esquemático do circuito integrador considerando parasitas
FONTE: O autor (2019)

O comportamento simulado do circuito ideal comparado com o circuito com presença de componentes parasitas é mostrado na figura 29.

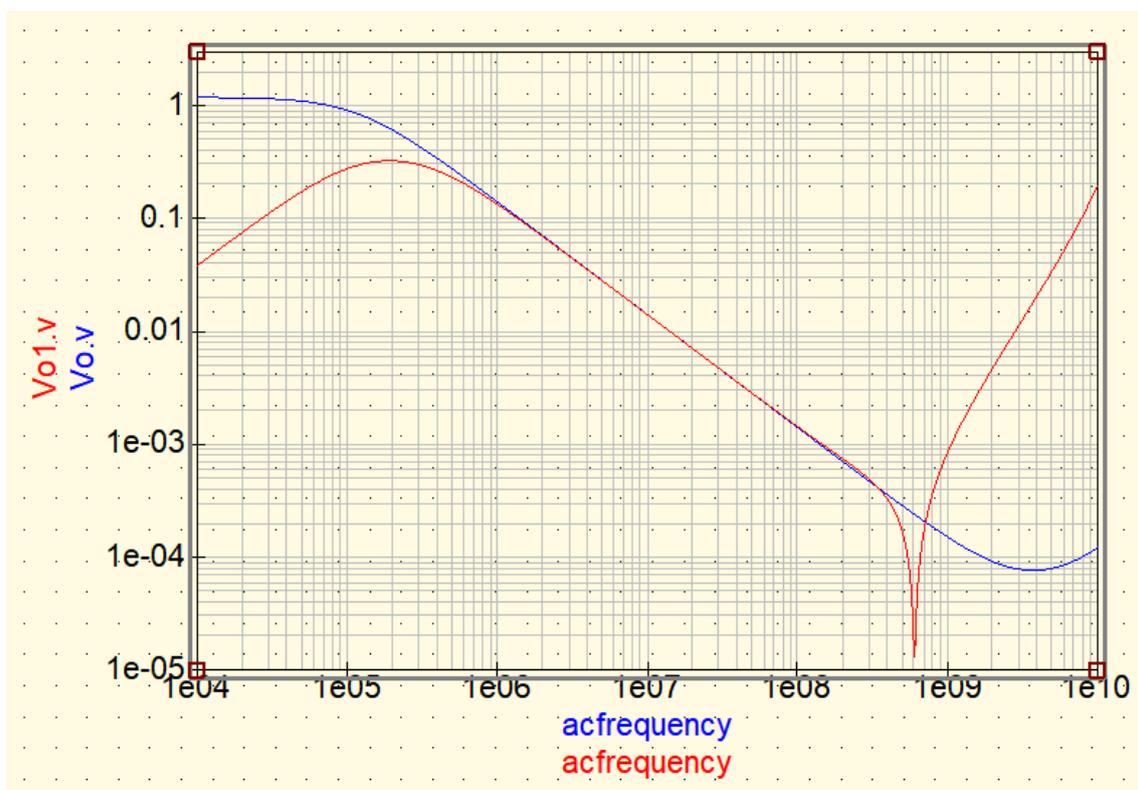


Figura 28 - Comparação circuito sem parasitas x com parasitas
FONTE: O autor (2019)

Com as simulações prontas, pôde-se prosseguir para o design e

confeção da placa com o circuito integrador.

4.2.3 Confeção do circuito físico do integrador

O circuito físico do integrador foi feito em uma placa de circuito impresso. A partir do circuito integrador projetado no Qucs e a definição do uso de componentes SMD de tamanho 0805, foi utilizado o software Eagle para importar as bibliotecas referentes a esses componentes reais e poder desenhar o leiaute do circuito. O esquemático do circuito no Eagle é mostrado na figura 29.

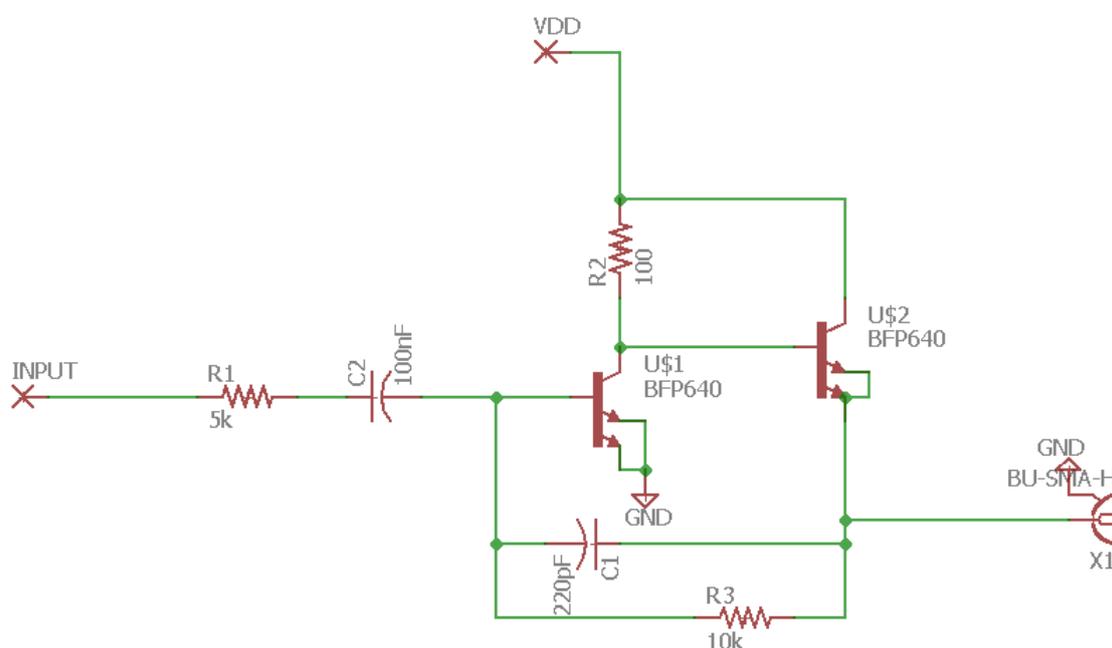


Figura 29 - Esquemático do circuito projetado no Eagle Autodesk
 FONTE: O autor (2019)

4.2.3.1 Leiaute da PCI

O leiaute da placa de circuito impresso do circuito amplificador integrador projetado foi construído visando uma menor trilha entre componentes a fim de evitar mais parasitas no circuito do que os já considerados no modelo de parâmetros concentrados dos componentes de SMD. A placa projetada teve um tamanho total de 34.8 mm x 17.9 mm e está mostrada na figura 30.

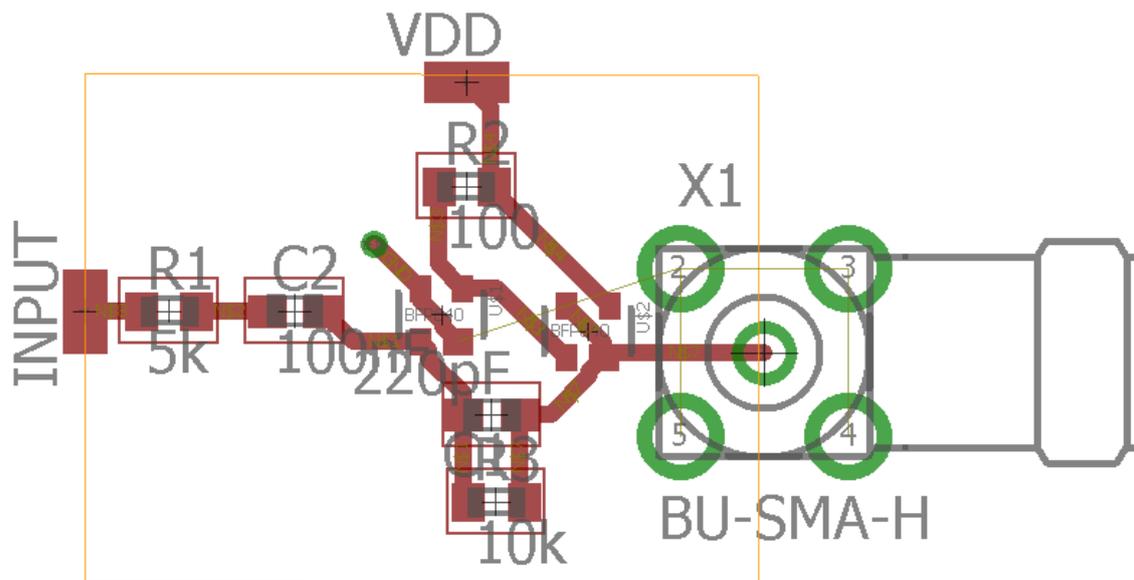


Figura 30 - Leiaute da placa de circuito impresso que receberá o circuito integrador

5. CONCLUSÃO

No trabalho proposto obteve-se sucesso em parte dos objetivos iniciais do projeto. O conhecimento teórico e prático adquirido em laboratório foi aumentado significativamente, bem como técnicas de soldagem em componentes SMD e experiência com medidas em altas frequências realizadas com analisadores de redes.

Os resultados intermediários foram satisfatórios, atingindo o esperado na maioria dos itens propostos como simular perfis de emissão eletromagnética, realizar medidas de varredura em frequência em diferentes dispositivos e projetar uma bobina funcional. Porém, não foi atingido um dos objetivos específicos iniciais que era o de construção física da placa de circuito impresso projetada, apesar do projeto e simulação dele em software. A construção da placa de circuito impresso teria de ser o pontapé inicial de trabalhos futuros de continuação ao trabalho aqui presente.

6 REFERÊNCIA BIBLIGRÁFICA

SMITH, K. SEDRA, A. **Microelectronics. 5ª ed.** São Paulo. Pearson, 2007

SIVARAMAN, N. **Design of magnetic probes for near field measurements and the development of algorithms for the prediction of EMC.** Université Grenoble Alpes, 2018.

CHANIOTAKIS, M. CORY, D. **Introduction to Electronics, Signals, and Measurement.** MIT Course, Spring 2006

DI PAOLO, F. **Networks and devices using planar transmission lines;** 2001

MAVER, W. Jr. "**Electricity, its History and Progress**", The Encyclopedia Americana; a library of universal knowledge, vol. X, pp. 172ff. (1918). New York: Encyclopedia Americana Corp.

S. B. Cohn, "**Problems in strip transmission lines,**" IRE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-3, no. 2, pp. 119–126, Mar. 1955

Rainbow Power Company. **Electromagnetic Interference.**
<https://www.rpc.com.au/pdf/electromagnetic_interference.pdf> Acessado em 1 de junho de 2019.