

Capítulo III

Metodologias de atraso de fase em micro-ondas aplicadas à detecção de gases em baixas concentrações

3.1 INTRODUÇÃO

Desde tempos antigos, o desenvolvimento de técnicas que permitiam a medição e, portanto, o controle de fenômenos naturais de interesse foi crucial para a evolução e estruturação da sociedade moderna. Tais técnicas são primariamente aplicadas na construção de sensores, elementos de transdução que permitem a transformação de fenômenos físicos em grandezas elétricas, mensuráveis e/ou atuáveis.

Dentre as muitas aplicações destinadas aos sensores modernos, destaca-se sua utilização na medicina. Técnicas de medição do estado de polarização do núcleo atômico permitiram o desenvolvimento de máquinas de ressonância magnética nuclear [1] (RMN), enquanto o desenvolvimento de biosensores permitiu a identificação e subsequente controle de doenças pandêmicas tal como a COVID-19 [2].

Dentre os inúmeros requisitos exigidos dos sistemas de transdução aplicados à medicina, destaca-se a necessidade de se evitar intervenções que sejam invasivas ao corpo de um indivíduo. Ou seja, prevenir que sejam realizadas incisões e, portanto, que o organismo seja exposto a mais vias de contaminação com o ambiente externo.

Dado o contexto acima, a elaboração de sensores para aplicações médicas que possam ser utilizados de maneira não-invasiva e não-intrusiva [3, 4, 5] tomou uma posição de destaque, particularmente sensores que fazem uso da interação entre as moléculas de um corpo de prova e o Campo Eletromagnético (EM).

Máquinas de RMN, como já mencionado, são exemplo tanto da aplicação de sensores baseados em ondas EM, quanto de suas principais inconveniências: complexidade e custo. Com tais desvantagens em mente, boa parte do desenvolvimento atual na área é voltado à criação de sensores menores, mais simples e que possam ser produzidos em quantidades massivas por meios de produção já estabelecidos.

Com tais considerações em mente, destaca-se a utilização de sensores de microondas na detecção de gases orgânicos voláteis (VOC) na medicina, principalmente em sua capacidade de detecção de doenças em estágio prematuro. Em especial, a síndrome metabólica de resistência à insulina (Diabetes Melito Tipo 1 - DM1), pode ser detectada por meio da presença de concentrações anormais de acetona no hálito [6].

Diversos estudos voltados à detecção de diabetes por meio de acetona apresentaram resultados positivos [7-11]. Contudo, devido em parte às baixíssimas concentrações de

acetona a serem detectadas, e em parte ao ambiente altamente complexo presente no hálito humano, são necessários métodos com alto poder discriminativo e de alta sensibilidade. Adicionalmente, é sabido que análises médicas fazem uso de quantidades diminutas de analitos, impondo também restrições quanto aos volumes de amostra a serem analisados.

Assim, esta pesquisa procura explorar o desenvolvimento de sensores de microondas aplicados à detecção de VOC (em particular a acetona), utilizando estruturas de micro-ondas, visando compreender, e em certa medida satisfazer, as problemáticas apontadas acima.

3.2 OBJETIVOS E RESUMO DAS ATIVIDADES DESENVOLVIDAS

Este trabalho tem por objetivo principal a exploração de estruturas de micro-ondas aplicadas à caracterização de atmosferas gasosas por meio de métodos de espectroscopia de impedância em altas frequências, propondo alternativas aos trabalhos realizados atualmente por meio de novas metodologias construtivas, e otimizações aplicadas aos sistemas de detecção e aos processos de calibração do sistema.

De modo sucinto, os objetivos são listados abaixo:

- a) Estudo dos mecanismos elétricos representados pela permissividade elétrica complexa de um meio.
- b) Desenvolver estruturas de microondas em linhas de microfita que sejam capazes de realizar a espectroscopia de atmosferas gasosas com baixas concentrações.
- c) Propor novas configurações de transdutores de microondas para aumento de sensibilidade e acurácia.
- d) Especificar e projetar elementos sensores e detectores com as novas configurações propostas.
- e) Construir sistema de detecção projetado.
- f) Caracterizar sensores projetados nas faixas de frequências de operação delimitadas, fazendo-se medidas de parâmetro de espalhamento e de impedâncias dos elementos.
- g) Comparar os resultados experimentais dos sistemas de transdução construídos com resultados de simulações computacionais EM-3D, discutindo-se os méritos e limitações da metodologia escolhida e das configurações propostas.

3.3 METODOLOGIA

A fim de se alcançar os objetivos descritos anteriormente, foram planejadas etapas com base nas quais o trabalho será conduzido:

- *Estudo bibliográfico de metodologias de espectroscopia em microondas e suas estruturas de microondas associadas*

O estudo bibliográfico das metodologias de espectroscopia compreende uma revisão da teoria de circuitos de microondas, dando ênfase em estruturas de divisão de potência; estruturas de casamento de impedância; e estruturas de detecção. Ao mesmo tempo, essa etapa prevê a realização de uma pesquisa de estruturas de microondas aplicadas à caracterização elétrica de gases reportadas na literatura técnica e de seus resultados experimentais.

- *Estudo bibliográfico do fenômeno de polarização dielétrica*

O estudo bibliográfico do fenômeno de polarização dielétrica compreende uma revisão da teoria eletromagnética, dando ênfase nos fenômenos de polarização, relaxamento e outros associados. Ao mesmo tempo, essa etapa prevê a realização de uma pesquisa de modelos matemáticos de polarização dielétrica aplicada aos gases de interesse; e de outros materiais associados que possam ser de utilidade reportadas na literatura técnica e de seus resultados experimentais.

- *Avaliação e seleção dos programas mais adequados para simulações computacionais EM-3D de circuitos de microondas para o processo de transdução proposto*

A avaliação de programas de simulação computacional EM-3D consiste no estudo dos recursos oferecidos pelos mesmos, avaliando-se suas funcionalidades e limitações para simulações de circuitos de microondas. Com base nesse estudo, são selecionados os programas mais adequados para a execução de simulações. Dentre os mesmos estão Advanced Design System (ADS), da Agilent Technologies, e CST Studio Suite, da Computer Simulation Technology (CST).

- *Estudo e definição de especificações e proposição de novas configurações para o sistema de transdução de microondas*

Nesta etapa serão definidas as especificações dos circuitos de microondas a serem utilizados no processo de espectroscopia e com base nelas serão propostas novas configurações que conduzam ao aumento de sensibilidade e acurácia do dispositivo.

- *Projeto dos circuitos especificados*

Estando definidas as especificações do sistema de transdução, nesta etapa é realizada a escolha e cálculo de estruturas e de geometrias a serem empregadas.

- *Simulações computacionais EM-3D dos circuitos projetados e otimização de seus parâmetros*

Nesta etapa é realizada uma verificação preliminar do desempenho do sistema de transdução em relação ao esperado em simulações EM-3D. Com base nessa comparação, o dispositivo é otimizado a fim de que se aproxime ao máximo dos valores simulados.

- Fabricação dos circuitos projetados

A etapa de fabricação das estruturas propostas será realizada utilizando-se técnicas de usinagem CNC, mais especificamente por meio de desbaste laser.

- Medidas de parâmetros S dos circuitos construídos

Feita a construção dos dispositivos, prevê-se uma etapa de caracterização dos parâmetros de interesse. Nesta etapa também serão discutidas técnicas de calibração do dispositivo.

- Análises comparativas de resultados

Com a disponibilidade de resultados experimentais e de resultados de simulações computacionais EM-3D, são propostas duas análises comparativas com o intuito de se validar o desempenho das novas configurações propostas de antenas planares de micro-ondas e de se discutir vantagens e limitações dessas configurações e da metodologia de projeto empregada.

A primeira análise consiste em uma comparação entre características experimentais das antenas fabricadas e resultados de simulações computacionais EM-3D, com discussão do procedimento de projeto utilizado. A segunda análise constitui-se em uma comparação entre características experimentais das antenas fabricadas e características de antenas planares de micro-ondas reportadas na literatura, com discussão das configurações propostas.

3.3.3 Avaliação e seleção dos programas mais adequados para simulações computacionais EM-3D de circuitos de microondas para o processo de transdução proposto

Em uma etapa preliminar, foi realizada uma avaliação e seleção dos programas de simulação computacional EM-3D utilizados no trabalho, que são ADS da Keysight Technologies, mais especificamente os componentes Momentum e FEM, CST Studio Suite, mais especificamente o componente Microwave Studio, e o software COMSOL Multiphysics.

Com base nos recursos disponíveis em cada programa, optou-se inicialmente pela utilização do programa ADS para simulações dos circuitos a serem fabricados por sua fácil integração entre design de circuitos e geração de layout.

Foi dedicado esforço para familiarização e domínio das configurações e simulações do ADS. Mais especificamente, na área otimização de estruturas de transdução para possíveis configurações de placa a serem utilizadas.

3.3.4 Estudo e definição de especificações do sistema de transdução de microondas

Para definição dos requisitos do sistema, foram construídos os diagramas Black Box, Transparent Box e Funcional. O primeiro, é uma representação simplificada do sistema que visa a compreensão de quais partes do sistema são escopo da pesquisa a ser realizada. O modelo Transparent Box adiciona

complexidade em cima do modelo anterior ao elaborar quais as macro tarefas a serem realizadas pelo sistema. Por fim, o diagrama funcional nos dá uma compreensão melhor de quais blocos funcionais deverão ser implementados na prática, os quais realizarão as “tarefas” mais básicas do sistema.

Em termos gerais, o sistema de transdução proposto almeja a medição de um sinal de saída que seja proporcional à concentração de gases presentes em um ambiente controlado.



FIGURA 3.1 - Diagrama Black-Box do Sistema

O diagrama funcional simplificado da Fig. 3.1 mostra quais as entradas e saídas do sistema, direcionando os esforços de pesquisa com clareza.

Para realizar tal medição, dentre as diversas metodologias propostas na literatura, propõe-se um sistema que faça uso da mudança da velocidade de propagação de uma onda eletromagnética em um meio gasoso para estimar qual a permissividade elétrica da atmosfera em análise.

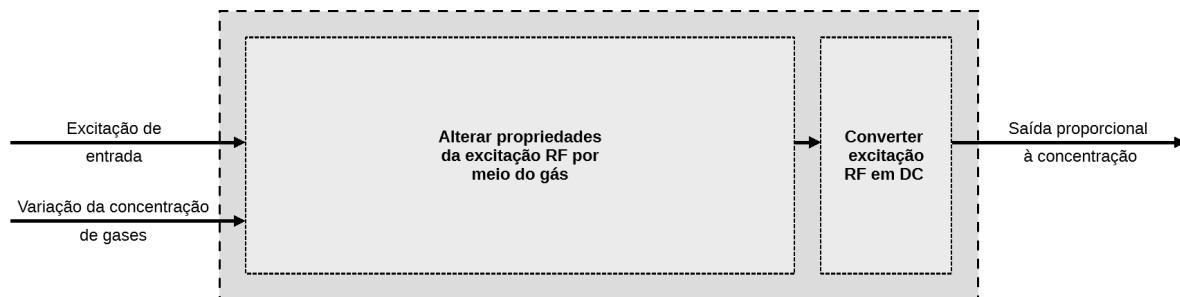


FIGURA 3.2 - Diagrama Transparent-Box do Sistema

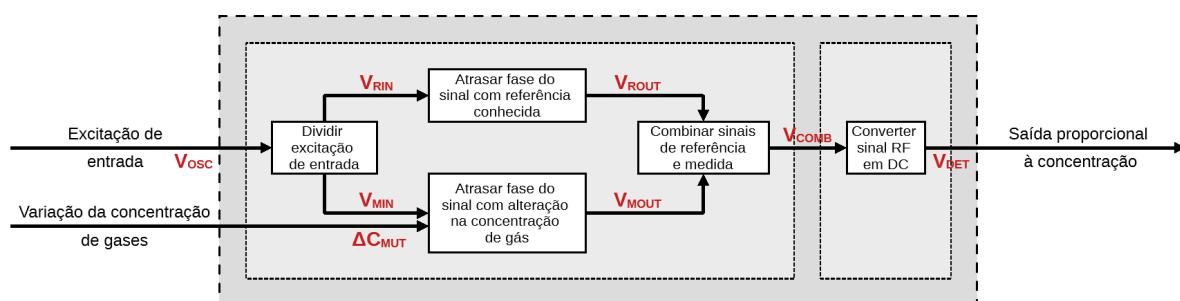


FIGURA 3.3 - Diagrama Equacional do Sistema

A alteração das propriedades de propagação da onda eletromagnética no meio guiado será realizada por meio da divisão de um sinal de entrada; da passagem de parte do sinal em um ambiente de referência e outra na atmosfera gasosa; e da combinação dos dois sinais em uma única saída, a qual deverá ser convertida para um sinal DC para medição por equipamentos externos.

A presença explícita das tensões em cada nó conectando dois blocos do sistema auxilia na elaboração de equações parciais que descrevem a dinâmica do sensor e fornecem de modo quantitativo quais os pontos focais de interesse de pesquisa do projeto.

$$\frac{\partial V_{DET}}{\partial C_{MUT}} = \frac{\partial \epsilon_{MUT}}{\partial C_{MUT}} \cdot \frac{\partial \epsilon_{eff}}{\partial \epsilon_{MUT}} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial \epsilon_{eff}} \cdot \frac{\partial |V_{COMB}|}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial V_{DET}}{\partial |V_{COMB}|}$$

De acordo com a definição do problema e escopo do projeto, objetivo final almejado é a maximização da variação da saída do sistema (∂V_{DET}) com relação à variação da concentração de gases presentes na atmosfera (∂C_{MUT}). Fazendo uso da equação acima, percebe-se que tal relação depende de:

- Como a variação da concentração de gás na atmosfera influencia na permissividade relativa equivalente da mistura de gases presentes ($\frac{\partial \epsilon_{MUT}}{\partial C_{MUT}}$).
- Como a variação da permissividade da mistura de gases influencia na variação da permissividade efetiva do meio guiado ($\frac{\partial \epsilon_{eff}}{\partial \epsilon_{MUT}}$).
- Como a variação da permissividade no meio guiado influencia na variação do atraso de fase ao qual a excitação de entrada da estrutura de medição é submetida ($\frac{\partial \theta}{\partial \epsilon_{eff}}$).
- Como a variação da fase da estrutura de medição influencia na variação da tensão resultante após a combinação das ondas na estrutura de medição e da estrutura de referência ($\frac{\partial |V_{COMB}|}{\partial \theta}$).
- Como a variação da tensão após a estrutura de soma de ondas guiadas influencia na variação da tensão detectada pela estrutura de conversão RF para DC ($\frac{\partial V_{DET}}{\partial |V_{COMB}|}$).

Cada componente da lista acima será utilizado para avaliação das estruturas e dos métodos construtivos propostos durante o trabalho realizado.

Por sua vez, as condições de contorno que esclarecem sob quais condições físicas tais medidas deverão ocorrer, são dadas pelos distúrbios os quais as entradas do sistema podem ser submetidas. As condições mais importantes consideradas são:

- Atmosfera sob análise
 - Concentração da atmosfera sob análise: **0.01% (100 ppm) -> 10%**
 - Temperatura da atmosfera sob análise: **23 °C -> 25 °C**

- Excitação de Entrada
 - Frequência da excitação de entrada: **4 GHz -> 6 GHz**
 - Potência da excitação de entrada: **0 dBm**

Adicionalmente, as métricas associadas ao desempenho do sistema enquanto sensor de gases são derivadas da saída do sistema e sua relação com as entradas.

- Sensibilidade
- Range de Operação
- Seletividade

3.3.5 Proposição de configurações para o sistema de transdução de microondas

Como já abordado em seções anteriores, a proposta da pesquisa é calcada na utilização de linhas de transmissão planares como elementos sensores na caracterização eletromagnética de atmosferas gasosas de interesse, não só devido à sua versatilidade construtiva, mas também ao seu tamanho e custo associado.

Para concretização do diagrama funcional elaborado na Fig. 3.3, foi concebido o sistema da Fig. 3.4 (abaixo) no qual são esclarecidas quais as estruturas de micro-ondas a serem desenhadas, simuladas, construídas e medidas.

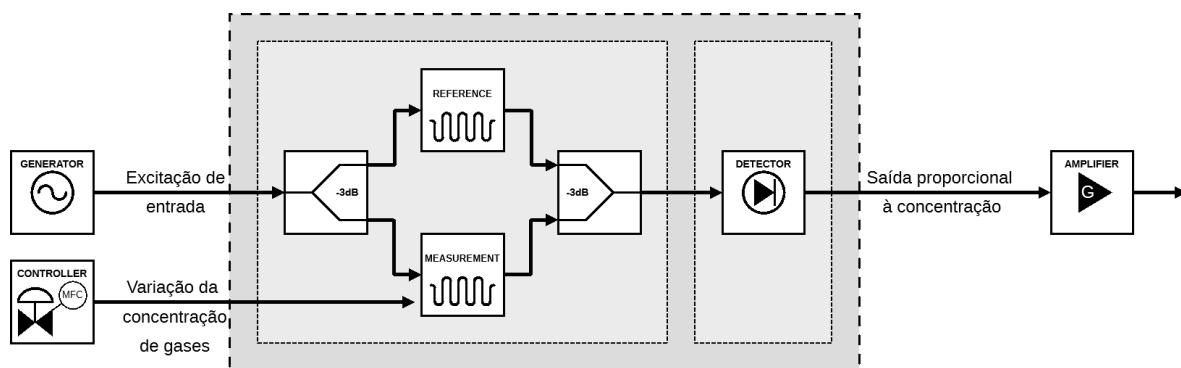


FIGURA 3.4 - Diagrama Construtivo do Sistema

No sistema proposto, um sinal com potência e frequência é gerado por uma fonte (oscilador ou VNA) e injetado em uma linha de referência e uma linha sensível por meio de um divisor de potência. A diferença de fase entre as linhas de referência e de medição é então transformada em uma variação da amplitude por meio da combinação dos sinais. Por fim, a onda na saída do combinador de potência é então retificada pelo detector, fornecendo uma tensão que é proporcional à tensão de entrada, e amplificada até um nível adequado por meio de um estágio amplificador de saída.

Note-se que a geração de excitação senoidal na entrada do sistema; de concentrações de gases e a amplificação do sinal de saída do sistema não fazem parte do escopo do projeto, e cada um dos blocos mencionados será realizado por equipamentos externos.

3.3.6 Simulações computacionais EM-3D dos circuitos projetados e otimização de seus parâmetros

3.3.6.1 Estruturas de transdução planares

Como apresentado na arguição teórica, existem inúmeras estruturas de microondas que podem ser utilizadas para realização da operação de transdução. Notoriamente, linhas de microfita, stripline e guias de onda coplanares aterradas são as mais comuns e, deste modo, foram selecionadas para serem simuladas para uma avaliação preliminar de sensibilidade das estruturas de transdução.

Dado o objetivo de se compreender qual das estruturas é a melhor para ser utilizada em um sensor de micro-ondas, inicialmente as três estruturas foram otimizadas por meio do programa de “Design de Linhas de Impedância Controlada” do ADS para que apresentassem uma impedância de **50 ohms em 5 GHz**.

O material utilizado como substrato é fornecido pela Rogers Corp (Kappa 438) com **20 mils (0.504 mm) de espessura** e permissividade , com uma camada de **17 um de cobre** em ambas as superfícies. Cada linha simulada possui **10mm de comprimento**.

Para cada configuração de substrato, as variáveis de design foram otimizadas para que as linhas apresentassem uma impedância de 50Ω em 5 GHz.

Com as dimensões das linhas padrão em mãos, foram realizadas diversas simulações de parâmetros de espalhamento (ADS Momentum) a fim de se entender melhor o desempenho de cada alternativa. Buscou-se evidenciar nas simulações cinco aspectos que compõe o comportamento das linhas sob análise:

- i. Variação da Impedância da Linha devido à mudança de permissividade
- ii. Variação da Fase da onda devido à mudança de permissividade
- ii. Variação da Fase da onda comparada à alteração na impedância da linha
- iv. Variação da Impedância da Linha devido a alteração da frequência de operação
- v. Variação da Fase da onda comparando permissividade e volume amostrado

Apesar de a especificação desejada das linhas ser limitada a um range de frequências de 3 GHz a 7 GHz, as simulações SP foram realizadas em um intervalo de 1 GHz a 10 GHz como margem de segurança do desempenho esperado.

Simulações SP foram realizadas no range especificado variando-se a permissividade do DUT, permitindo uma análise do comportamento das linhas tanto em frequência, quanto em relação à permissividade desejada. Com a finalidade de se avaliar a sensibilidade das linhas de transmissão aos gases que serão eventualmente detectados, variou-se a permissividade desde 1.000 até 1.100 em incrementos de 0.010. Nas figuras 41 a 45 são apresentados os resultados das simulações obtidas.

O primeiro resultado obtido foi a alteração do atraso de fase nominal da linha devido à presença de uma atmosfera com permissividade diferente da referência. Como esperado, devido a um maior confinamento do campo eletromagnético dentro da região onde há alteração da permissividade elétrica do meio, a linha mais sensível é a Stripline, com uma sensibilidade esperada de 11.4° por variação de unidade da permissividade do meio.

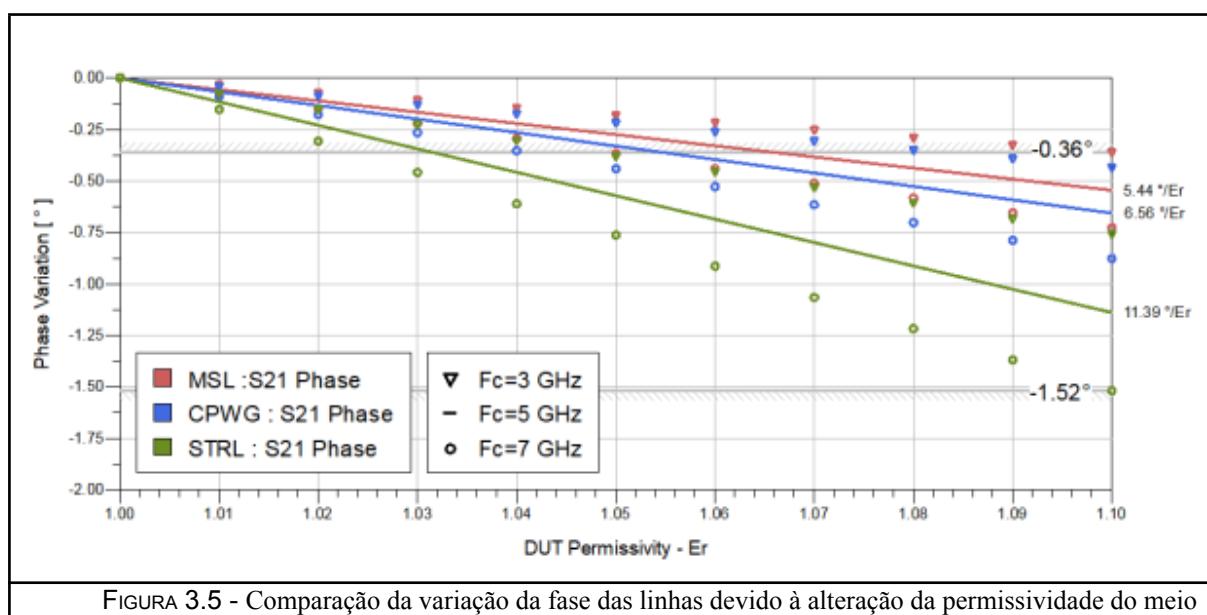
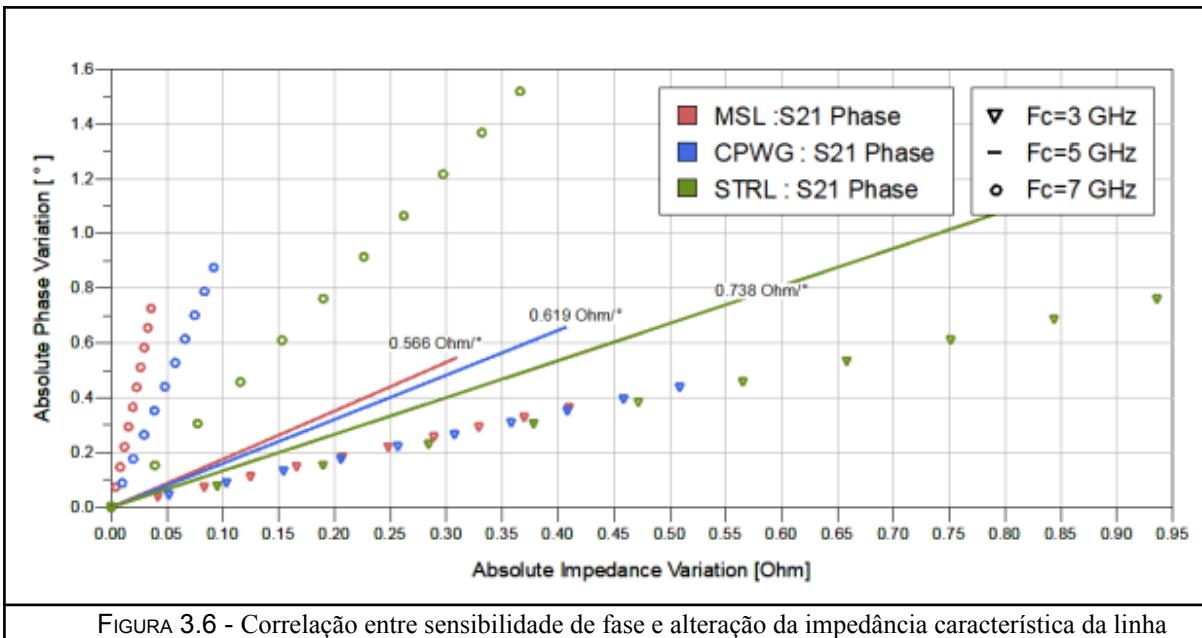


FIGURA 3.5 - Comparação da variação da fase das linhas devido à alteração da permissividade do meio

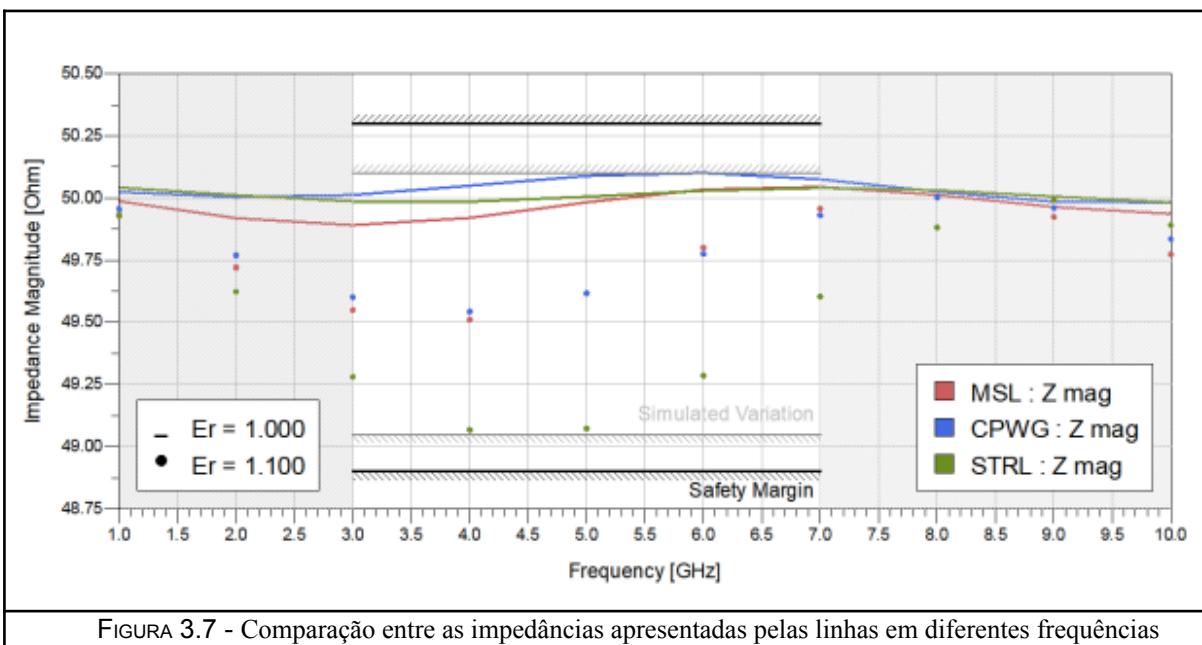
Por outro lado as linhas de microfita e as guias de onda coplanares apresentam aproximadamente metade da sensibilidade com 5.44° e 6.56° respectivamente. Devido à linearidade na relação entre e a sensibilidade estimada nesse range pode ser estendida para qualquer variação, sendo dependente apenas da temperatura, frequência de análise e da geometria da linha de transmissão.

Após a obtenção dos valores de sensibilidade da fase, foram obtidos dados da impedância das linhas simuladas quanto à variação da permissividade da atmosfera sob investigação, Fig. 3.5.

Idealmente, a alteração do atraso de fase por meio da permissividade não acarretaria em efeitos na magnitude da impedância característica da linha. Contudo, como o atraso de fase percebido pela onda passante é inexoravelmente ligado à impedância da linha, sempre haverá alguma alteração na impedância. Portanto, é de grande importância uma boa estimativa da correlação entre as duas grandezas para que o valor do descasamento de impedância de 50Ω seja considerado no projeto dos combinadores e divisores de potência.



Além disso, outro fator de interesse é o desempenho das linhas com relação à frequência da onda passante.



Como mencionado nas métricas gerais definidas para o sistema, estabeleceu-se que o sensor deve ser capaz de operar de 3 GHz a 7 GHz. Como pode ser visto na Fig. 3.7, é esperado que com uma permissividade a impedância das linhas assuma um valor entre 49.90Ω e 50.10Ω . Quando a variação total é levada em conta, no pior caso pode se esperar uma variação entre 49.05Ω e 50.10Ω para uma linha de 10 mm.

Outro aspecto a ser compreendido é o volume efetivo de interação entre os campos eletromagnéticos passantes pelas linhas de transmissão e pela atmosfera gasosa sob análise. Como já mencionado, na medida em que a onda eletromagnética se propaga pela linha de

transmissão, campos elétricos e magnéticos se propagam ortogonalmente entre si (e entre a direção de propagação de potência), permeando o espaço no entorno da linha. Por este motivo, é possível se realizar a transdução do fenômeno de permissividade sem que a linha esteja em contato direto com a atmosfera gasosa.

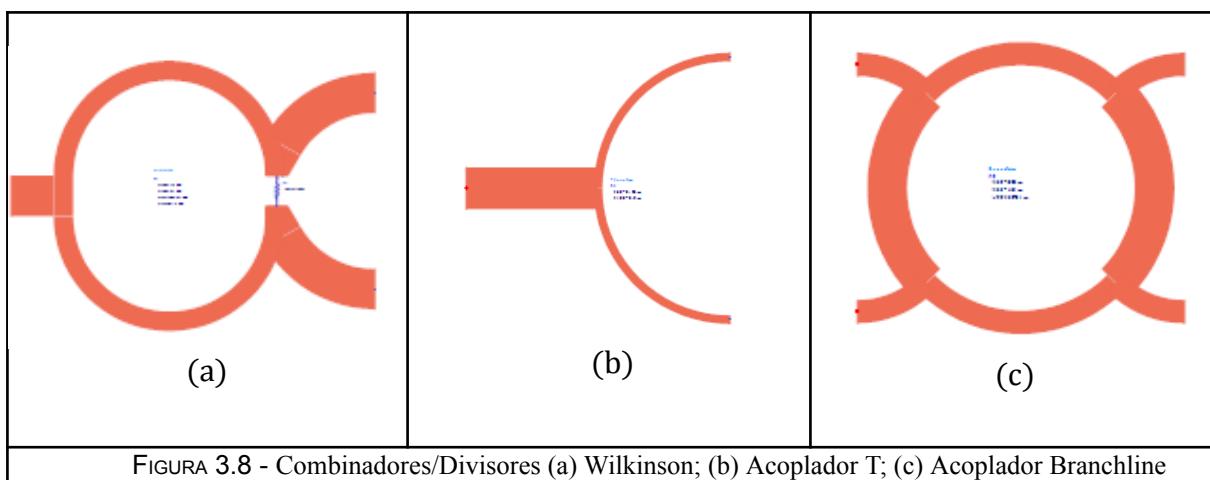
Contudo, apesar de a propagação dos campos no entorno da linha ser ilimitada, a densidade do campo decai com a distância até a linha. A partir de uma distância específica, a interação entre o campo EM e os átomos que compõem a atmosfera se torna irrelevante, definindo um contorno e, portanto, um volume, ao redor da linha onde efetivamente ocorre o fenômeno de transdução.

Tomando-se todas as simulações realizadas para entendimento do comportamento das linhas de transmissão, fica evidente que o elemento mais sensível para o processo de transdução é a stripline.

3.3.6.1 Estruturas de divisão/combinação de potência

Após o estudo a respeito das estruturas de transdução de permissividade para atraso de fase, o próximo passo dentro da elaboração do projeto foi a análise a respeito das estruturas que irão combinar e dividir a potência no circuito. Como o processo de combinação e divisão são idênticos, com exceção apenas à definição das entradas e saídas, ambos serão tratados na mesma discussão.

Levando esse aspecto em consideração, foram simuladas três estruturas básicas no ambiente Momentum do ADS a fim de se averiguar qual o desempenho esperado dos combinadores/divisores. Todas as estruturas foram desenhadas para utilização dos substratos já mencionados anteriormente usando linhas de microfita para facilidade no design e medição.



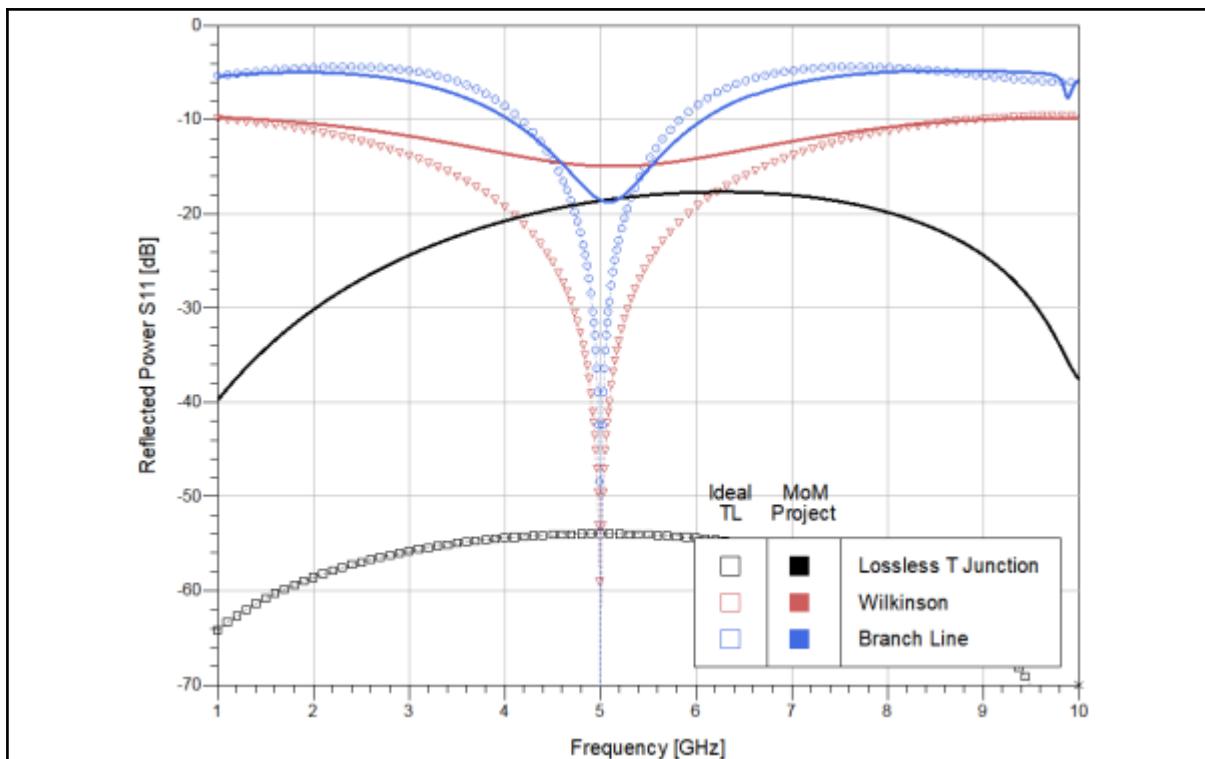


FIGURA 3.9 - Comparaçāo entre S11 apresentada pelos combinadores/divisores

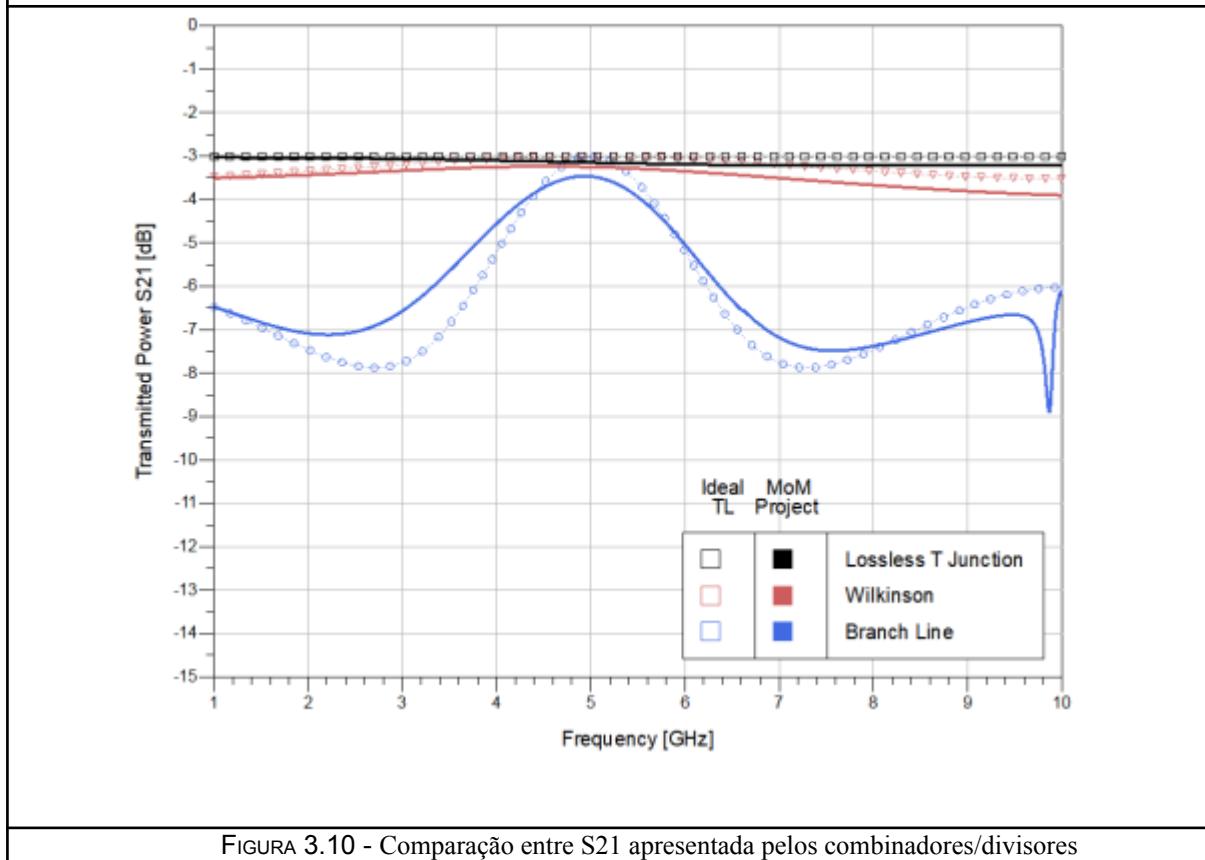


FIGURA 3.10 - Comparaçāo entre S21 apresentada pelos combinadores/divisores

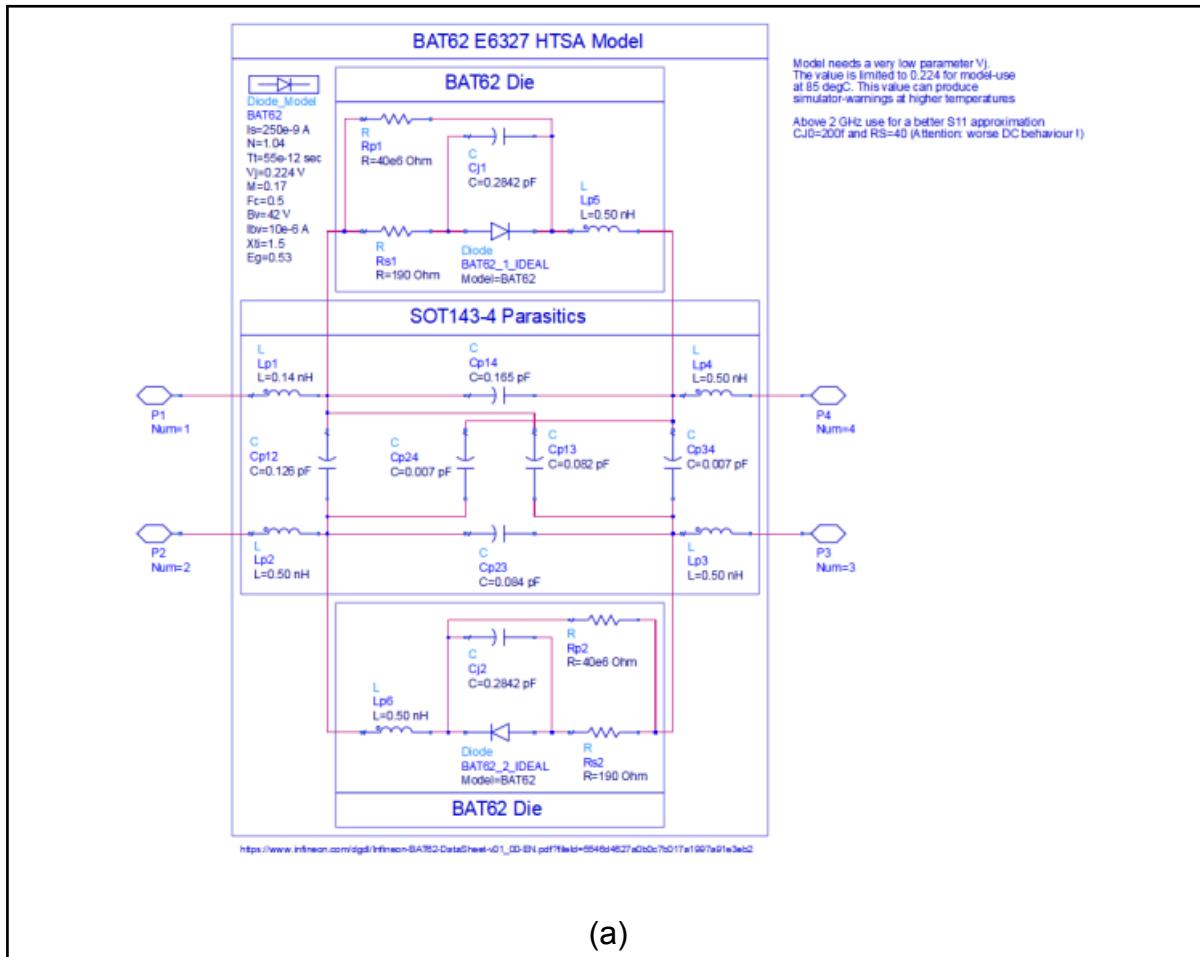
Quando comparadas as potências refletidas e transmitidas por cada estrutura, fica evidente que a topologia BranchLine, tanto em sua concepção ideal, quanto em sua realização física apresenta um desempenho de menor banda do que as outras alternativas.

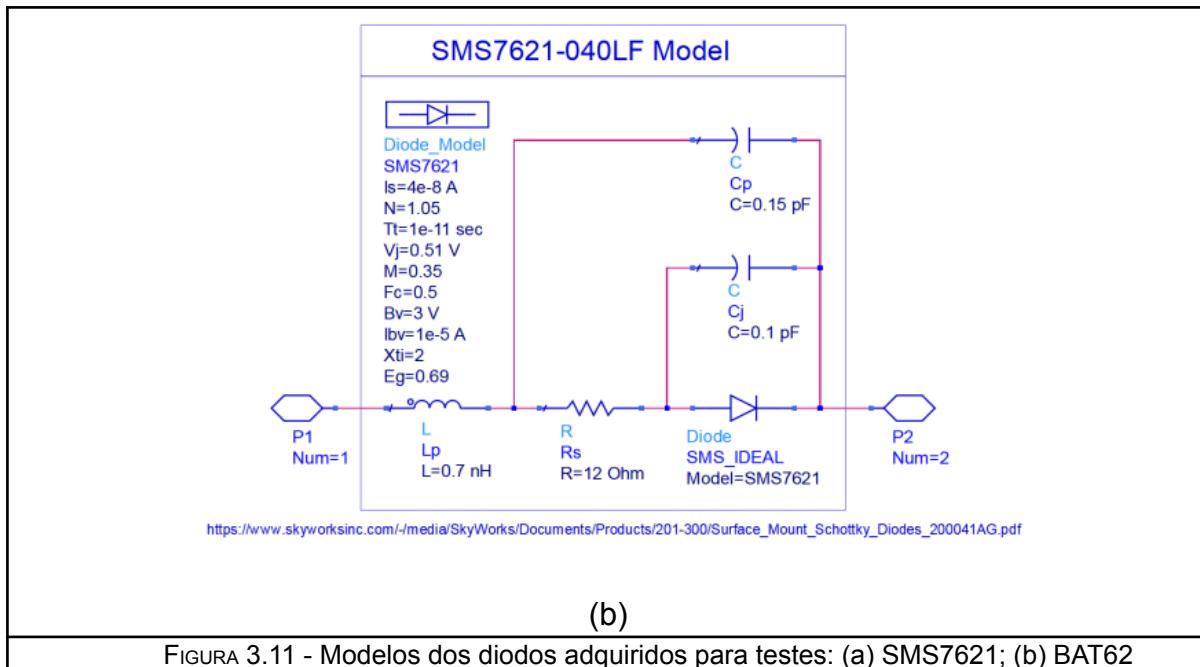
Enquanto a banda de -10 dB da perda de retorno (Fig. 3.9) é de 1 GHz para o BranchLine, a mesma pode ser aproximada para 7 GHz na estrutura Wilkinson e para a junção T a perda no em toda a extensão da faixa de frequências avaliada fica abaixo de -15 dB. O mesmo comportamento pode ser visto na transmissão (Fig. 3.10) de cada estrutura.

3.3.6.2 Estruturas de detecção de micro-ondas

Como mencionado na seção teórica, serão utilizadas simulações SP e HB para extração e validação dos parâmetros relevantes para o design dos circuitos de detecção.

Inicialmente os modelos obtidos por fabricantes foram obtidos e estruturados dentro do ambiente de simulação do ADS.





Ambos os modelos apresentados foram extraídos por meio de arquivos .net contendo circuitos equivalentes do comportamento dos diodos. Tais modelos, segundo os fabricantes dos diodos, são válidos até frequências de 12 GHz, e portanto, são válidos para utilização no projeto descrito aqui.

Com esses modelos em mãos foram utilizadas simulações SP para extração da impedância dos sistemas e, com isso, a realização dos elementos de casamento de impedância necessários para maximização da transferência de potência.

Como esperado pelo modelo de diodos utilizado, a impedância desses elementos é ditada majoritariamente pela capacitância total do elemento (C_j e C_p).

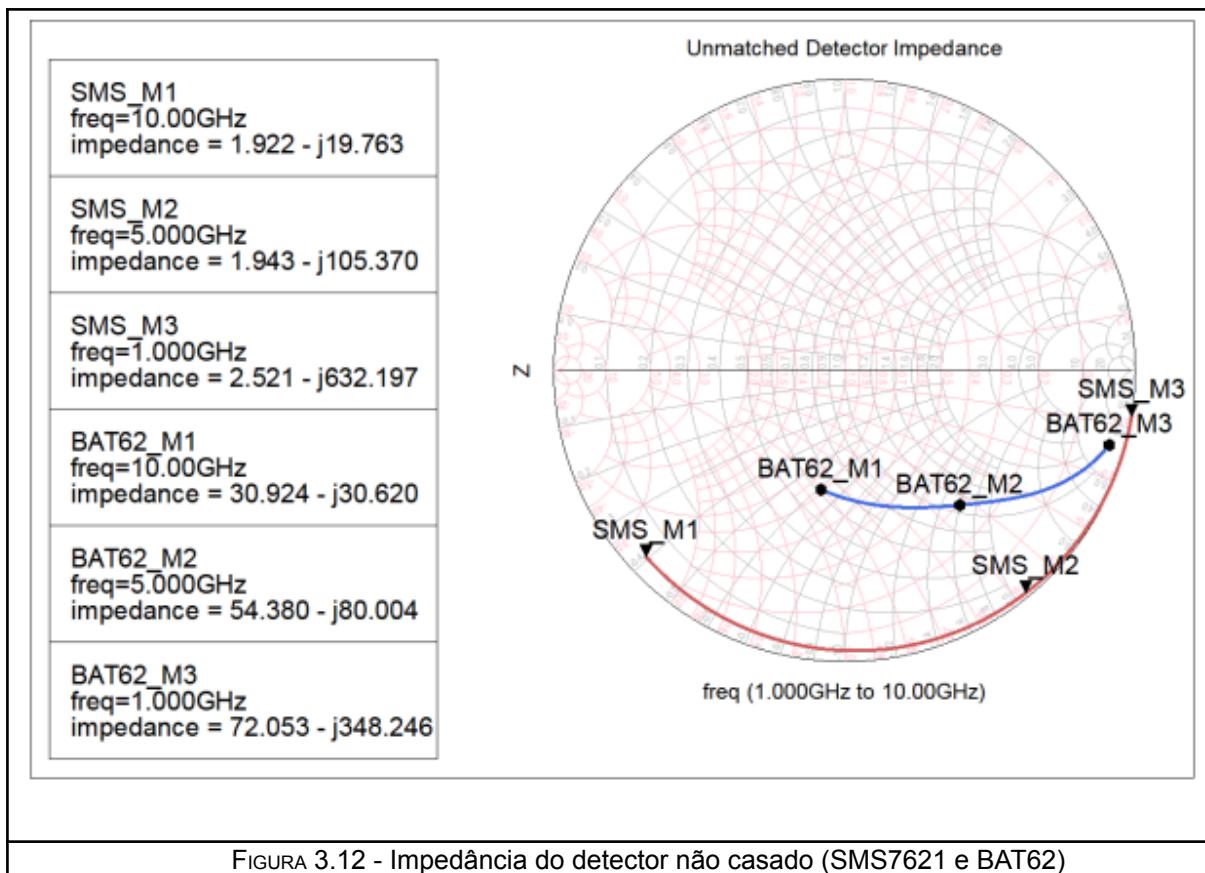


FIGURA 3.12 - Impedância do detector não casado (SMS7621 e BAT62)

Para realização do casamento de impedâncias dos elementos analisados, foi utilizado o método descrito em [12], segundo o qual o casamento deverá ser realizado por meio da criação de uma rede em T de linhas de microfita.

Opcionalmente, poderá ser adicionado um resistor (shunt) entre a entrada do diodo e o plano terra para que a curva de impedância seja trazida mais ao centro na carta de Smith, facilitando o processo de casamento de banda larga.

Contudo, como esperado, a adição de um resistor shunt acarreta na perda de parte do sinal. A utilização de valores menores de resistência melhora o casamento, na medida em que uma quantidade maior de potência é dissipada no resistor.

A fim de se obter uma solução de meio termo, foram realizadas três tentativas de casamento: sem a adição de nenhum resistor; com a adição de um resistor de $500\ \Omega$; com a adição de um resistor de $100\ \Omega$. Na Fig. 3.13 é apresentado o circuito de casamento do diodo SMS7621.

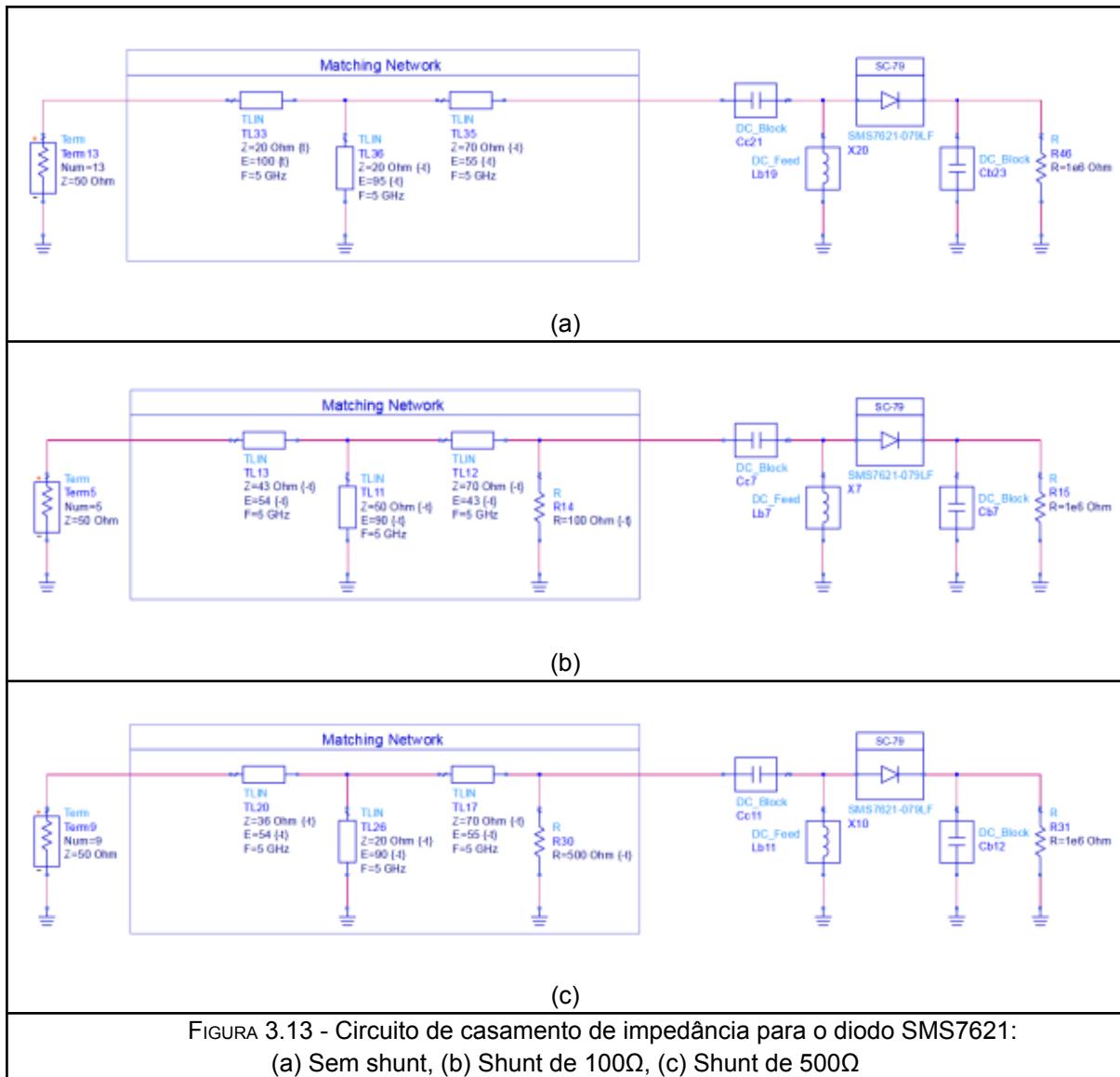


FIGURA 3.13 - Circuito de casamento de impedância para o diodo SMS7621:
 (a) Sem shunt, (b) Shunt de 100Ω, (c) Shunt de 500Ω

Como pode ser visto nas figuras 3.14 e 3.15, a presença de resistores de shunt na rede de casamento diminui drasticamente reflexões de onda na entrada do detector, no caso extremo em que é empregado um resistor de 100 Ω o casamento chega a atingir um VSWR de aproximadamente 1.5 (apenas 20% do sinal é refletido). Em contrapartida, a utilização de shunt de 500 Ω e a utilização de rede de casamento sem shunt algum resulta em VSWR de 4.79 e 14.3 respectivamente, o que implica em reflexões de 65% e 87% em 5 GHz.

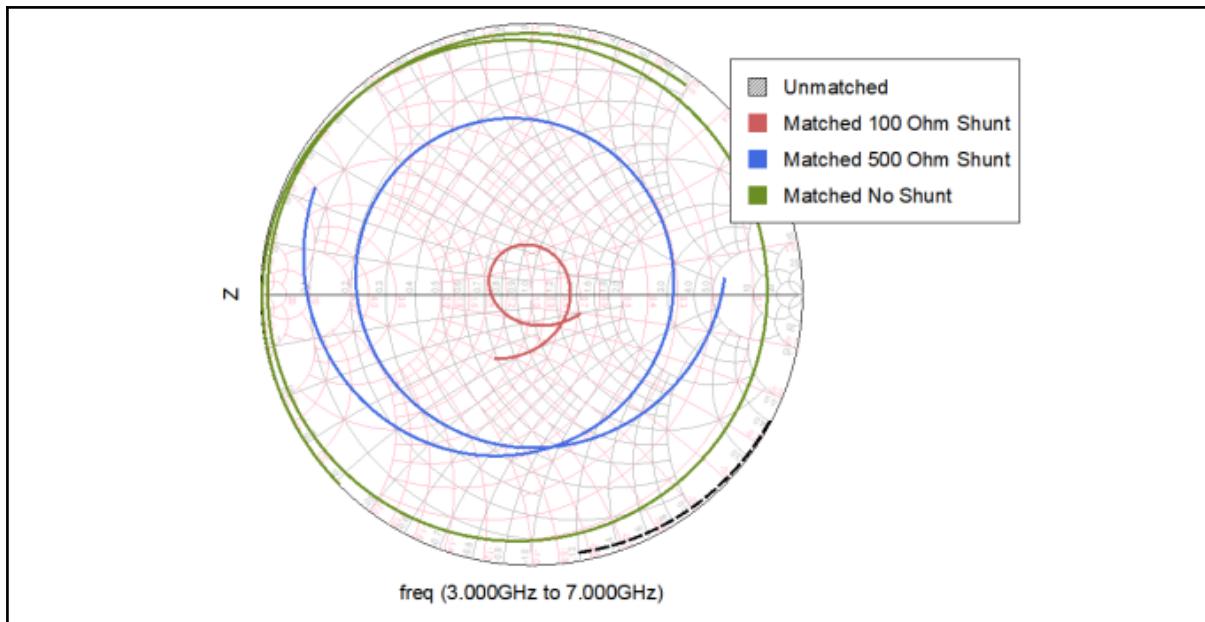


FIGURA 3.14 - Comparação das impedâncias obtidas por meio de diferentes redes de casamento SMS7621

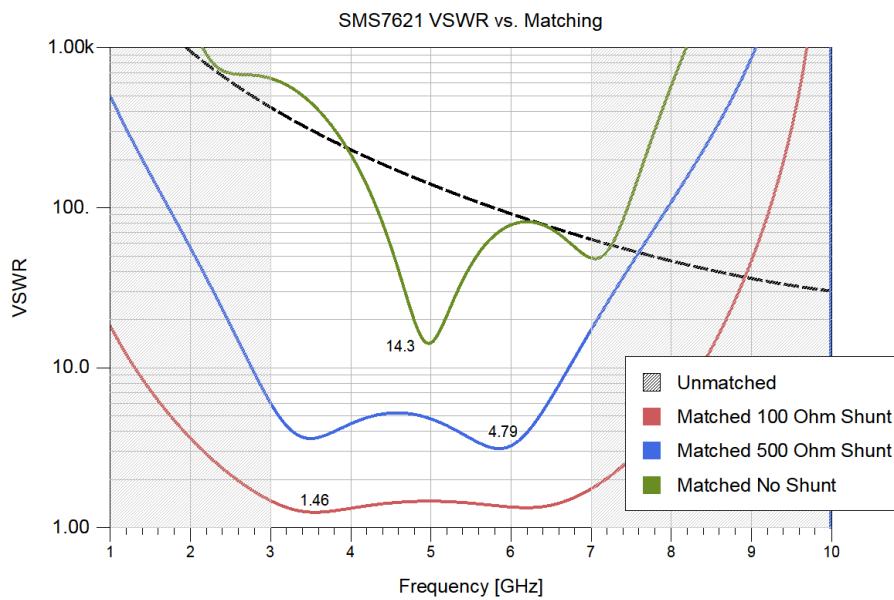


FIGURA 3.15 - Comparação do VSWR obtidas por meio de diferentes redes de casamento SMS7621

Apesar de as simulações de parâmetros de espalhamento serem adequadas para compreensão do comportamento do circuito para pequenos sinais, são incapazes de informar ao projetista como a adição de resistores shunt afeta na sensibilidade do circuito. Para tal, serão utilizadas simulações de balanceamento harmônico (HB), nas quais o comportamento do sistema é avaliado em frequência discretas para excursões de sinais arbitrárias. Por um lado, a utilização de resistores no casamento do circuito proposto melhora o casamento, diminuindo as reflexões na entrada do detector. Por outro lado, a adição de uma carga resistiva em curto com o terra aumenta a perda do sistema, uma vez que parte da potência é direcionada diretamente ao terra por meio do resistor. Deste modo, espera-se que por meio das simulações HB possamos entender melhor qual estratégia adotar.

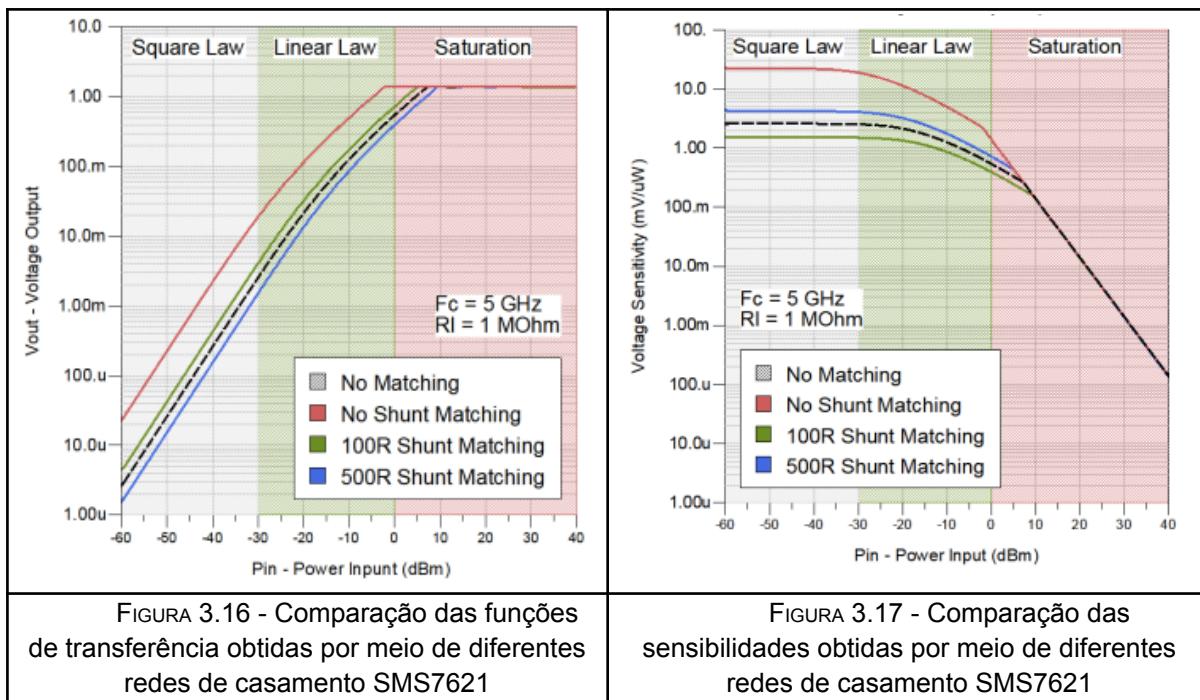


FIGURA 3.16 - Comparação das funções de transferência obtidas por meio de diferentes redes de casamento SMS7621

FIGURA 3.17 - Comparação das sensibilidades obtidas por meio de diferentes redes de casamento SMS7621

Os resultados obtidos para a função de transferência (Fig. 3.16) e, portanto, para a sensibilidade do detector (Fig. 3.17) demonstram que o processo de casamento de impedâncias aumenta a sensibilidade do sistema dentro de uma faixa de operação delimitada na frequência de 5 GHz.

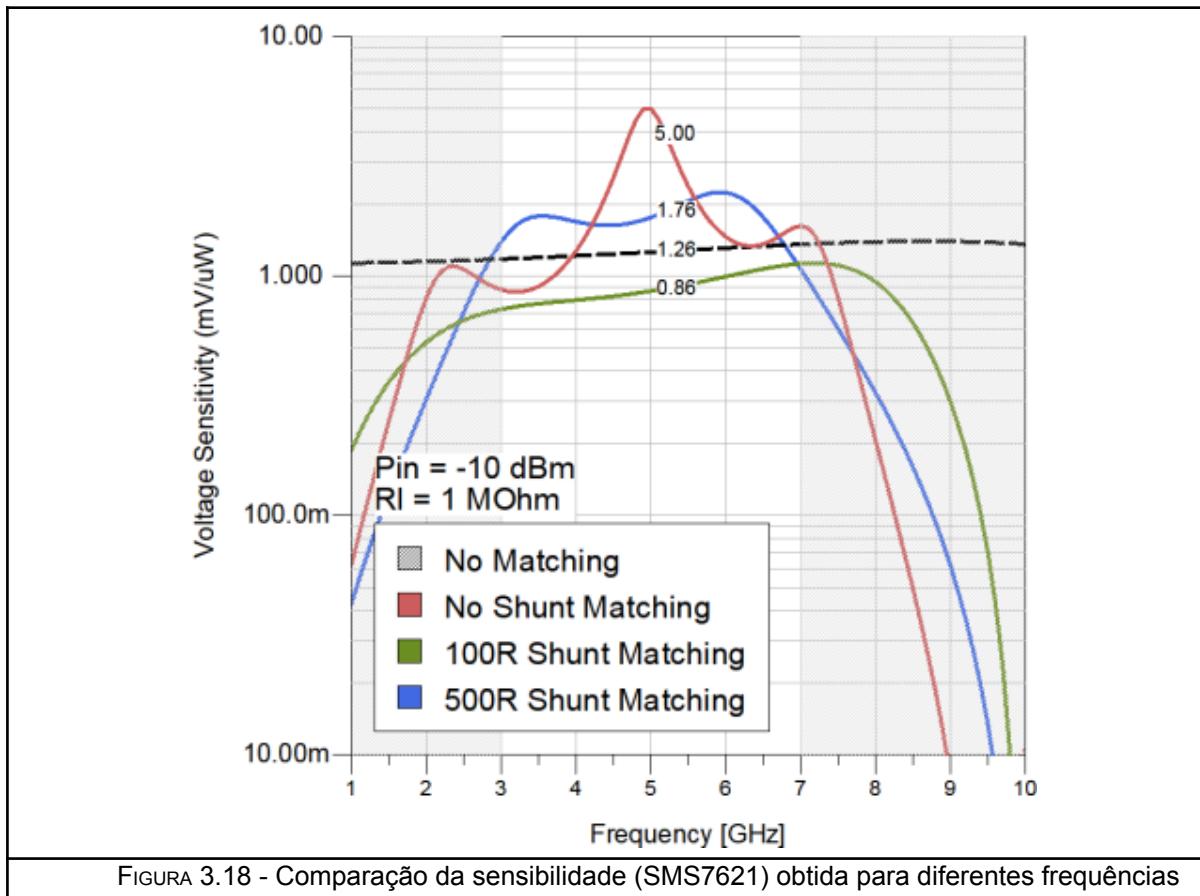


FIGURA 3.18 - Comparação da sensibilidade (SMS7621) obtida para diferentes frequências

Apesar da limitação de frequência imposta pelo método de balanceamento harmônico, para se compreender melhor como a sensibilidade do sistema se altera com as diferentes redes de casamento, foi realizada uma varredura de frequências. Em cada frequência uma simulação HB retornou uma curva de sensibilidade, da qual se extraiu o ponto de -10 dBm, um valor arbitrário dentro da região de operação linear do detector.

Como visto na Fig. 3.18, para o casamento do diodo SMS7621, foi obtida uma sensibilidade cerca de quatro vezes maior na frequência central de 5 GHz para o casamento de impedância sem a utilização de resistores shunt. Contudo, apesar de o desempenho na faixa de 4 GHz a 6 GHz ser superior ao diodo sem casamento algum, na faixa de operação especificada inicialmente (3 GHz a 7 GHz) o detector casado apresenta desempenho inferior ou igual àquele do diodo sem a rede de casamento.

Com as considerações iniciais sobre o casamento de impedâncias realizadas, foi realizado o projeto do detector em leiaute. Em contraste com as linhas de transmissão ideais produzidas anteriormente, as simulações de leiaute levam em consideração diversos efeitos parasitários que modificam consideravelmente o desempenho do sistema e introduzem a necessidade de um sistema realizável fisicamente, o que se mostrou um grande desafio.

A necessidade de linhas de transmissão de baixa impedância característica e de grandes comprimentos elétricos tornou o processo de casamento moroso, e portanto, optou-se pela utilização do detector sem nenhuma rede de casamento inicialmente, a fim de se averiguar o desempenho real esperado.

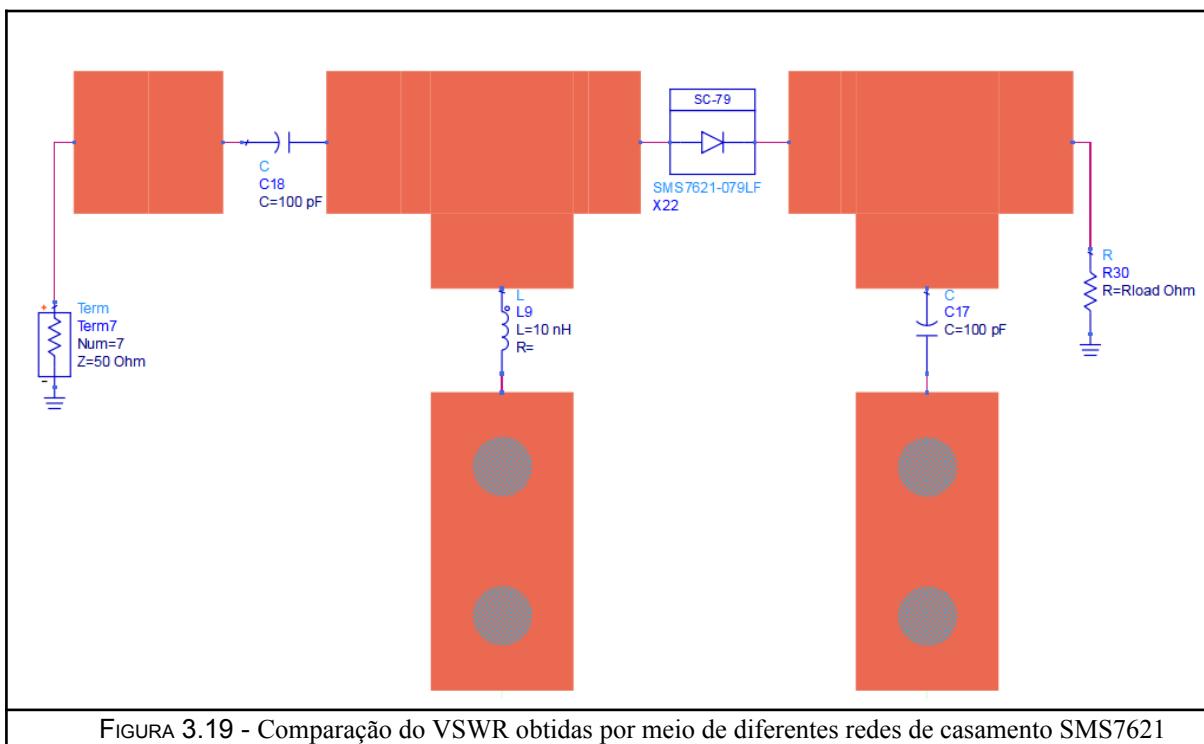
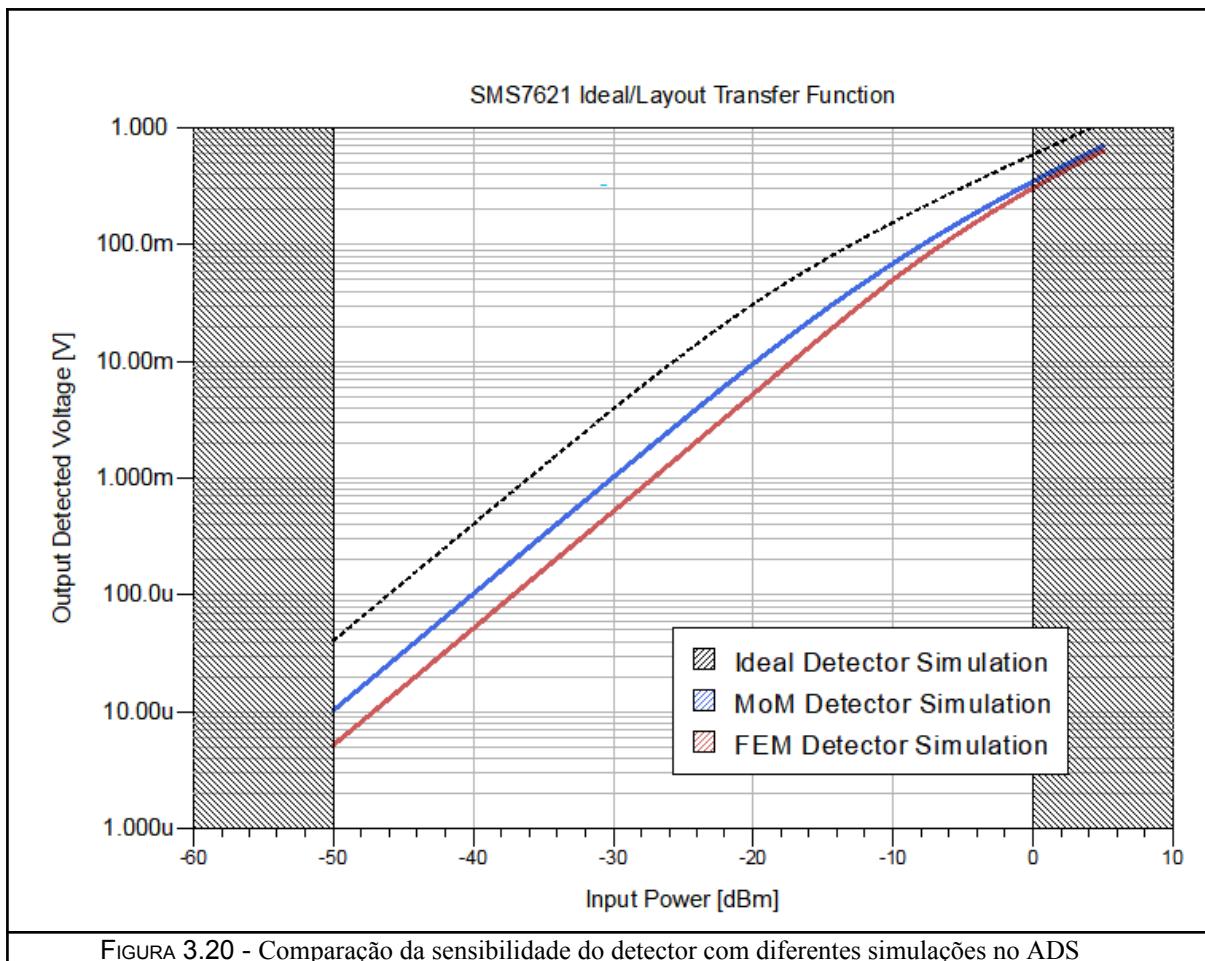


FIGURA 3.19 - Comparaçao do VSWR obtidas por meio de diferentes redes de casamento SMS7621



A partir do leiaute da Fig. 3.19, foram obtidos os resultados da Fig. 3.20. Nesta última, mostra-se a função de transferência do sistema, comparando a tensão de saída detectada (eixo Y) com a potência de entrada do detector (eixo X). Nela, vemos que para potências de entrada na ordem de -10 dBm a 0 dBm, a saída esperada do detector seria de 50 mV a 300 mV, um resultado satisfatório para o sistema proposto.

Deste modo, para o leiaute proposto, espera-se uma sensibilidade de aproximadamente **25 mV/dBm na faixa de -10 dBm a 0 dBm**.

3.3.8 Fabricação dos circuitos projetados

Os blocos construtivos discutidos anteriormente foram construídos para uma avaliação preliminar da veracidade das simulações realizadas.

Inicialmente, foi fabricado o bloco de detecção, responsável pela conversão de RF para DC.

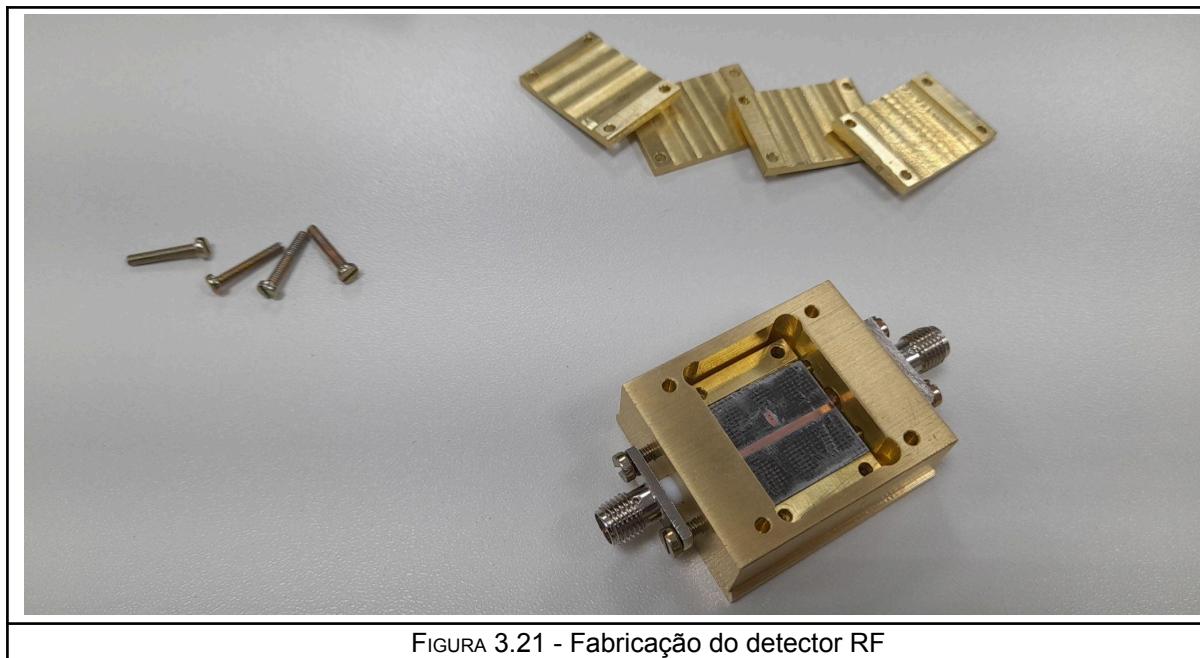


FIGURA 3.21 - Fabricação do detector RF

Note-se na figura acima, que a fabricação da PCB foi acompanhada da usinagem de um bloco de latão e de chapas de latão. Enquanto o bloco foi utilizado para fixação dos conectores SMA, as chapas foram utilizadas como carriers para estabilização da PCB, que possui 500 microns de espessura, e para assegurar que haverá uma conexão adequada entre os condutores do plano terra.

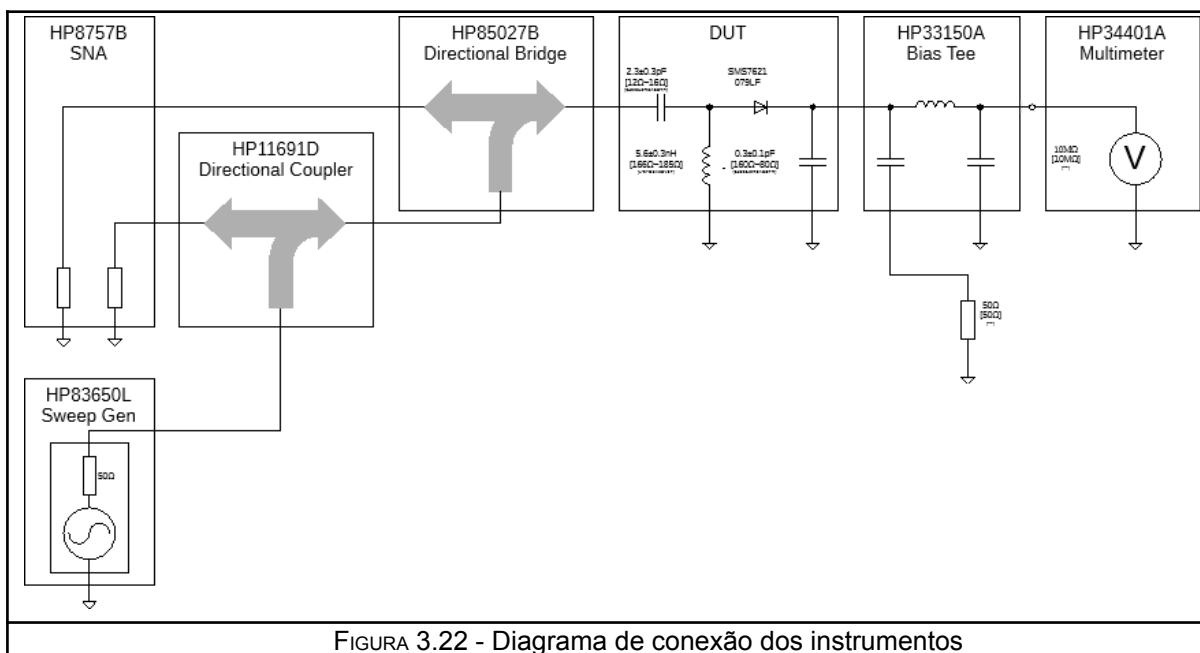


FIGURA 3.22 - Diagrama de conexão dos instrumentos

Adicionalmente ao detector em si, diversos equipamentos foram utilizados para caracterização das curvas de resposta do diodo (Fig. 3.24).



FIGURA 3.23 - Diagrama de simulação do sistema completo

Devido à largura da banda de operação esperada do detector (3 GHz a 7 GHz) foram realizadas diversas medições em dias diferentes para se assegurar um desempenho com repetibilidade.

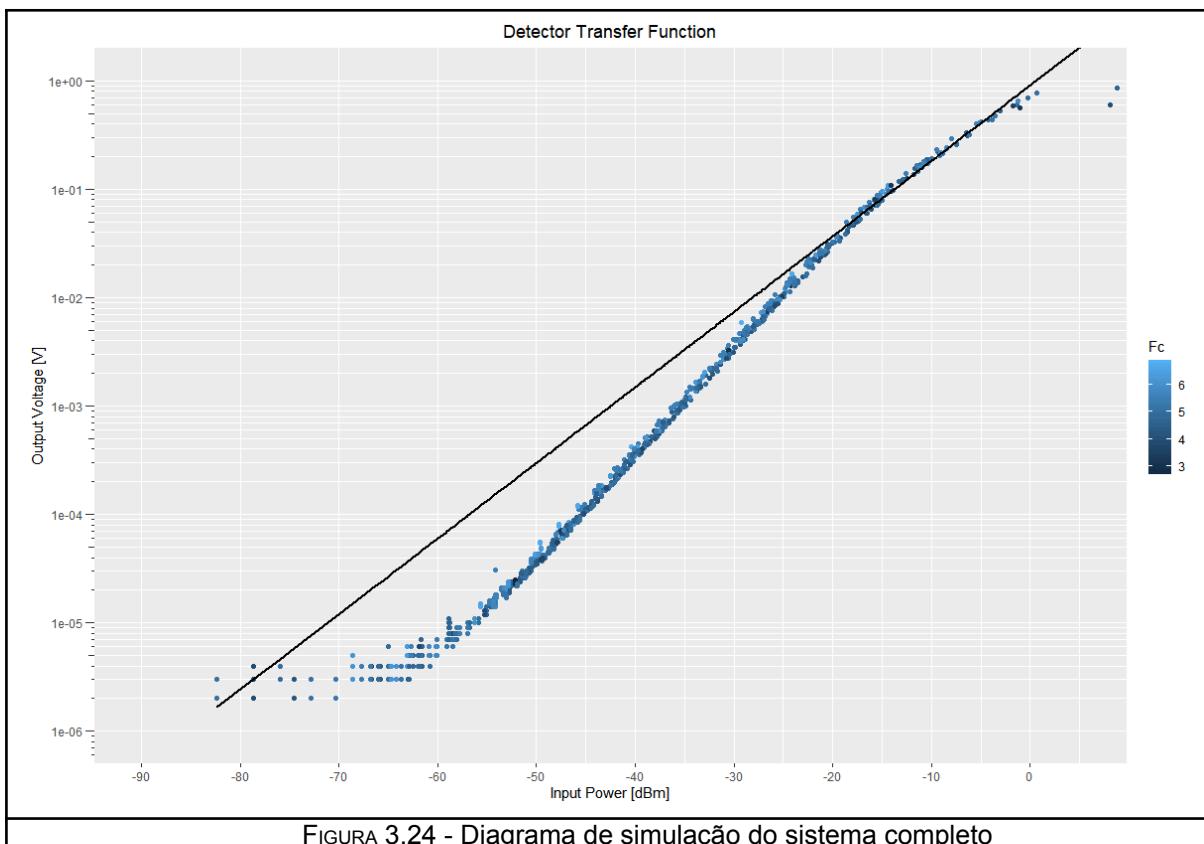


FIGURA 3.24 - Diagrama de simulação do sistema completo

Uma leitura das respostas obtidas indica que a sensibilidade obtida pelo detector é de **80 mV/dBm** na faixa de -10 dBm a 0 dBm, um valor consideravelmente maior, contudo próximo do valor esperado de 25 mV/dBm.

Em seguida, foi realizada a fabricação do sistema de medição de gases completo. Para tal, cada bloco funcional cujo design e simulação foram realizados no programa ADS foram exportados para o software KiCAD, no qual eles puderam ser convertidos para geometrias e unidos em um único projeto, o qual foi exportado em gerber e fabricado por uma micro fresadora.

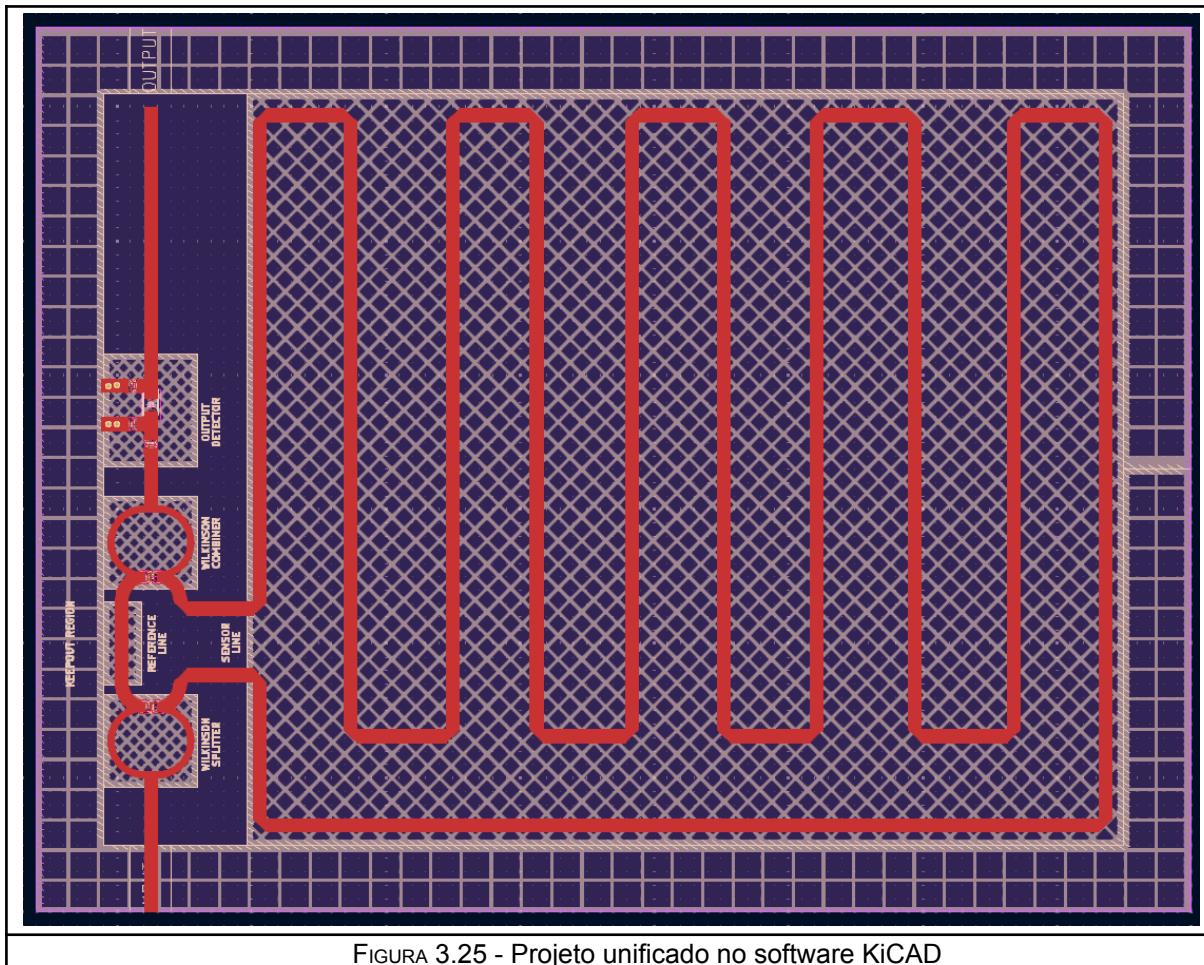


FIGURA 3.25 - Projeto unificado no software KiCAD

Dado que o projeto almeja a detecção de gases, concomitante à fabricação da placa de circuito impresso acima, foi projetado um encapsulamento de latão (utilizando a ferramenta SolidWorks) que seja capaz de conter gases a pressões atmosféricas e ao mesmo tempo fornecer um ambiente relativamente livre de interferências eletromagnéticas produzidas por equipamentos externos.

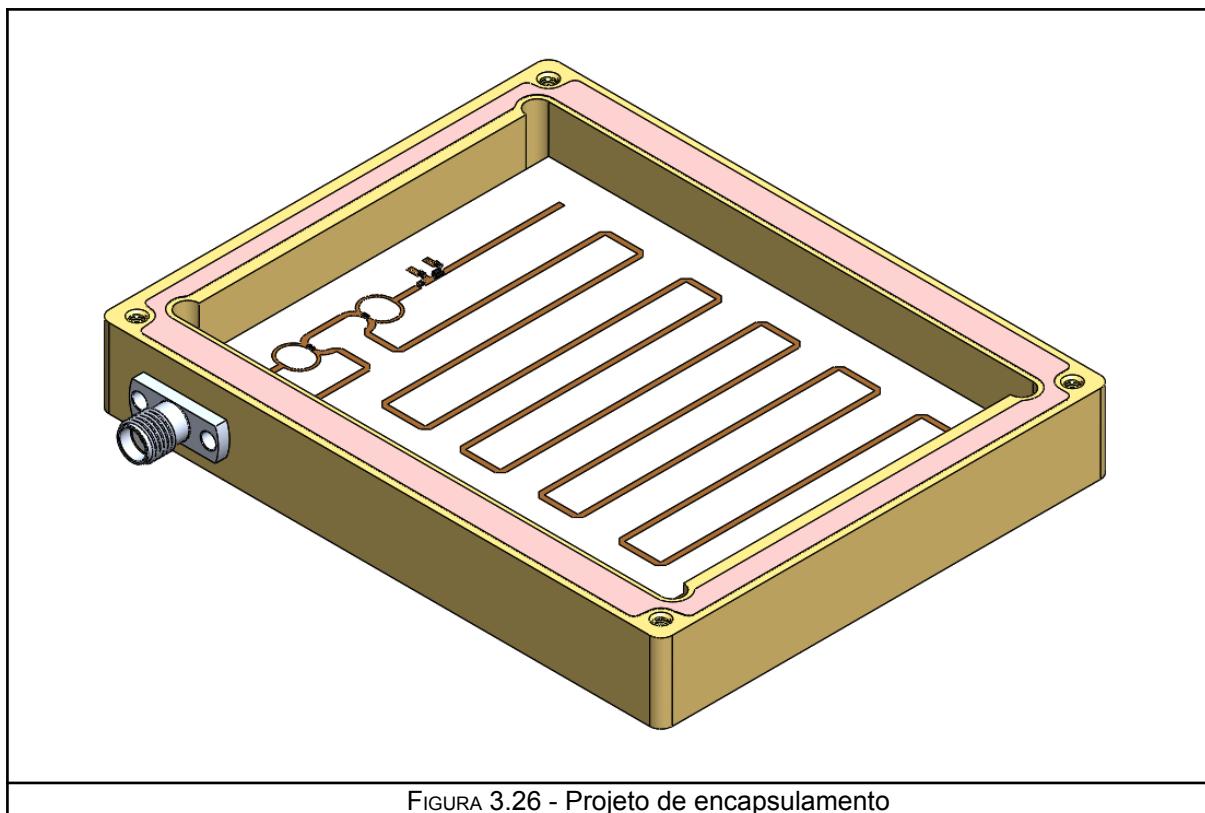


FIGURA 3.26 - Projeto de encapsulamento

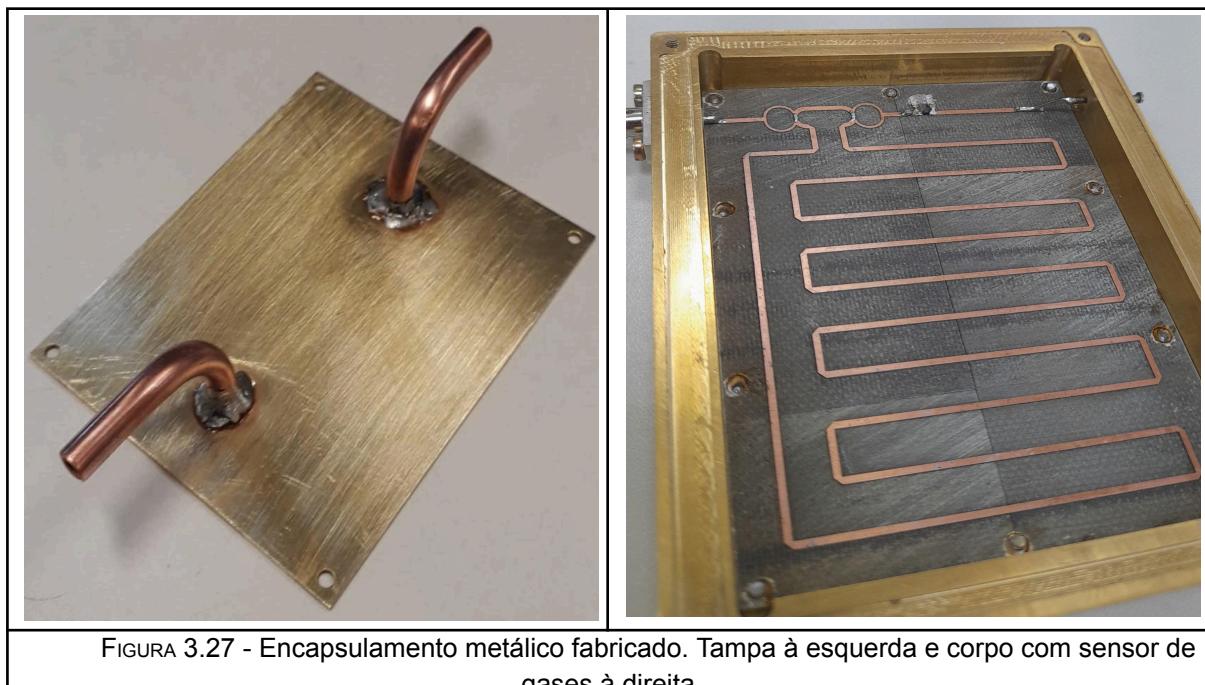


FIGURA 3.27 - Encapsulamento metálico fabricado. Tampa à esquerda e corpo com sensor de gases à direita

Adicionalmente, devido à necessidade de um monitoramento contínuo da temperatura e humidade dentro da câmara de gases, imprimiu-se com uma impressora 3D de resina (Formlabs - Form 3) uma estrutura em resina capaz de conter sensores comerciais de temperatura e humidade.

Dentre diversos sensores avaliados, foi escolhido os sensores AHT10 e AHT21 por sua alta resolução e facilidade de comunicação com sistemas computadorizados.

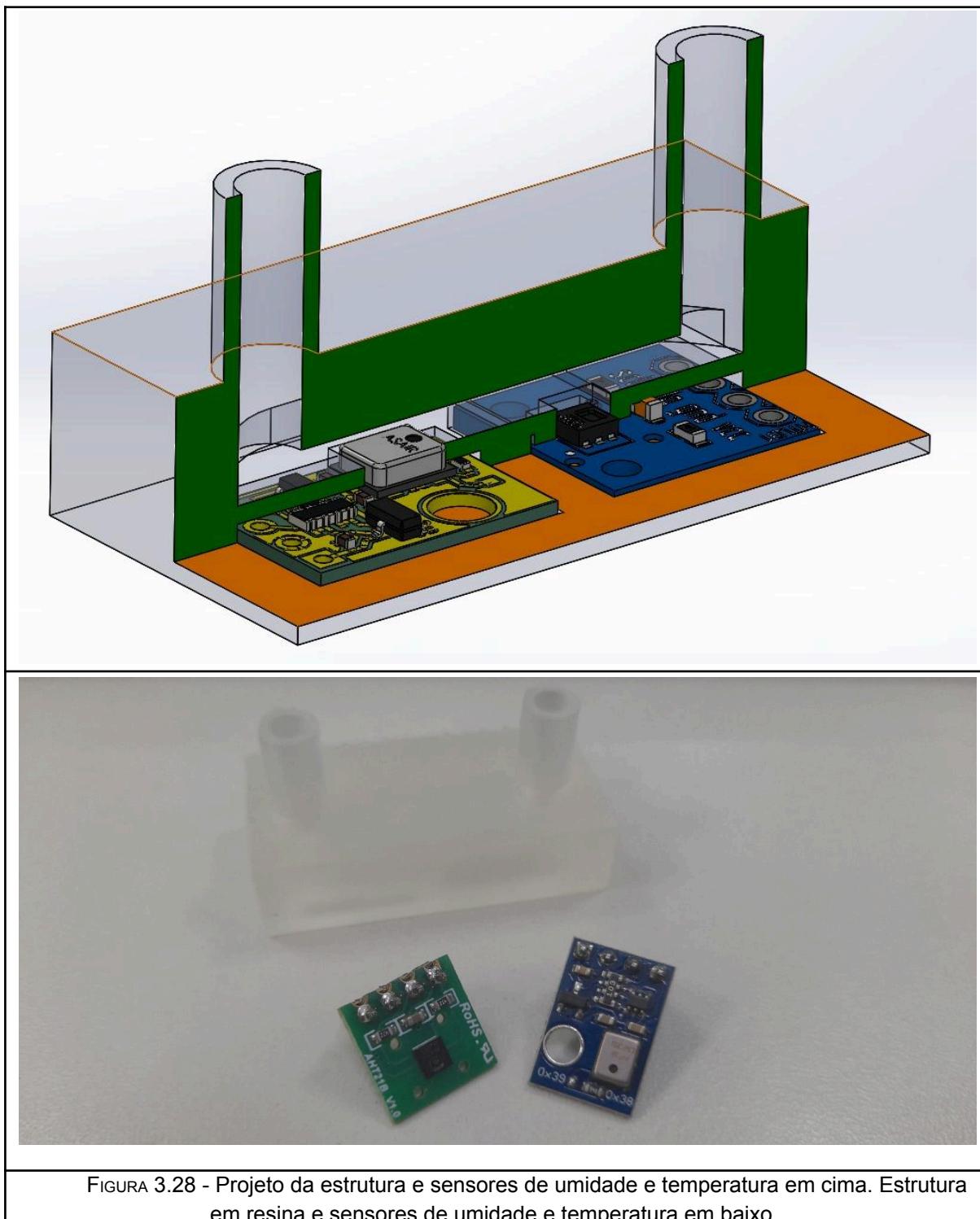


FIGURA 3.28 - Projeto da estrutura e sensores de umidade e temperatura em cima. Estrutura em resina e sensores de umidade e temperatura em baixo.

Por fim, para que todas as informações geradas pelo sistema fossem coletadas, foi produzido um programa em LabVIEW capaz de se comunicar com equipamentos de bancada e com sensores comerciais já mencionados. Deste modo, todos os dados referentes à atuação do sistema e à coleta de informações foi centralizada em um único software.

3.4 RESULTADOS PARCIAIS

Até o presente momento do projeto de pesquisa, foram realizados diversos ensaios com o sistema proposto, incrementalmente melhorando seu desempenho ao passo em que desafios de medição foram encontrados. Dentre eles, devido à alta sensibilidade do circuito à permissividade, se faz necessário um ambiente de medição extremamente livre de impurezas (de medida) e repetitivo.

Isso, no entanto, se mostra um desafio devido à presença de água na atmosfera. Ainda que sejam utilizados cilindros de N₂ para purga de impurezas no sistema, ainda é possível medir-se altos conteúdos de água no ar devido aos mecanismos de adsorção e dessorção que ocorrem nos tubos e válvulas.

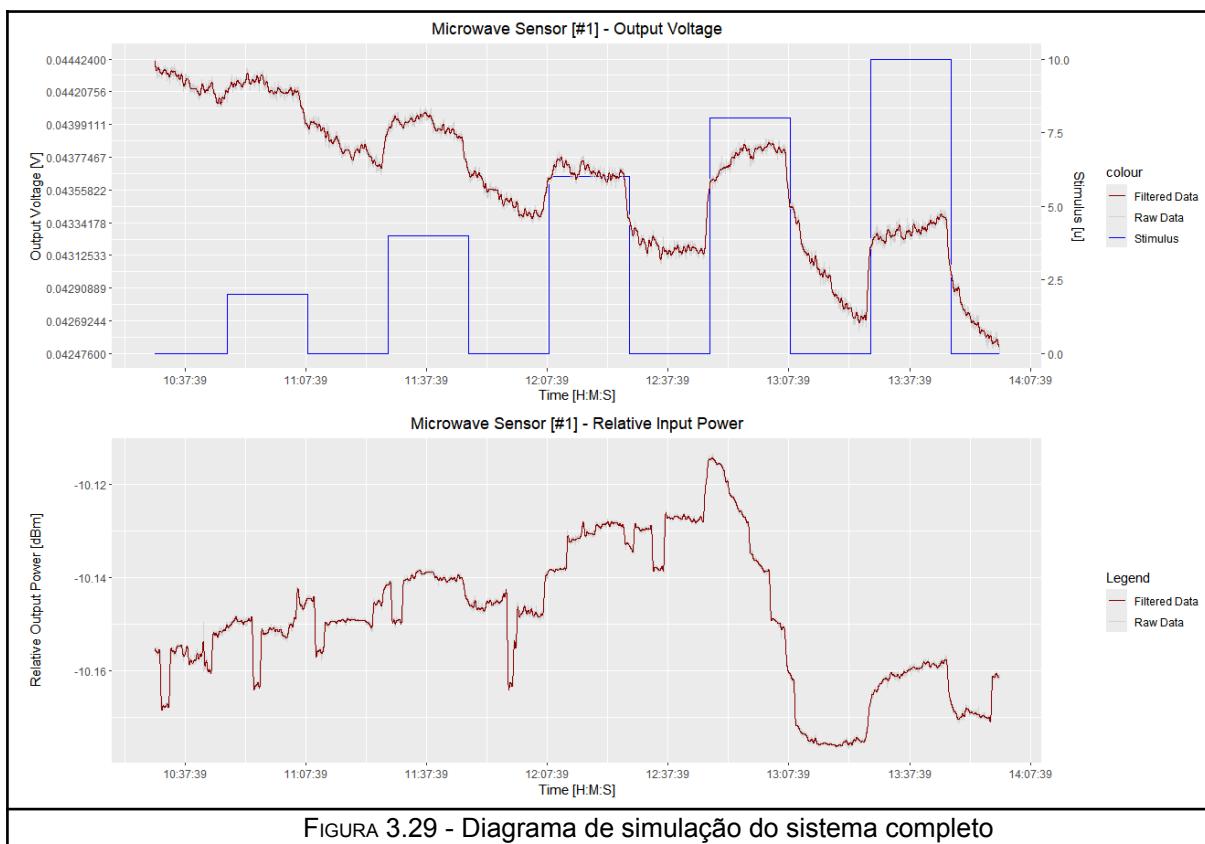
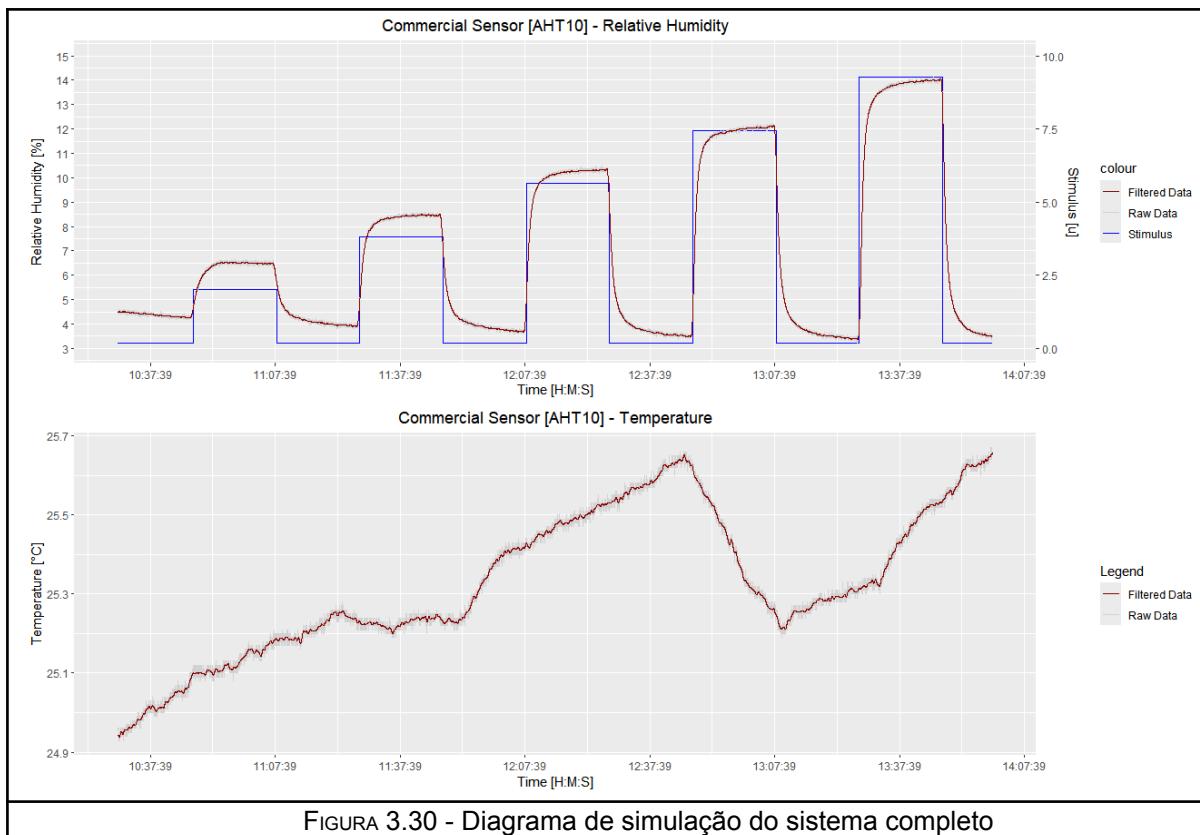


FIGURA 3.29 - Diagrama de simulação do sistema completo

Algumas medidas preliminares que buscam quantificar a sensibilidade do sistema para a presença de água na atmosfera demonstram que concentrações de 2.5% já produzem respostas mensuráveis no dispositivo proposto. Adicionalmente, percebe-se tanto na figura acima, quanto na Fig. 3.30, que tanto a potência de saída do sistema, quanto a temperatura dentro da câmara de gases não são constantes ao longo dos períodos de medição, fatores que ainda não se tem certeza se são importantes para o aspecto ruidoso do sinal de saída do circuito proposto.



3.5 REFERÊNCIAS

- [1] - Plainchont, B., Berruyer, P., Dumez, J., Jannin, S., & Giraudeau, P. (2018). Dynamic Nuclear Polarization Opens New Perspectives for NMR Spectroscopy in Analytical Chemistry.. *Analytical chemistry*, 90 6, 3639-3650.
<https://doi.org/10.1021/acs.analchem.7b05236>.
- [2] - Zare, H., Aryan, E., Meshkat, Z., Gheybi, F., Neshani, A., Ghazvini, K., & Rezayi, M. (2021). Development of biosensors for the detection of COVID-19. , 6, 11-16.
<https://doi.org/10.22034/NMRJ.2021.01.002>.
- [3] - Saggio, G. (2020). Are Sensors and Data Processing Paving the Way to Completely Non-invasive and Not-painful Medical Tests for Widespread Screening and Diagnosis Purposes?. , 207-214. <https://doi.org/10.5220/0009098002070214>.
- [4] - Promphet, N., Ummartyotin, S., Ngeontae, W., Puthongkham, P., & Rodthongkum, N. (2021). Non-invasive wearable chemical sensors in real-life applications.. *Analytica chimica acta*, 1179, 338643 . <https://doi.org/10.1016/J.ACA.2021.338643>.
- [5] - Kaloumenou, M., Skotadis, E., Lagopati, N., Efstathopoulos, E., & Tsoukalas, D. (2022). Breath Analysis: A Promising Tool for Disease Diagnosis—The Role of Sensors. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 22. <https://doi.org/10.3390/s22031238>.
- [6] - Wang, W., Zhou, W., Wang, S., Huang, J., Le, Y., Nie, S., Wang, W., & Guo, Q. (2021). Accuracy of breath test for diabetes mellitus diagnosis: a systematic review and meta-analysis. *BMJ Open Diabetes Research & Care*, 9.
<https://doi.org/10.1136/bmjdrc-2021-002174>.
- [7] - Saasa, V., Malwela, T., Beukes, M., Mokgotho, M., Liu, C., & Mwakikunga, B. (2018). Sensing Technologies for Detection of Acetone in Human Breath for Diabetes Diagnosis and Monitoring. *Diagnostics*, 8. <https://doi.org/10.3390/diagnostics8010012>.

[8] - Salehi, S., Nikan, E., Khodadadi, A. A., & Mortazavi, Y. (2014). Highly sensitive carbon nanotubes–SnO₂ nanocomposite sensor for acetone detection in diabetes mellitus breath. In Sensors and Actuators B: Chemical (Vol. 205, pp. 261–267). Elsevier BV.

<https://doi.org/10.1016/j.snb.2014.08.082>

[9] - Yu, J., Byun, H., So, M., & Huh, J. (2005). Analysis of diabetic patient's breath with conducting polymer sensor array. *Sensors and Actuators B-chemical*, 108, 305-308.

<https://doi.org/10.1016/J.SNB.2005.01.040>

[10] - Righettoni, M., Tricoli, A., & Pratsinis, S. (2010). Si:WO(3) Sensors for highly selective detection of acetone for easy diagnosis of diabetes by breath analysis.. *Analytical chemistry*, 82 9, 3581-7 . <https://doi.org/10.1021/ac902695n>.

[11] - Kalidoss, R., & Umapathy, S. (2019). A comparison of online and offline measurement of exhaled breath for diabetes pre-screening by graphene-based sensor; from powder processing to clinical monitoring prototype. *Journal of Breath Research*, 13.

<https://doi.org/10.1088/1752-7163/ab09ae>.

[12] - Hewlett-Packard. (1998). *Impedance matching techniques for mixers and detectors* (Application Note 963). Hewlett-Packard.