

**CAROLINA BRUM MEDEIROS**

**AVALIAÇÃO DE SENSOR SAW DE  
TEMPERATURA**

**FLORIANÓPOLIS**

**2009**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA MECÂNICA**

**AVALIAÇÃO DE SENSOR SAW DE TEMPERATURA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica

**CAROLINA BRUM MEDEIROS**

Florianópolis, Dezembro de 2009





# **AVALIAÇÃO DE SENSOR SAW DE TEMPERATURA**

**CAROLINA BRUM MEDEIROS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Mecânica, Área de concentração Análise e Projeto Mecânico, linha de pesquisa Instrumentação, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Eng. Mecânica da UFSC.

---

Edison da Rosa, Dr.Eng.  
Orientador

---

Marco Antonio Martins Cavaco, PhD  
Co-orientador

---

Eduardo Alberto Fancello, D.Sc  
Coordenador do PosMEC

Banca Examinadora:

---

Carlos Alberto Flesch, Dr.Eng.- Presidente

---

Márcio Cherem Schneider, Dr.Eng.

---

Walter Carpes Junior, Dr.Ing.

---

Saulo Güths, Dr.Ing



*“Ao verme que(…)” não contribuiu para esta  
pesquisa “(...)dedico como saudosa  
lembrança estas memórias (...)” do mestrado.  
(Brás Cubas por Machado de Assis)  
Dedico também, com enorme carinho, a Ju e  
ao Maicon, co-realizadores deste trabalho.*



## AGRADECIMENTOS

### **Institucionais porém não menos sentimentais**

A *UFSC*, pelo educação 'pública, gratuita e de qualidade'. A universidade, mesmo sendo sucateada pelo poder público e tendo sua estrutura sugada pelo poder privado, ainda assim constitui-se uma instituição de ensino de qualidade, apesar de toda precariedade para pesquisa. Além das dificuldades mais amplas, com a aplicação de uma reforma degradantes no ensino superior e pesquisa, a universidade ainda esbarra na pequenez das mentes que se apropriam dos recursos públicos para benefícios pessoais.

Ao *LCI*, Laboratório de Circuitos Integrados do Departamento de Engenharia Elétrica da *UFSC*, especialmente ao professor Márcio Schneider e ao amigo Maicon Deivid Pereira, pela confiança e empréstimo dos equipamentos.

A *Intelbras*, especialmente ao grande mestre João Martinho, pelo empréstimo dos equipamentos para uma pesquisa que não envolvia a empresa. Por entender que a ciência e o conhecimento tem construção histórica e coletiva e que a evolução de uma pesquisa contribui a evolução de outras, mesmo que indiretamente.

A *Eletrosul*, pelo financiamento, parceria e principalmente pelo fortalecimento da pesquisa e desenvolvimento nas instituições públicas. Agradecimentos especiais ao Ricardo, Clóvis, Patrick, Sandro, Margarete e aos amigos Jorginho e Jovani.

Ao *CNPq*, pela bolsa concedida e pelo financiamento, ainda que pequeno, das pesquisas desatreladas do interesse privado.

Ao *Labmetro*, pelo aprendizado nas disciplinas, pela convivência e pela motivação.

Ao *Grante*, pelo aprendizado, pela convivência de tantos anos e pelo desenvolvimento de tantas engenhocas.

### **Professores**

Ao professor Márcio Schneider, pela confiança e auxílio. Além disso, por orientar-me, emprestar e ceder materiais, e motivar o trabalho. Professor, muito obrigada ao infinito pela orientação e atenção sempre concedidas.

Ao professor Walter Carpes Junior, por ser, além de um geninho-orientador, o professor mais camarada da Engenharia Elétrica. Obrigada pela orientação e pelos avisos acerca do tamanho de uma dissertação. Também pela motivação através de nossas discussões matemáticas e filosóficas.

Ao professor Edison da Rosa, por dar aquelas dicas que só a intuição e a experiência podem dar, mesmo que tendo poucas oportunidades para isto. Por me permitir a liberdade técnica de trabalhar com o que eu gosto, principal motivação que me move.

Ao professor Marco Antônio Martins Cavaco, pelos ensinamentos e cenouras. 'É imperativo' agradecer pela compreensão, convivência e motivação. Grata também por mostrar que não preciso ter medo das novidades.

Aos professores Lauro Nicolazzi, Altamir Dias e Mauro Iasi por serem referências que tomo em relação a docência humanista, coletiva e horizontal.

## **Famílias**

A minha família: Dona Maria, Seu João, Juliana, Cléber e Lucas. Mãe e pai, a culpa é de vocês, quem mandou me ensinar a estudar. Ju, valeu pela empolgação. Mesmo que não convivamos muito, vocês sempre estarão muito presentes: amo vocês.

Ao pai da Rosa e mãe Dona Olga, pela preocupação com minha saúde, minha sobrevivência e por sempre oferecerem um carinho amigo.

A Lili e ao Fábio, pela resignificação de família que me propuseram. Além disso, por abraçarem a causa de me suportar como filha durante boa parte do mestrado. Em paralelo, um beijo irmão e amado aos maninhos Gigi e Lêlelinho.

A família da Dona Lenita, que me acolheu com tanto amor, e assim nos amamos todos como filhos dessa grande mãe.

A família mais bagual dos pampas: os Gick. A Verinha, expressão da doçura, ao Chicão e suas histórias de pescarias da Juju, aos irmãozinhos Dani, Junior (bagual Saldanha), Nando juvenil, Gigi e ao Chiquinho, pela amizade orgânica, única e aconceitual.

Aos irmãos que ganhei em Floripa: Ju, Maicon, Vanessinha, Victor, Sílvia, Mauro, Marx, Engels, Lê, Leti, Prakash, Tupã (Alexandre Brandão), Cidoca e Alexandra. Muito obrigada por tudo, por amar e viver. É por vocês e todos amigos que sinto que estou no caminho (sem conotações messiânicas).

## **Amigos**

Bah, por onde começar? Um agradecimento gigante a todos:

Aos amigos da Confra: Silvia e Mauro (sem palavras), Gersinho e Érika (pelo abrigo e resgate da dissertação em enchentes e assaltos), Vivian e Paulé (pelo carinho e abrigo das minhas coisas), Lucia e Paulinho, Lena e Pompeu, Hanna, Efigênio e Vanessa Alegria.

A Carol, pelo carinho, compreensão e atenção. Por ajudar a manter a sanidade e equilíbrio mental nesse mundo de loucos e poucos. Salve Reich!

Aos amigos de militância e movimento estudantil: obrigada por permanecer na luta e buscarem nosso sonho vermelho. Ainda bem que vocês são tantos que não dá pra citar todos aqui. Um agradecimento especial as companheiras de mestrado Manu e Elke (minha referência jum..).

Aos amigos que encontrei na Engenharia: Ju, Maicon, Verde, Júlio, Leo, Mauro e Alexandra. Valeu pela cumplicidade e companheirismo.

A 'minha' turma do estágio de docência, EMC06.1, pelo aprendizado que tive com vocês em relação ao ser professor, através de uma experiência e convivência carinhosa e compreensiva.

Aos alunos do Ceagro, pelo carinho e luta. A experiência docente e companheirismo de vocês faz valer a luta.

Aos amigos da RádioCom pela companhia nas 'ondas livres dessa rádio comunitária'. Pelas notícias e músicas que acompanharam meu mestrado. Um abraço especial ao rádiocompanheiros e amigos: Danilo, Daniel, Maria, Roger, Fernando, Dudu, Pablo e tantos outros.

A Ângela, que me recebeu com todo o carinho na sua casa no momento mais crítico do mestrado. Agradecimento extensivo a sua grande família de estrangeiros, em especial a Cira, carinhosa amiga das minhas amadas gatas.

Aos amigos que estão longe, incontáveis e que causam saudades incomensuráveis: Leti, Rachel, Ernesto, Guille, Tere, Pancho, Gi, Sarah, Marcinha e Paulinha Poc. Que estes representem os outros tantos, pela vida compartilhada a distância.

## **Contribuições técnicas**

Conceito gráfico das imagens e tabelas, assim como desenho de várias delas: Franciele Rupolo (*designer/ francotucofael@gmail.com*)

Acessoria em língua inglesa e tradução: Talita Portilho (tradutora/talitaportilho@gmail.com)





## **RESUMO**

### **AVALIAÇÃO DE SENSOR SAW DE TEMPERATURA**

**Carolina Brum Medeiros**

Dezembro / 2009

Orientador: Edison da Rosa, Dr.Eng..

Área de Concentração: Análise e Projeto Mecânico.

Palavras-chave: sensor, temperatura, sem fio, SAW.

Número de Páginas: 157

Este trabalho objetiva estudar sensores de temperatura sem fio baseados na tecnologia SAW (*Surface Acoustic Wave* - ondas acústicas superficiais). Os sensores SAW utilizados são baseados na sensibilidade dos parâmetros de propagação de ondas SAW em um substrato piezelétrico encapsulado em um circuito integrado. Estes sensores dispensam alimentação e podem ser interrogados à distância, sem fio. O conhecimento dos parâmetros do sensor é necessário para possibilitar o projeto de um interrogador para com ele formar um sistema de medição. Foi utilizado um único modelo de sensor, que opera na faixa de frequência de 433 MHz, com faixa de medição de (0 a 120) °C. Para a avaliação, foram utilizados equipamentos de radiofrequência ligados através de cabos e interface de conectores, exigindo o emprego de técnicas específicas para desacoplá-los, pois interferem significativamente no resultado das medições. Os critérios de avaliação do sensores se basearam nos diferentes indicadores de ressonadores e a comparação com sensores convencionais de temperatura. Chegou-se à conclusão de que a interface de comunicação entre equipamentos e dispositivo sob teste é muito relevante, alterando de forma significativa os resultados. Também concluiu-se que os sensores SAW tem resposta linear e comportamento estável com o tempo.



## **ABSTRACT**

### **EVALUATION OF SAW TEMPERATURE SENSOR**

**Carolina Brum Medeiros**

December / 2009

Advisor: Edison da Rosa, Dr.Eng..

Area of Concentration: Mechanical Analysis and Design.

Keywords: sensor, temperature, wireless, SAW.

Number of pages: 157

The aim of this study is the characterization of wireless temperature sensors, based on the SAW (Surface Acoustic Wave) technology. The SAW resonators used are based on the sensibility from SAW waves' propagation parameters in a piezoelectric bulk encapsulated in an integrated circuit. These sensors do not require a power supply and can be remotely interrogated, without the use of cables. Knowledge about the sensor's parameters is essential for the design of a radiofrequency interrogation device to be used as part of the measurement system. A single sensor was used, operating in 433 MHz ISM band, with a measurement range from (0 to 120) °C. Radiofrequency equipments, used for the characterization, were connected through cables and connectors interfaces that required specific techniques to decouple them, since this has a significant interference in the result from measurements. Miniaturized antennas were used in the research, in loop and fractal, suitable to the SAW sensor's small dimensions. The evaluation criteria for the sensors are based on different indicators from resonators and the comparison with conventional temperature sensors. In conclusion, it was observed a very relevant communication interface between the equipments and the device being tested, significantly changing the results. Through this study, we could also conclude that SAW sensors, once calibrated and recognized the effects of the interface on it, have a linear answer and stable behavior along time. Further researches are required concerning more effective antennas for the sensors and for the radiofrequency interrogation device, as well the study of different influences that are the cause of errors and uncertainties for measurement, resulting from the use of the device without cables.



## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	31
1.1	Motivação .....	31
1.2	Requisitos de projeto de medição de pontos quentes .....	33
1.3	Alternativas de solução .....	33
1.3.1	Transdutores de temperatura convencionais aliados a protocolos de comunicação sem fio .....	33
1.3.2	Sensores por ondas acústicas .....	34
1.4	Seleção de tecnologia de medição a empregar .....	35
1.4.1	Sensor ressonador .....	35
1.5	Demanda de pesquisa .....	36
1.6	Objetivos da pesquisa .....	36
1.7	Contribuições .....	37
1.8	Organização do texto .....	37
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	39
2.1	Composição e diagrama funcional .....	39
2.1.1	Antena .....	39
2.1.2	Transdutor interdigital (IDT) .....	40
2.1.3	Refletores .....	40
2.2	Efeito sensor .....	41
2.3	Tipos e funcionamento .....	42
2.3.1	Linhas de atraso .....	42
2.3.2	Sensores ressonadores .....	43
2.3.3	Sensores de impedância .....	45
2.4	Aplicações .....	46
2.4.1	Etiquetas identificadoras .....	46
2.4.2	Sensores de temperatura .....	47
2.4.3	Sensores de pressão e de outras grandezas mecânicas .....	48
2.5	Vantagens e desvantagens .....	48
2.6	Sistema de medição para SAWr .....	49
2.6.1	Módulo de radiofrequência .....	50
2.6.2	Processo de interrogação .....	51
2.6.3	Equação do radioenlace .....	55
2.6.4	Legislação .....	55
3	ESTUDO TEÓRICO.....	59

3.1	Princípio de funcionamento . . . . .	59
3.1.1	Indicadores de ressonância . . . . .	59
3.2	Análise dos informações do fabricante . . . . .	62
3.3	Circuito equivalente . . . . .	64
3.3.1	Ressonância série . . . . .	65
3.3.2	Ressonância paralela ou anti-ressonância . . . . .	65
3.4	Simulações . . . . .	65
3.4.1	Simulação utilizando o aplicativo livre MAXIMA . . . . .	66
3.4.2	Simulação elétrica utilizando ADS . . . . .	67
3.4.3	Conclusões a respeito das simulações . . . . .	67
4	ESTUDO EXPERIMENTAL . . . . .	69
4.1	Equipamentos . . . . .	69
4.1.1	Gerador de sinais de radiofrequência . . . . .	69
4.1.2	Analisador de espectro . . . . .	69
4.1.3	Ponte VSWR . . . . .	70
4.1.4	Analisador de rede . . . . .	71
4.1.5	Dispositivos Acessórios . . . . .	79
4.2	Planejamento dos ensaios . . . . .	80
4.2.1	Necessidade de equipamentos . . . . .	80
4.3	Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios . . . . .	81
4.3.1	Ensaio com fios . . . . .	81
4.3.2	Ensaio sem fios . . . . .	90
4.4	Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura . . . . .	93
4.4.1	Ensaio com o conjunto sensor+interface ligado diretamente ao analisador de rede . . . . .	94
4.4.2	Ensaio com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo comum ao analisador, utilizando a câmara . . . . .	99
4.4.3	Ensaio com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo especial ao analisador, utilizando a câmara . . . . .	108
4.4.4	Comparação com sensores de temperatura convencionais: termopar e Pt100 . . . . .	122
5	DISCUSSÕES E CONCLUSÕES . . . . .	129

5.1	Discussões acerca dos ensaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios .	129
5.2	Discussões acerca dos ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura . . . . .	129
5.3	Discussões acerca do atendimento, por parte do sensor, às demandas esperadas . . . . .	131
5.4	Conclusões . . . . .	132
5.5	Trabalhos futuros . . . . .	133
Apêndice A – Configuração das conexões para os ensaios . . . . .		141
Apêndice B – Comparação de respostas do sensor SAW . . . . .		143
Apêndice C – Resultados do rastreamento da frequência de ressonância . . . . .		147
Apêndice D – Gráficos resultantes das simulações utilizando os <i>softwares</i> Maxima e ADS . . . . .		151
Anexo A – Recomendações do fabricante do VNA para desacoplamento da interface . . . . .		155
A.1	Perguntas feitas à assistência técnica da RohdeSchwarz na Alemanha . . . . .	155
A.2	Resposta aos questionamentos . . . . .	155
Anexo B – Folha de dados do sensor SAW TFS433D . . . . .		157





## LISTA DE FIGURAS

1.1	Exemplo de imagem fornecida por termovisão . . . . .	32
2.1	Componentes de um sensor SAW . . . . .	39
2.2	Diagrama das sensibilidades dos sensores a várias grandezas	41
2.3	Diagrama de dispositivo SAW por linha de atraso . . . . .	42
2.4	Diagrama de um dispositivo SAW ressonador . . . . .	44
2.5	Diagrama de um dispositivo SAW de duas portas . . . . .	46
2.6	Exemplo de um transdutor de pressão SAW . . . . .	48
2.7	Diagrama do processo de interrogação . . . . .	50
2.8	Diagrama simplificado de um interrogador . . . . .	51
2.9	Diagrama de medição, no tempo . . . . .	52
2.10	Exemplo de resposta de um ressonador SAW (WEN et al., 2004) . . . . .	53
2.11	Diagrama de medição, na frequência . . . . .	54
2.12	Gráfico alcance <i>versus</i> tempo de integração - ou medição - de um dispositivo SAW qualquer (FINKENZELLER, 2003)	56
2.13	Perdas ao longo da interrogação de um sensor SAW . . . . .	56
3.1	Rede de duas portas e seus parâmetros S . . . . .	61
3.2	Diagrama do circuito equivalente do sensor SAWr . . . . .	64
3.3	Reatância do circuito equivalente nas proximidades da fre- quência de ressonância (HICKMAN, 2007) . . . . .	65
3.4	Circuito simulado no ADS . . . . .	67
4.1	Planos referência do VNA para fins de <i>offset</i> . . . . .	72
4.2	Circuito equivalente para desacoplamento . . . . .	76
4.3	Resistor SMD de 47 $\Omega$ utilizado para levantamento dos componentes da interface . . . . .	77
4.4	Esquema de conexão nos ensaios com fios . . . . .	82
4.5	Resposta característica do sensor em ressonância . . . . .	83
4.6	Gráfico mostrando os resultados obtidos em C . . . . .	84
4.7	Equipamentos de radiofrequência . . . . .	89
4.8	Detalhe da medição de temperatura do forno . . . . .	90
4.9	Esquema de conexão nos ensaios sem fios . . . . .	91
4.10	Ensaio sem fio . . . . .	91
4.11	Teste das antenas comerciais . . . . .	92
4.12	Resultado da medição sem fio . . . . .	93
4.13	Esquema de conexão nos ensaios com interface conectada diretamente ao analisador . . . . .	95
4.14	Resposta constante da base ao longo da faixa de medição .	96

4.15	Resposta do canal Z sem compensação da interface . . . . .	97
4.16	Resposta do canal Y sem compensação da interface . . . . .	97
4.17	Esquema de conexão nos ensaios com cabo comum utilizando a câmara . . . . .	100
4.18	Foto do posicionamento da interface no ensaio . . . . .	100
4.19	$S_{11}$ mínimo <i>versus</i> temperatura . . . . .	101
4.20	$S_{11}$ mínimo <i>versus</i> frequência . . . . .	102
4.21	Frequência de ressonância <i>versus</i> temperatura . . . . .	102
4.22	Comparação entre frequência de ressonância teórica e experimental <i>versus</i> temperatura . . . . .	103
4.23	Comparação entre frequências do primeiro e segundo modo de ressonância <i>versus</i> temperatura . . . . .	104
4.24	Comparação entre potências do primeiro e segundo modo de ressonância <i>versus</i> temperatura . . . . .	104
4.25	Condutância máxima <i>versus</i> temperatura . . . . .	105
4.26	Frequências indicativas de ressonância <i>versus</i> temperatura . . . . .	105
4.27	Indicadores de ressonância em 85 °C . . . . .	107
4.28	Largura de banda <i>versus</i> temperatura . . . . .	107
4.29	Largura de banda em 85 °C . . . . .	107
4.30	Esquema de conexão para ensaios com cabo especial para temperaturas elevadas . . . . .	109
4.31	Posição a que foi fixado o conjunto dentro da câmara (sem as fixações) . . . . .	113
4.32	Placas de circuito impresso nas configurações aberto, curto e DUT . . . . .	115
4.33	Desacoplamento por manipulação matemática . . . . .	116
4.34	Curvas temperatura <i>versus</i> frequência de ressonância . . . . .	119
4.35	Diferença entre os resultados com e sem compensação (curva vermelha) . . . . .	120
4.36	Comparação das curvas $S_{11}$ , a 85 °C, com e sem compensação . . . . .	120
4.37	Comparação das curvas $S_{11}$ , a 50 °C, com e sem compensação . . . . .	121
4.38	Comparação das curvas $S_{11}$ , a 20 °C, com e sem compensação . . . . .	121
4.39	Esquema de ligação para ensaios de comparação . . . . .	123
4.40	Posição do Pt100 (preto) sobre o sensor SAW . . . . .	123
4.41	Verificação dos sensores Pt100 e termopar do tipo K a 0 °C . . . . .	124
4.42	Verificação dos sensores Pt100 e termopar do tipo K a 100 °C . . . . .	125

4.43	Diferença entre o valor de temperatura teórico - fabricante - e o valor de temperatura experimental - utilizando com- pensação por circuito equivalente . . . . .	127
A.1	Legenda de conectores e adaptadores . . . . .	141
A.2	Leiaute da placa base para o sensor SAW . . . . .	142
B.1	Comparação da resposta do sensor SAW . . . . .	143
B.2	Comparação da resposta do sensor SAW . . . . .	144
B.3	Comparação da resposta do sensor SAW . . . . .	145
C.1	Gráfico mostrando os resultados obtidos em A . . . . .	147
C.2	Gráfico mostrando os resultados obtidos em B . . . . .	148
C.3	Gráfico mostrando os resultados obtidos em C . . . . .	149
C.4	Gráfico mostrando os resultados obtidos em D . . . . .	149
D.1	Valor de $S_{11}$ simulado pelo <i>software</i> Maxima . . . . .	151
D.2	Valor de $Y_{11}$ real simulado pelo <i>software</i> Maxima . . . . .	151
D.3	Valor de $Y_{11}$ imaginário simulado pelo <i>software</i> Maxima . . . . .	152
D.4	Valor de $S_{11}$ simulado pelo <i>software</i> ADS . . . . .	152
D.5	Valor de $Y_{11}$ real simulado pelo <i>software</i> ADS . . . . .	153
D.6	Valor de $Y_{11}$ imaginário simulado pelo <i>software</i> ADS . . . . .	153



## LISTA DE TABELAS

2.1	Resolução típica de dispositivos SAW (POHL, 2000) . . . . .	47
3.1	Valor dos indicadores estudados . . . . .	66
3.2	Resumo dos resultados das simulações . . . . .	68
4.1	Resumos dos resultados do teste C . . . . .	84
4.2	Resumo dos principais dados obtidos nos testes A, B, C e D . . . . .	85
4.3	Resultado da medição da correção e ambiguidade de frequência de ressonância . . . . .	86
4.4	Estimativa da frequência de ressonância a partir da mediana do intervalo de ambiguidade . . . . .	87
4.5	Qualificação do sinal de resposta do sensor de acordo com o sinal de entrada . . . . .	89
4.6	Resultados de alguns parâmetros de rede para duas configurações de conexão equipamento - sensor . . . . .	95
4.7	Dados de <i>offset</i> para a interface da figura 4.13 . . . . .	98
4.8	Resultados do circuito equivalente em algumas configurações . . . . .	99
4.9	Comparação dos valores experimentais dos indicadores de ressonância . . . . .	106
4.10	Valores da largura de banda 3 dB . . . . .	108
4.11	Resultado das medições de $S_{11}$ mínimo para os pontos de interesse . . . . .	114
4.12	Desacoplamento através de <i>offset</i> da interface . . . . .	114
4.13	Desacoplamento através de circuito equivalente . . . . .	116
4.14	$S_{11}$ e temperatura para medições sem compensação . . . . .	117
4.15	$S_{11}$ e temperatura para medições com compensação por <i>offset</i> . . . . .	117
4.16	$S_{11}$ e temperatura para medições com compensação por circuito equivalente . . . . .	117
4.17	$S_{11}$ e temperatura para medições com compensação por manipulação matemática . . . . .	118
4.18	Regressão linear a partir dos dados dos pontos (20, 50 e 85) °C . . . . .	118
4.19	Diferença entre os dados compensados e não compensados . . . . .	119
4.20	Dados da verificação do termopar do tipo K . . . . .	124
4.21	Tabela de comparação do sensor SAW com o Pt100 . . . . .	127
C.1	Resumos dos resultados do teste A . . . . .	147
C.2	Resumos dos resultados do teste B . . . . .	148
C.3	Resumos dos resultados do teste C . . . . .	148
C.4	Resumos dos resultados do teste D . . . . .	149



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASTM, *American Society for Testing and Materials* – Associação Americana para testes e materiais  
BAW, *bulk acoustic wave* – onda acústica de substrato  
DUT, *device under test* – dispositivo sob teste  
EIRP, *equivalent isotropic radio power* – potência isotrópica radiada equivalente  
ESR, *equivalent series resistance* – resistência equivalente série  
FPW, *flexural-plate wave*  
Gemco, Grupo de Engenharia em Compatibilidade Eletromagnética  
IDT, *interdigital transducer* – transdutor interdigital  
IF, *intermediate frequency* – frequência intermediária  
ISM, *industrial scientific medical band* – banda para utilização em indústria, ciência ou medicina  
Labmetro, Laboratório de Metrologia e Automatização  
LCI, Laboratório de Circuitos Integrados  
LO, *local oscillator* – oscilador local  
LRM, *line reflected match* – linha, refletida, casada  
MEMS, *microelectromechanical systems* – sistemas microeletromecânicos  
NEMS, *nanoelectromechanical systems* – sistemas nanoeletromecânicos  
Pt100, termorresistor de platina, com resistência nominal de  $100 \Omega$  a  $0^\circ \text{C}$   
PLL, *phase-locked loop* – laço de fase chaveada  
RADAR, *radio detection and ranging* – detecção e telemetria por rádio  
RF, *radio frequency* – radiofrequência  
RSSI, *radio signal strength indicator* – indicador de comprimento de sinal de rádio  
S, *scattering parameters* – parâmetros de espalhamento  
SAW, *surface acoustic wave* – ondas acústicas superficiais  
SAWd, dispositivos SAW  
SAWr, sensores ressonadores SAW  
SHSAW, *shear-horizontal surface acoustic wave*  
SMD, *surface mount device* – componentes de montagem em superfície  
SNR, *signal noise ratio* – relação sinal-ruído  
SOLT, *short, open, matched load and through* – curto, aberto, carga casada e através  
sSAW, sensores SAW  
SSBW, *surfaces kimming bulk wave*  
STW, *surface transverse wave*  
TRL, *through reflected line* – através, refletida, linha  
VNA, *vector network analyser* – analisador de espectro vetorial  
VSWR, *voltage standing wave ratio* – coeficiente de onda estacionária





## LISTA DE SÍMBOLOS

- $v$ , velocidade da onda superficial  
 $\tau$ , tempo de propagação  
 $f_0$ , frequência média  
 $S_y^x$ , sensibilidade de uma grandeza  $x$  à variação de uma grandeza  $y$   
 $d$ , distância entre os refletores  
 $\lambda_{SAW}$ , comprimento de onda na frequência de ressonância  
 $v_{SAW}$ , velocidade da onda SAW  
 $t_p$ , tempo de propagação  
 $t_{TX}$ , tempo em nível alto  
 $P_{TX}$ , potência de transmissão  
 $t_{RX}$ , tempo de recepção  
 $P_{RX}$ , potência de recepção  
 $T_i$ , tempo de integração  
 $r$ , distância entre o sensor e a unidade interrogadora  
 $\lambda$ , comprimento de onda na frequência de operação  
 $P_{TX}$ , potência de transmissão  
 $G_T$ , ganho da antena de transmissão  
 $G_R$ , ganho da antena de recepção  
 $IL$ , atenuação inserida pelo sensor SAW  
 $k.T_0.BW.F$ , potência do ruído térmico  
 $k$ , constante de Boltzmann  
 $T_0$ , temperatura  
 $BW$ , largura de banda  
 $F$ , figura de ruído  
 $S$ , *Scattering Parameters* - Parâmetros de espalhamento  
 $a_x$ , potência da onda incidente na porta  $x$   
 $b_x$ , a potência da onda refletida na porta  $x$   
 $S_{11}$ , coeficiente de reflexão na porta de entrada  
 $S_{12}$ , ganho reverso  
 $S_{21}$ , ganho direto  
 $S_{22}$ , coeficiente de reflexão na porta de saída  
 $TC_f$ , coeficiente de temperatura da frequência  
 $f_{RES}^E$ , frequência de ressonância experimental  
 $f_{RES}$ , frequência de ressonância teórica  
 $T_E$ , temperatura experimental  
 $f_{RES}^2$ , frequência do segundo modo de ressonância



## 1 INTRODUÇÃO

A temperatura é foco de atenção de cientistas e técnicos, porque é grandeza relevante na maioria dos processos químicos, físicos e biológicos. O conhecimento desta variável através de medição, por contato, é impossibilitada, muitas vezes, pela presença de fios ou por requerer alimentação local; sendo, então, substituída por medições sem contato, geralmente de custo mais elevado. O trabalho que se segue disserta acerca de um sensor que pretende resolver este problema: medir sem fios, dispensando alimentação. O estudo visa contribuir para o posterior projeto de um interrogador que, junto ao sensor, forma o sistema de aquisição de dados sem fio para medição da temperatura. Os sensores SAW ressonadores, ainda pouco disseminados no mercado e pouco discutidos na literatura científica, foram fornecidos pela Vectron International. Eles foram ensaiados e os resultados obtidos comparados com as informações do fabricante. A partir destes dados, obteve-se mais informações sobre o funcionamento do sensor, algumas das quais sem referências bibliográficas anteriores. Também, depois deste estudo, foi possível projetar o interrogador para constituir o sistema de medição sem fio para supervisionar pontos quentes em subestações de energia elétrica.

### 1.1 Motivação

Um problema bastante presente em subestações de energia elétrica é a existência dos pontos quentes. Pontos quentes são quaisquer variações de temperatura em dispositivos (conectores, cabos, isoladores etc) que não estejam de acordo com o esperado, considerando-se a temperatura ambiente e demanda de potência existente. Atualmente a medição de temperatura de diversos componentes é feita através de termovisão (BARRETO et al., 2001).

O método de termovisão é baseado na utilização de uma câmera sensível à radiação infravermelha que permite visualizar um espectro de cores coerente com a temperatura do local, relacionando cores a faixas de valores de temperatura. Um exemplo pode ser observado na figura 1.1. Desta forma, após verificar a imagem, a detecção do ponto quente passa por uma análise subjetiva de interpretação do operador de manutenção. Este avalia a temperatura do componente comparando-a com a temperatura ambiente e com o aquecimento usual do dispositivo em funcionamento, avaliando assim se a alteração de temperatura caracteriza um ponto quente ou não.

Através das observações feitas por profissionais ligados à área de termovisão, foi possível constatar que os critérios para definição de pontos

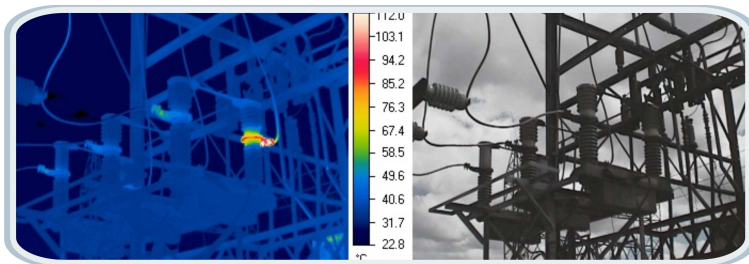


Figura 1.1: Exemplo de imagem fornecida por termovisão

quentes são diversos e subjetivos. Não existe uma padronização para determinação destes.

O problema se agrava quando se constata que, cada vez mais, as subestações tem sua operação automatizada e controlada à distância. Assim desassistidas, as subestações são analisadas quanto à presença de pontos quentes em esparsos intervalos de tempo. O alto custo das câmeras de termovisão também contribui para a deficiência de análise preventiva de pontos quentes. Apesar de caras, as câmeras permitem medições com baixa resolução, em torno de 2 °C.

Um projeto de pesquisa sobre o assunto, em andamento, decorrente de uma parceria Eletrosul/UFSC, tem a missão de automatizar a medição de temperatura nos dispositivos mais propensos a pontos quentes. Para isto, alguns requisitos foram determinados para o sistema de medição:

- alimentação própria;
- tamanho compacto;
- medição sem fio: transmissão de dados via RF (radiofrequência) imune a interferências eletromagnéticas dos campos presentes em subestações;
- baixo custo de fabricação, instalação e manutenção;
- compatibilidade com sistema de informação da ELETROSUL;
- registro das medições em banco de dados.

## 1.2 Requisitos de projeto de medição de pontos quentes

Algumas particularidades do ambiente de subestação exigem algumas atenções:

- *autonomia energética*: como o acesso a regiões energizadas não é operação simples e corriqueira, o sistema deve ser autônomo em energia;
- *proteção do sistema de alimentação*: como os campos eletromagnéticos tem grande intensidade, qualquer sistema de alimentação é ponto crítico do sistema, porque não deve ser susceptível aos campos;
- *tamanho reduzido*: qualquer volume dentro de uma subestação, principalmente quando possui pontas, representa uma antena para campos eletromagnéticos e descargas. Assim, o sistema não deve possuir pontas e ter volume reduzido;
- *sem fios*: qualquer fio imerso no ambiente citado está submetido a uma variedade de campos. Existem duas soluções: projetar proteções e blindagens ao fios ou utilizar um sistema sem fio. Optou-se pela existência de um sistema que dispense fios para seu funcionamento.

## 1.3 Alternativas de solução

É possível vislumbrar duas formas de medir uma grandeza, como temperatura, sem fio e por contato:

- utilizar um transdutor convencional de temperatura, acoplado a circuito auxiliar que permita enviar os dados a um sistema de leitura, processamento e armazenamento remoto;
- utilizar transdutores dedicados à comunicação sem fio.

### 1.3.1 *Transdutores de temperatura convencionais aliados a protocolos de comunicação sem fio*

Esta alternativa possui a vantagem de utilizar como elemento sensor algum dispositivo de medição facilmente encontrado no mercado, de custo razoável e conhecimento dominado tanto em literatura quanto experimentalmente: termistores, termorresistores, termopares e sensores integrados.

Para realizar a transmissão sem fio dos dados obtidos, usa-se um protocolo de comunicação, geralmente o Zigbee, também bastante difundido e

adotado por vários fabricantes da área tecnológica. Os módulos transceptores de Zigbee são comercializados em torno de \$25 e possuem dimensões em torno de (40 x 30 x 10) mm. Possuem entradas analógicas para o sinal dos sensores e uma antena para transmissão. O alcance do Zigbee varia de acordo com o ambiente entre transmissor e receptor, embora seja possível prever um alcance de 10 m em ambientes favoráveis. Não foram encontrados relatos de uso satisfatório deste protocolo de comunicação no ambiente agressivo de subestações.

### 1.3.2 Sensores por ondas acústicas

O avanço nas pesquisas de semicondutores permite a construção de dispositivos MEMS (sistemas microeletromecânicos) e NEMS (sistemas nanoeletromecânicos). Alguns destes são fabricados microeletronicamente de forma a funcionar como *transponders*. O *transponder* (abreviação de *Transmitter + Responder*) é um dispositivo de comunicação eletrônico capaz de receber e responder um sinal em uma frequência determinada, enviando na resposta algum tipo de informação: posição, identificação ou valor de um mensurando. Estes sistemas estão intimamente ligados à teoria de RADAR (Detecção e Telemetria por Rádio), que rege a equação de comunicação e possui legislação específica. Uma característica importante destes dispositivos é que a onda neles incidente serve-os tanto como sinal de informação como sinal de alimentação e, assim, dispensam baterias.

O funcionamento dos *transponders* depende da seleção do material de fabricação, do corte e das técnicas de microfabricação a que estes são submetidos. Como resultados destas ações, o tráfego de energia dentro do dispositivo será regido por uma ou outra onda dominante. São exemplos os seguintes dispositivos:

- SAW - ondas acústicas superficiais: dispositivos baseados na interação entre ondas acústicas que se propagam na superfície de materiais piezelétricos e grandezas físicas e químicas;
- BAW - ondas acústicas de substrato: dispositivos baseados na interação entre ondas acústicas que propagam no substrato de materiais piezelétricos e grandezas físicas e químicas;
- FPW - *Flexural-plate wave*: dispositivos acústicos sensíveis a interações como meios líquidos;

- SH-SAW - *Shear-horizontal surface acoustic wave*: dispositivos SAW sensível a moléculas específicas;
- SSBW - *Surface-skimming bulk wave*: dispositivos acústicos que funcionam a partir do amortecimento das vibrações mecânicas quando há alteração de alguma concentração química;
- STW - *Surface transverse wave*: dispositivos baseados na interação entre ondas acústicas que se propagam no plano transversal de materiais piezelétricos e grandezas físicas e químicas.

#### 1.4 Seleção de tecnologia de medição a empregar

Devido à disponibilidade de recursos, ao menor tamanho e à dispensa de baterias, os sensores por ondas acústicas foram selecionados. A partir de então, vários contatos foram realizados a fim de adquirir os sensores. O critério de seleção, dentre os sensores acústicos, foi a disponibilidade comercial destes: dentre o ainda pequeno número de fabricantes, somente um deles propôs-se a vender em pequena quantidade (10 unidades). O sensor disponível para a compra foi um *ressonador SAW* que opera com ressonância na faixa ISM de 433 MHz.

As principais características dos SAWr para medir temperatura são:

- possibilidade de medição sem fio;
- dispensa de fonte de energia no local de medição;
- tamanho reduzido.

##### 1.4.1 Sensor ressonador

Um ressonador SAW consiste em um substrato piezelétrico, um transdutor interdigital e dois refletores. O IDT - transdutor interdigital - é uma estrutura de barras intercaladas que é fabricada no substrato por um processo fotolitográfico. O IDT é conectado a uma antena. Esta recebe a energia de excitação para o dispositivo SAW por uma onda eletromagnética advinda da unidade de interrogação. O IDT converte a energia elétrica para energia mecânica, sob forma de uma onda acústica superficial. Dois refletores formam uma cavidade ressonante em que uma onda estacionária é gerada no caso de haver ressonância. Uma porção da energia eletromagnética estimulante é armazenada nesta onda estacionária. Depois que o sinal de estímulo

(interrogador) é desligado, a energia permanece presente na forma de uma onda SAW. O IDT converte uma porção desta energia mecânica, contida na cavidade, novamente para energia elétrica. A energia elétrica é transmitida como uma onda eletromagnética de volta à unidade interrogadora e pode ser analisada.

A temperatura altera os parâmetros do material do substrato, acarretando na variação na fase da onda SAW, resultando na variação da frequência de ressonância. Se a relação entre a variação da temperatura e a variação da frequência é conhecida e pode ser expressa em uma equação matemática, a temperatura pode ser calculada.

## 1.5 Demanda de pesquisa

O fabricante, na época da compra, não disponibilizava comercialmente o sistema de medição para o sensor, o interrogador. Era necessário dominar o funcionamento do sensor para, então, projetar um interrogador para operar junto a ele. As informações fornecidas pelo fabricante (ver anexo B) são insuficientes para projetar um sistema de medição. Além do *status* de caixa preta do sensor, haviam poucas bibliografias, em sua maioria concentradas em três grupos de cientistas liderados Pohl, Reindl e Ruppel e, portanto, com muita informação repetida.

Desta forma, vislumbrou-se a necessidade de uma pesquisa profunda sobre o funcionamento dos ressonadores SAW adquiridos. Este estudo compreende uma breve formulação matemática, simulações e principalmente, experimentos para levantar as características ao longo de toda faixa de medição do sensor, e não somente no ponto de 85 °C.

## 1.6 Objetivos da pesquisa

Os principais objetivos desta pesquisa são listados a seguir:

- verificar o funcionamento do ressonador SAW junto a um sistema de medição análogo ao interrogador a ser projetado;
- prover dados suficientes para o projeto do interrogador;
- analisar o ressonador SAW como sensor de temperatura;
- comparar o ressonador SAW a outros sensores de temperatura;



- prover conhecimentos e métodos para análises metrológicas posteriores de linearidade, repetitividade, sensibilidade etc.

## 1.7 Contribuições

As informações contidas nos artigos científicos sobre ressonadores SAW são rasas e românticas: além de apresentarem informações repetidas em diferentes publicações, estas informações são, em geral, teóricas e ideais.

Este trabalho resultou em curvas experimentais em frequência, potência e outros dados não encontrados em artigos. Além disso, a folha de dados fornecida pelo fabricante é pobre e os dados nela contidos são aplicáveis somente para a temperatura de 85 °C.

## 1.8 Organização do texto

Este trabalho é apresentado no seguinte formato:

- *Capítulo 2*: revisa brevemente a bibliografia sobre sensores SAW e seu sistema de medição (interrogador);
- *Capítulo 3*: apresenta o estudo teórico feito sobre o funcionamento do SAWr e sua ressonância, com simulações e análise da folha de dados;
- *Capítulo 4*: apresenta o desenvolvimento experimental do trabalho: a descrição dos materiais e dos métodos: para cada ensaio são descritos os objetivos, o método, as dificuldades e os resultados;
- *Capítulo 5*: discute, a partir dos resultados, a validade do sensor e dos experimentos realizados;
- *Capítulo 6*: realiza a conclusão sobre a contribuição desta pesquisa e projeta os trabalhos futuros.

Para evitar a repetição massiva dos termos, será feita a seguinte convenção:

- *SAW* referente a ondas acústicas superficiais;
- *SAWd* referente a dispositivo utilizando a tecnologia SAW;
- *sSAW* referente a sensores utilizando a tecnologia SAW;
- *SAWr* referente a sensores ressonadores utilizando a tecnologia SAW.



## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Composição e diagrama funcional

Um sensor por ondas acústicas superficiais (sSAW) é criado por uma combinação de um transdutor interdigital e vários refletores em um monocristal piezoelétrico. O transdutor e os refletores são alterações feitas sobre o substrato piezoelétrico. Porém, representam-se como sendo elementos discretos para fins de clareza. O sensor opera em conjunto com um antena. A figura 2.1 apresenta os componentes de um sensor SAW.

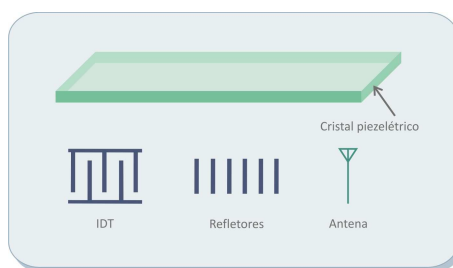


Figura 2.1: Componentes de um sensor SAW

Nas seções a seguir, é apresentado o processo pelo qual a energia passa desde a chegada à antena do sensor, até a saída através da mesma antena. Os componentes para todos os tipos de sensores são os mesmos. A disposição e quantidades dos componentes que formam um sensor é que definem se ele é um ressonador, uma linha de atraso ou de outros tipos.

#### 2.1.1 Antena

Embora a antena não seja parte do sensor SAW, nela é que se iniciam os processos que compõem a cadeia de medição. A antena realiza a transformação de onda eletromagnética irradiada em onda eletromagnética guiada e vice-versa. Uma boa antena deve ser capaz de receber e enviar sinais de/para o interrogador. Há referências quanto à utilização da antena também para fins de proteção dos sensores (FUKUSHIMA et al., 1998). Segundo estas, a antena, através de seu terminal de referência, pode ser capaz de escoar descargas elétricas, impedindo assim que estas cheguem ao terminal ativo do sensor, danificando-o. Foram fabricadas e ensaiadas antenas com tamanho

condizente com o sensor. Os resultados serão apresentados em artigo específico futuramente.

### 2.1.2 *Transdutor interdigital (IDT)*

O transdutor interdigital é o primeiro estágio pelo qual passa a energia no sensor. A função do transdutor interdigital é a de converter parte da potência recebida pela antena em uma onda acústica superficial, que se propaga no cristal perpendicularmente às barras paralelas do transdutor. Ele transforma as ondas eletromagnéticas em ondas acústicas e vice-versa. Fisicamente, eles são eletrodos dispostos de forma ordenada ao longo do substrato como barras com polaridade alternada, como mostrado na figura 2.1.

Para converter tanta potência quanto possível em potência acústica, primeiramente a frequência transmitida, e recebida por ele, deve corresponder à frequência média do conversor interdigital. Secundariamente, o número de barras paralelas deve estar matematicamente ligado ao coeficiente de acoplamento eletroacústico (FINKENZELLER, 2003).

Os transdutores podem ser de vários tipos, de acordo com: o tamanho disponível, a disposição destes no sensor, a frequência e a largura de banda. São também levados em conta, para seleção do formato do IDT, os efeitos negativos de cada formato: efeitos parasitas, perdas ôhmicas, capacitância dos *pads* e perdas de transmissão nas trilhas (REINDL et al., 1998).

### 2.1.3 *Refletores*

Os refletores (figura 2.1), eletrodos dispostos paralelamente entre si, tem por função refletir a onda acústica modificando seu sentido de propagação. Nos sensores ressonadores, os dois conjuntos de refletores tem a mesma distância em relação ao transdutor IDT e uma cavidade ressonante se forma entre eles. As ondas SAW se propagam dentro da cavidade, gerando uma intensificação da onda. Quando a frequência do sinal de interrogação é igual à frequência de ressonância do SAWr, uma onda estacionária é estimulada e ocorre uma ressonância dentro da cavidade.

Em cada refletor, uma pequena parcela da onda superficial é refletida e retorna passando pelo transdutor interdigital. Logo um número de pulsos é gerado a partir de um único pulso de interrogação. Existem refletores simétricos e assimétricos. Nos simétricos, as reflexões para a direita e para a esquerda são iguais. Nos assimétricos, não há reflexão para um dos lados (BULST; FISCHERAUER; REINDL, 2001).

## Identificação

Os refletores podem estar dispostos de tal forma a fazer com que seja possível distinguir um sensor de outro, assim como em um código de barras. A utilização de identificação junto à função de medição é encontrada principalmente para sensores por linha de atraso.

## 2.2 Efeito sensor

A velocidade  $v$  de uma onda superficial no substrato, e logo o tempo de propagação  $\tau$  e a frequência média  $f_0$  do componente de onda superficial podem ser influenciados por uma gama de variáveis físicas (REINDL; SHRENA, 2004). Além de temperatura, solicitações mecânicas como: tração, compressão, cisalhamento, flexão e aceleração tem uma influência particular na atenuação e/ou na velocidade da onda superficial  $v$ .

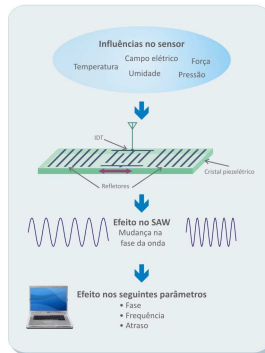


Figura 2.2: Diagrama das sensibilidades dos sensores a várias grandezas

Em geral, a sensibilidade  $S_y^x$  de uma grandeza  $x$  à variação de uma grandeza  $y$  pode ser definida por:

$$S_y^x = \frac{1}{x} * \frac{\partial x}{\partial y} \quad (2.1)$$

A sensibilidade  $S$  a uma determinada grandeza  $y$  é dependente do material do substrato e do corte do cristal.

## 2.3 Tipos e funcionamento

O princípio de funcionamento de um sensor SAW (sSAW) é diferente para cada um dos tipos principais existentes:

- linhas de atraso;
- ressonadores (SAWR);
- de impedância (duas portas).

Além disso, o dispositivo pode ou não conter um padrão de refletores que permita identificá-lo e distingui-lo de outro sensor do mesmo tipo. A velocidade de propagação das ondas acústicas superficiais permite longos atrasos de tempo para realizar a propagação dentro de um encapsulamento de circuito integrado. Isto permite que, quando o sinal retorna à unidade interrogadora, todos os sinais de interrogação já tenham sido dissipados, permitindo que os dados sejam analisados sem interferência.

Os SAWs apenas armazenam e retransmitem a energia do impulso interrogador de chegada e, então, não requerem nenhuma alimentação. Como a leitura acontece em apenas dezenas de microssegundos, cerca de  $10^5$  interrogações/segundo podem ser obtidas (REINDL et al., 1998).

### 2.3.1 Linhas de atraso

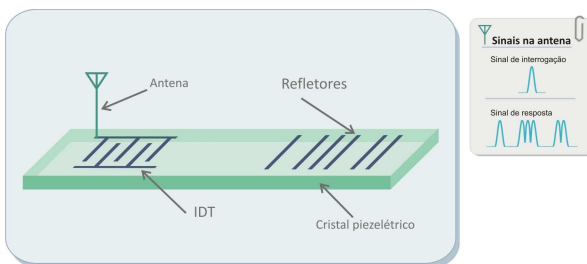


Figura 2.3: Diagrama de dispositivo SAW por linha de atraso

A figura apresenta um desenho esquemático de um dispositivo passivo SAW, que tanto pode ser utilizado como identificador quanto sensor. O funcionamento pode ser descrito tal como segue:

“Uma onda eletromagnética de alta frequência (sinal RF de interrogação) emitida de uma unidade interrogadora é recebida pela antena de um transponder SAW. O transdutor interdigital (IDT), que é conectado à antena, transforma, com ajuda do efeito piezoelétrico inverso, o sinal recebido em uma onda acústica superficial. Esta onda se propaga no cristal em direção aos refletores. Os refletores são dispostos em um padrão específico (como um código de barras) que refletem partes da onda incidente. O que retorna ao IDT é uma série de ecos em alta frequência, os quais são transformados novamente em sinal eletromagnético. A resposta em RF carrega a informação sobre a localização e a quantidade de reflexões além das informações sobre a propagação e as propriedades de reflexão da onda. A unidade interrogadora identifica a amplitude, a frequência e/ou o tempo do sinal e determina o número de identificação e/ou o valor do mensurando (BULST; C.RUPPEL, 1994).”

A informação, para fins de medição, está contida no atraso entre um pulso e outro; já a informação sobre a identificação do sensor está contida no padrão de separação dos pulsos. Isto pode ser observado na nota da figura 2.3.

Para analisar os sSAW por linhas de atraso, observa-se o tempo da propagação das ondas acústicas ( $t_D = L/v_{SAW}$ ), ou seja, a razão entre o comprimento acústico  $L$  e a velocidade da onda acústica  $v_{SAW}$ . Esses dois parâmetros, comprimento e velocidade, são alterados por variações de temperatura, solicitação mecânica e outras grandezas, dependendo dos aspectos construtivos do sensor.

Geralmente, para evitar erros causados por sensibilidades secundárias, são realizadas medições diferenciais do atraso. No caso de medições diferenciais, a diferença entre tempos de propagação ou a diferença de fase entre pulsos individuais refletidos é avaliada. Assim, o sinal do sensor se torna independente da distância entre o leitor e o dispositivo. O tempo de propagação diferencial e a fase diferencial entre dois pulsos de resposta recebidos são obtidos a partir da distância entre dois refletores, da velocidade da onda na superfície e da frequência do pulso de interrogação. Em (REINDL et al., 1998) descreve-se matematicamente a medição diferencial.

### 2.3.2 Sensores ressonadores

Em uma linha de atraso, o caminho disponível é percorrido duas vezes. Porém, se um transdutor interdigital é posicionado entre duas estruturas refletivas, o caminho acústico pode ser usado um número maior de vezes, devido

à reflexão múltipla nos dois refletores. Este arranjo é chamado de **ressonador de ondas superficiais de uma porta**. A distância entre dois refletores deve ser um múltiplo inteiro de metade do comprimento de onda na frequência de ressonância (REINDL et al., 2001b).

O número de trens de onda armazenado em um ressonador é determinado por seu fator de qualidade  $Q$ . Normalmente, um fator de qualidade de 10000 é alcançado para dispositivos que operam na faixa de frequência de 433 MHz; e um fator entre 1500 e 3000, para aqueles que operam na faixa de frequência de 2,45 GHz (REINDL et al., 1998). A utilização de ressonadores como sensores requer a construção de dispositivos com alto fator de qualidade (BALLANTINE et al., 1997).

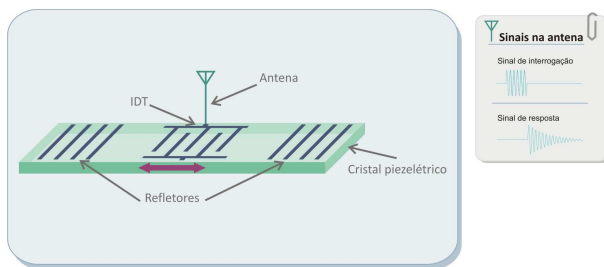


Figura 2.4: Diagrama de um dispositivo SAW ressonador

Quando excitados por um sinal de radiofrequência, a energia recebida é armazenada nas cavidades do SAWr. O número de comprimentos de onda armazenados no dispositivo é dado pelo fator de qualidade  $Q$ , que também fornece o tempo de decaimento do sinal no ressonador. A unidade interrogadora tem até vários microssegundos para avaliar o sinal esvanecente vindo do ressonador. A figura 2.4 mostra o esquemático de um ressonador.

Para eliminar o sinal de interrogação e os ecos do ambiente, segundo (REINDL et al., 1998), os primeiros  $2 \mu\text{s}$  da resposta do sensor são desprezados no domínio do tempo. A primeira vista, isto reduz a energia recebida, porém não o fator de qualidade.

A transformada de Fourier do sinal resulta em um espectro exponencial que é quase simétrico em relação à frequência central e que fornece a informação do valor do mensurando. Outros algoritmos mais sofisticados podem ser utilizados para determinar a frequência de ressonância - e, por conseguinte, o valor do mensurando - de maneira mais eficaz.

O SAWr pode ser aplicado como dispositivo ressonante único ou múltiplo, análogo ao que ocorre com as linhas de atraso. Para propósitos



de identificação, múltiplos refletores podem ser usados, formando palavras de dados que o identifiquem no domínio da frequência.

Na prática, a mesma sensibilidade é obtida como para uma linha de atraso, porém nos ressonadores há redução significativa do tamanho do circuito integrado. A frequência de ressonância de um SAWr é determinada pela distância entre os eletrodos dos refletores:  $d = \lambda_{SAW}/2$ , ou seja, os refletores distam entre si de metade do comprimento de onda na frequência de ressonância. Tem-se que  $\lambda_{SAW} = v_{SAW}/f = v_{SAW} \cdot t_p$ , em que:

- $d$  é a distância entre os refletores;
- $\lambda_{SAW}$  é o comprimento de onda na frequência de ressonância;
- $v_{SAW}$  é a velocidade da onda SAW;
- $t_p$  é o tempo de propagação.

Em arranjos diferenciais de medição, somente validam-se diferenças de frequência ou fase entre dois ressonadores.

### 2.3.3 Sensores de impedância

Sensores convencionais de impedância variável (fotorresistores, sensores de efeito Hall, termorresistores, extensômetros etc) podem ser utilizados sem fio quando combinados com dispositivos SAW. Para esta aplicação, um transdutor IDT é utilizado como refletor, que é carregado por um sensor resistivo externo. A medição da grandeza física resulta da variação da impedância de carga. Esta modifica a transdução acústica e as propriedades de reflexão do IDT conectado ao sensor convencional. Assim, ocorrem variações na magnitude e fase do pulso refletido os quais podem ser detectados pelo leitor.

Como deseja-se observar as alterações que ocorrem nos transdutores interdigitais eletricamente carregados, busca-se reduzir a sensibilidade do substrato a outras grandezas. Desta forma, as sensibilidades secundárias para outros efeitos podem ser minimizadas por um encapsulamento adequado e aplicação de sensores externos com propriedades específicas conhecidas.

A reflexão acústica de  $R_2$  é função da impedância complexa da carga e, portanto, é um parâmetro complexo. Assim, o sinal correspondente do sensor é afetado em magnitude e fase. Nestes casos, uma resolução do mensurando menor que  $< 1\%$  da faixa de medição (POHL, 2000) é obtida nos piores casos. Para dobrar a sensibilidade deste tipo de sensor, um terceiro refletor

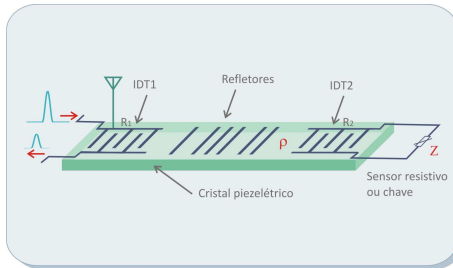


Figura 2.5: Diagrama de um dispositivo SAW de duas portas

$R_3$  com refletividade máxima é disposto em linha com  $R_2$ . A onda se propaga a partir do IDT em direção a  $R_3$  e volta, passando por  $R_2$  duas vezes.

Através da reciprocidade dos coeficientes acústicos de ida e volta, é possível descrever matematicamente que a diferença na amplitude e na fase dos sinais de respostas originados de  $R_1$  e  $R_3$  resulta em duas vezes o efeito da configuração sem o refletor  $R_3$ .

### Sensores de chaveamento

Estes sensores podem ser considerados como um caso especial de sensores de impedância, porque assim como nestes, um segundo transdutor interdigital é utilizado como refletor. Elementos de um circuito externo possibilitam o chaveamento entre os estados *curto-circuito* ( $R = 0$ ) e *aberto* ( $R = \infty$ ). Isto modifica significativamente a transdução e reflexão acústica do transdutor e então também a magnitude e fase do impulso refletido.

## 2.4 Aplicações

Abaixo são descritas sucintamente algumas aplicações dos dispositivos SAW. A resolução típica destes dispositivos é apresentada na tabela 2.1.

### 2.4.1 Etiquetas identificadoras

Como o foco deste trabalho é a utilização da tecnologia SAW como sensor, pouca ênfase será dada à função de identificação. Esta é apresentada aqui porque pode ser combinada à função de medir concomitantemente.

Os sistemas de identificação empregando transdutores do tipo SAW são bastante utilizados em rodovias e ferrovias para identificação de veículos

Tabela 2.1: Resolução típica de dispositivos SAW (POHL, 2000)

TÍPICA RESOLUÇÃO DOS SENSORES SAW		
Mensurando	Efeito físico	Resolução
Identificação	Análise do sinal	23 bits
Temperatura	Variação da velocidade da onda SAW	0,1 °C
Grandezas mecânicas (pressão, torque, aceleração)	Variação das constantes elásticas	1 % da faixa de medição
Sensores de impedância	Variação da amplitude e fase do sinal refletido	1 % da faixa de medição
Distância	Atraso do sinal	20 cm
Posição relativa	Medição contínua da fase Doppler	2 cm
Posicionamento angular	Medição da fase Doppler	3°

e monitoramento de itinerários e tempos de percurso. A principal característica destas aplicações é que, principalmente nas rodovias, existe um alto nível de interferências causadas pelos motores e alternadores eletrônicos. Isto faz crer que a tecnologia SAW é robusta quanto a estas condições adversas, pelo menos para fins de identificação.

#### 2.4.2 Sensores de temperatura

Reindl et al (REINDL et al., 1998) apresenta um sensor SAW, com substrato de niobato de lítio e corte YZ, resultando em um coeficiente de temperatura da velocidade da onda de 85 ppm/°C e em um coeficiente de dilatação térmica de 8 ppm/°C. Outros dados relevantes são:

- alcance da medição sem fio: 3 m;
- resolução da medição de temperatura: 1 °C (usual) e até 0,02 °C (REINDL; SHRENA, 2004);
- mínima temperatura medida: -196 °C;
- máxima temperatura medida: 200 °C para encapsulamento padrão e acima deste valor (400 - 500) °C utilizando adesivos, materiais soldadores e placas de circuito impresso especiais (REINDL et al., 1998);
- aplicações documentadas: termômetros clínicos, turbinas em movimento, freios (REINDL, 1998c), pneus, motores elétricos (REINDL, 1998b), plantas de alta tensão (REINDL et al., 1998) (REINDL, 2001c) e processos perigosos e inacessíveis.

Os substratos de quartzo são tradicionalmente utilizados para sensores mecânicos e os de niobato de lítio para medir temperatura (BAO et al., 1987).

### 2.4.3 Sensores de pressão e de outras grandezas mecânicas

Em (REINDL, 1998a), é apresentada uma aplicação em que as ondas SAW propagam-se no diafragma de quartzo (figura 2.6), flexionado pela pressão hidrostática. Para fletir o diafragma sob pressão, deve haver uma pressão constante de referência do outro lado do diafragma. Isto é realizado por uma cavidade selada hermeticamente com uma pressão de referência interna. O encapsulamento do quartzo é dado de forma que a tensão térmica seja mínima e, portanto, a sensibilidade térmica negligenciável. São encontrados na literatura sensores de pressão com faixa de medição de (0 a 250 k) Pa.

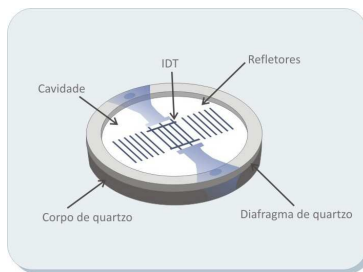


Figura 2.6: Exemplo de um transdutor de pressão SAW

Utilizando um sensor de pressão e uma massa sísmica, um acelerômetro SAW pode ser obtido como é descrito em (REINDL, 2001b) (REINDL, 2001a).

Artigos apresentam, ainda, outras aplicações como sensores de torque, corrente e químicos (REINDL et al., 1998) (REINDL et al., 2001a).

## 2.5 Vantagens e desvantagens

A vantagem decisiva dos SAW é sua operação passiva e a possibilidade de instalação sem fio em localizações inacessíveis ou com dificuldades de acesso. Por isso e por ser livres de manutenção, estes dispositivos são utilizados com sucesso em partes dinâmicas e ambientes agressivos como áreas contaminadas ou de alta tensão. Também podem ser utilizados para medição sem contato em câmaras de vácuo, sobre o concreto, em altas temperaturas ou em ambientes radioativos.

Os transdutores SAW são pequenos, robustos, relativamente baratos e podem ser expostos a condições adversas. Para suportar temperatura supe-

riores a 200 °C, utilizam-se cristais, adesivos e materiais especiais na fabricação e proteção do circuito integrado.

Os SAWr são superiores às linhas de atraso no que tange a fator de qualidade, estabilidade em frequência e incerteza de medição (ZHANG et al., 2006). Também, por utilizarem várias vezes o caminho entre os refletores, eles conseguem desempenho semelhante às linhas de atraso com dimensões menores.

As desvantagens estão concentradas no entorno dos dispositivos SAW: sobretudo no processo de comunicação. Há uma dificuldade grande na construção de antenas eficazes para o interrogador, principalmente nas frequências na ordem de centenas de MHz. O problema se agrava ao pensar em uma antena para o dispositivo SAW. Outro ponto desfavorável é a disseminação, cada vez maior, de dispositivos sem fio, poluindo o ambiente e causando interferência nos sistemas não protegidos. Pode-se dizer que os erros referentes ao sensor são sistemáticos e, portanto, podem ser compensados; enquanto os erros do sistema de radioenlace são aleatórios, dependendo das condições instantâneas do canal no ambiente de uso. Por serem aleatórios, estes erros são difíceis de compensar ou prever.

O preço e disponibilidade no mercado dos SAWd também são motivos para a limitação da disseminação destes em larga escala. Além disso, o custo de \$85 em 2007 pode ser considerado elevado.

## 2.6 Sistema de medição para SAWr

O interrogador ou concentrador juntamente com o sensor formam o sistema de medição sem fio. Uma unidade interrogadora se assemelha muito aos equipamentos de RADAR, tanto na tecnologia empregada quanto na legislação. A figura 2.7 mostra o diagrama do processo de interrogação.

O interrogador é tanto responsável por enviar um sinal de interrogação ao sensor (que também serve como sua única fonte de alimentação) quanto para receber o sinal de resposta dele. Na busca da frequência de ressonância do SAWr, o interrogador deve ser capaz de questionar o sensor enviando frequências num determinado passo, cobrindo toda a faixa de medição do sensor. A resposta do sensor que apresentar maior potência de sinal corresponde à interrogação realizada exatamente na frequência de ressonância dele. Hamsch e Buff (HAMSCH et al., 2004) sugerem o processamento do sinal através da Transformada de Fourier.

Para que o interrogador funcione adequadamente, deve-se projetá-lo a partir de alguns requisitos, que somente podem ser conhecidos a partir de

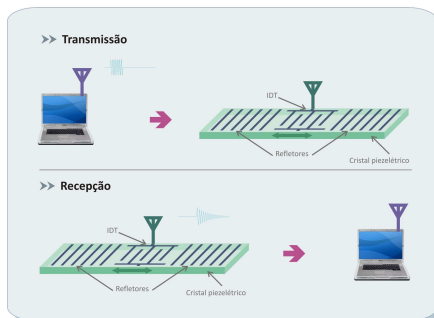


Figura 2.7: Diagrama do processo de interrogação

experimentos com o sensor:

- tempo mínimo de transmissão;
- tempo mínimo de recepção;
- potência de transmissão x alcance;
- potência mínima de operação para o sensor;
- resolução de recepção do interrogador.

### 2.6.1 Módulo de radiofrequência

O diagrama em blocos da figura 2.8 apresenta este módulo e seus principais componentes. O transmissor consiste de um PLL - laço de fase chaveada - e um amplificador de potência. O PLL gera os sinais transmitidos baseado em um temporizador estável de referência. Já o amplificador garante um sinal suficiente para ser detectado pelo sensor com satisfatória relação sinal-ruído.

O sinal então é transmitido para o sensor SAW via antena. Logo após, o transmissor é desabilitado e o chaveamento de RF é executado, habilitando o interrogador para tarefa de recepção.

A resposta do sensor é recebida através da antena, amplificada e rebaixada para a frequência intermediária (IF) através de um misturador com o oscilador local (LO). Essa frequência local (LO) é gerada por outro PLL que é baseado no mesmo temporizador de referência do primeiro PLL. A razão pela qual se faz este rebaixamento de frequência, conhecido como

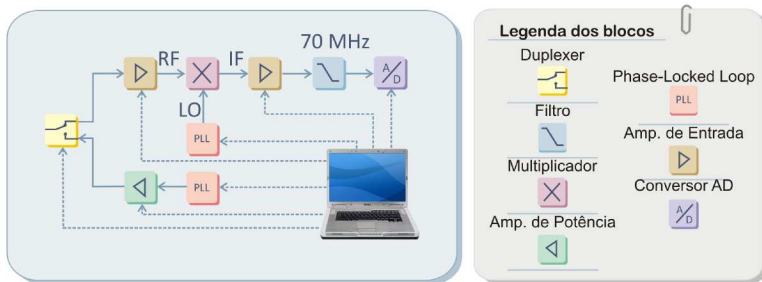


Figura 2.8: Diagrama simplificado de um interrogador

*down-conversion*, vem do conhecimento de que é mais efetivo (tecnicamente e financeiramente) realizar a conversão analógico-digital de sinais com frequências mais baixas. A frequência intermediária, que contém o sinal de informação, é amplificada novamente e passa por um filtro. O sinal filtrado é digitalizado e pode ser analisado pela placa principal da unidade interrogadora.

A análise da potência recebida pelo interrogador, cuja origem é o sensor, é analisada para fins de detecção de ressonância. Para isto é utilizado um indicador de comprimento de sinal de rádio (RSSI). A observação deste indicador propicia conhecer a frequência de interrogação que proporcional maior resposta em potência do sensor, considerando o canal de comunicação estável durante a varredura de interrogação.

### 2.6.2 Processo de interrogação

#### Domínio do tempo

Primeiramente é feito um questionamento ao sensor durante um determinado intervalo de tempo; após outro intervalo se inicia: o de recebimento da resposta do sensor. Se as funções de transmissão e recepção fossem realizadas pelo mesmo equipamento, este deveria ser capaz de comutar entre estas duas funções através de um chaveamento temporal.

O melhor resultado experimental foi o de realizar a recepção contínua e a transmissão chaveada. Desta forma, o analisador de espectro permanece em leitura durante todo o ciclo de medição. Já o gerador tem sua saída modulada na configuração *on-off*, ou seja, permanece-se parte do ciclo gerando e parte com potência nula. Esta configuração fica clara através da observação da figura 2.9.

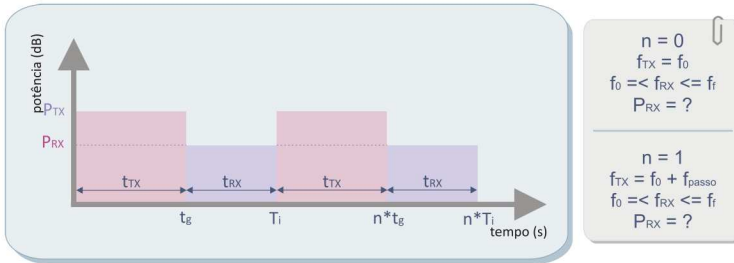


Figura 2.9: Diagrama de medição, no tempo

O chaveamento é obtido por uma modulação de sinal, interna ao gerador de sinais. É possível configurar um gerador de pulsos interno ao gerador que modula o sinal senoidal de radiofrequência. Assim, os parâmetros do gerador de pulsos são: tempo em nível alto  $t_{TX}$  (tempo de transmissão); potência em nível alto  $P_{TX}$  (potência de transmissão); tempo em nível baixo  $t_{RX}$  (tempo de não-transmissão coincidente com o tempo de recepção) e potência em nível baixo  $P_{RX}$  (igual a zero).

O diagrama da figura 2.9 explicita uma variável muito importante para o sistema de medição: o tempo de integração  $T_i$ . O tempo de integração significa o tempo necessário para que o sistema realize uma interrogação completa, que compreende: questionamento do sensor através da transmissão de um sinal interrogador, chaveamento entre transmissão e recepção (quando as duas funções são realizadas pelo mesmo dispositivo) e a recepção da resposta do sensor. O tempo de integração permite conhecer a máxima taxa de aquisição possível.

## Domínio da frequência

No domínio da frequência, durante o tempo em que a transmissão está ativa, um trem de ondas senoidais em radiofrequência é gerado e, logo, recebido com atenuação pelo sensor. O sinal de resposta do sensor é um trem de ondas senoidais inscrito em uma exponencial decrescente, portanto, um decaimento exponencial (WEN et al., 2004).

A figura 2.10 (WEN et al., 2004) apresenta as respostas de um ressonador a trens de ondas senoidais em diferentes frequências. Nota-se que, sendo  $f_0$  a frequência de ressonância do dispositivo num determinado instante e  $f$  a frequência de interrogação, a maior potência do sinal de resposta ocorre para a condição  $f = f_0$ . Na figura, o eixo  $y(\mathbf{t})$  representa valores de potência



e  $k$  é uma constante.

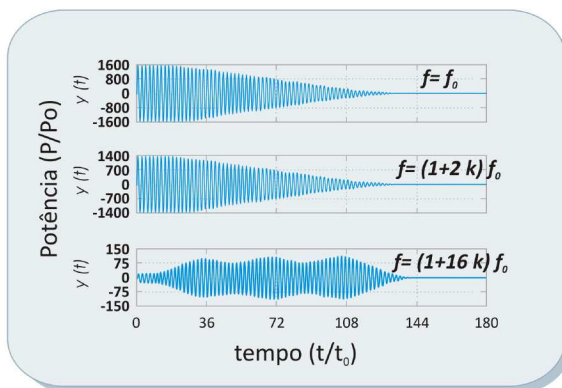


Figura 2.10: Exemplo de resposta de um ressonador SAW (WEN et al., 2004)

A faixa de medição do sensor vai de (0 a 120) °C, que corresponde a faixa de frequência de (433,189 a 434,032) MHz, segundo os dados do fabricante. Assim, tanto o gerador quanto o analisador devem ser capazes de operar nesta faixa de frequência, sem variação dos seus parâmetros internos.

A técnica de medição utilizada, neste trabalho, foi a de rastreamento, ou seja, a frequência de ressonância do sensor é rastreada enviando-se sinais de questionamento com potência constante ao dispositivo, em toda a faixa de medição. Após, foi observada a resposta do sensor a cada um dos questionamentos. Quando o dispositivo encontra-se em ressonância é capaz de absorver mais energia e, logo, responde com mais energia do que nos pontos de frequência de interrogação que não corresponde àquela de sua ressonância. Dessa forma, o foco do rastreamento é a maior resposta em potência dentre as respostas que abordam toda a faixa de operação. Essa técnica fica clara com a observação da figura 2.11 e pela leitura do item 2.6.2.

### Método de rastreamento

Na figura 2.11 pode-se perceber que a janela de medição é reduzida a cada etapa de rastreamento, dando origem a um rastreamento progressivo. Logo, se na primeira etapa o passo de medição é de 70 kHz, o que equivale a 10 °C, haveria pouco mais de dez medições nesta primeira etapa para cobrir toda a faixa de operação. Se, na última etapa, o passo de medição for reduzido a 7 kHz, permitiria a medição da temperatura com resolução de 1

°C, utilizando pouco mais do que uma dezena de medições para cada etapa. O número de etapas previstas (por exemplo: 3,4 ou 5) multiplicada por pouco mais de uma dezena de medições por etapa resultaria em dezenas de medidas. Se a varredura fosse a passo constante ao longo de toda a faixa de medição, para conseguir uma resolução de 1 °C, seriam necessárias  $843 \text{ kHz}/7 \text{ kHz} \approx 120$  medições.

Maior número de medições acarreta maior tempo de medição. A desvantagem disso é a possibilidade de alteração da grandeza temperatura no intervalo de medição, resultando em resultados ambíguos. Além disso, o rastreamento progressivo permite uma maior taxa de aquisição.

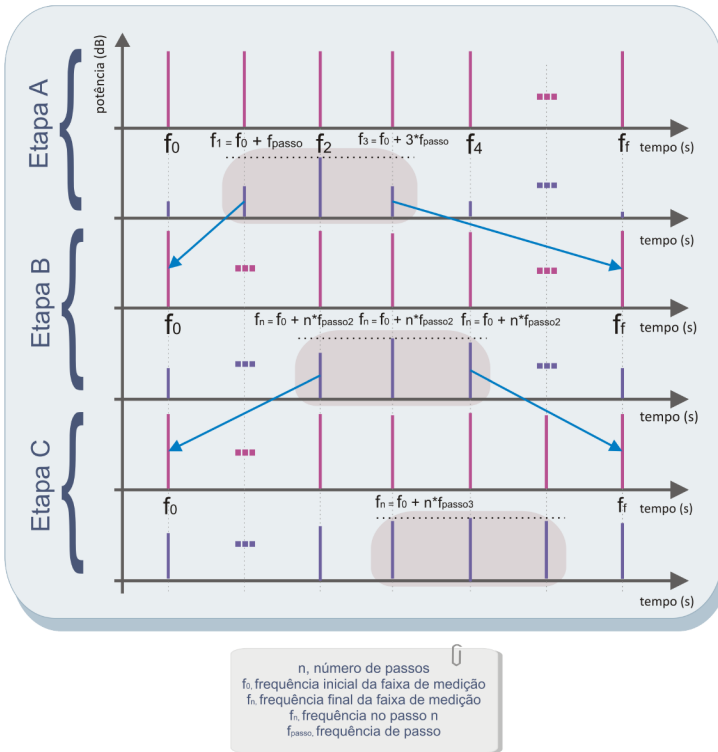


Figura 2.11: Diagrama de medição, na frequência

### 2.6.3 Equação do radioenlace

A equação que rege o radioenlace entre interrogador e sensor é a mesma que a equação de RADAR. A equação de RADAR diz que o nível de sinal recebido por uma unidade de interrogação cai com a quarta potência da distância ao dispositivo SAW. Para ser mais específico, a distância  $r$  máxima do dispositivo interrogador é dada por:

$$\frac{r}{\lambda} = \frac{1}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{P_{TX} \cdot G_R^2 \cdot G_T^2}{IL \cdot k \cdot T_0 \cdot BW \cdot F \cdot SNR}} \quad (2.2)$$

em que

- $r$  a distância entre o sensor e a unidade interrogadora;
- $\lambda$  o comprimento de onda na frequência de operação;
- $P_{TX}$  a potência de transmissão;
- $G_T$  e  $G_R$  os ganhos respectivos das antenas de transmissão e recepção;
- $IL$  a atenuação inserida pelo sensor SAW;
- $k \cdot T_0 \cdot BW \cdot F$  é a potência do ruído térmico:
  - $k$  a constante de Boltzmann;
  - $T_0$  a temperatura;
  - $BW$  a largura de banda;
  - $F$  a figura de ruído;
- $SNR$  a mínima relação sinal-ruído.

A figura 2.12 (FINKENZELLER, 2003) apresenta as curvas de alcance por tempo de medição para dois dispositivos SAW: um operando em 433 MHz e outro em 2,4 GHz.

Já a figura 2.13 apresenta as perdas de comunicação e de inserção para um sensor SAW com perda de inserção igual a 20 dB.

### 2.6.4 Legislação

Na Europa, somente duas bandas de frequência, adequadas para os dispositivos SAW, dispensam licenças por serem destinadas a dispositivos

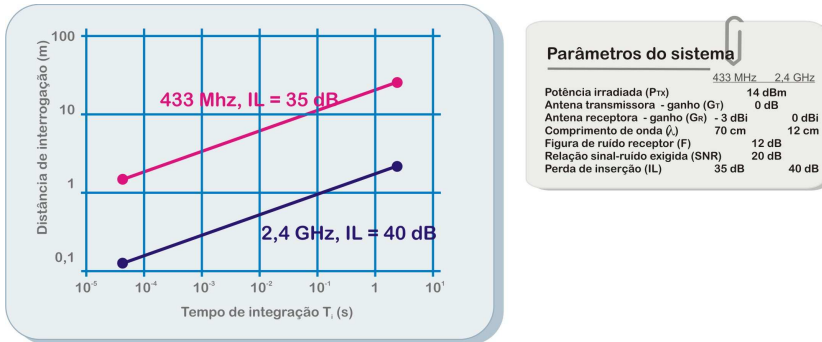


Figura 2.12: Gráfico alcance *versus* tempo de integração - ou medição - de um dispositivo SAW qualquer (FINKENZELLER, 2003)

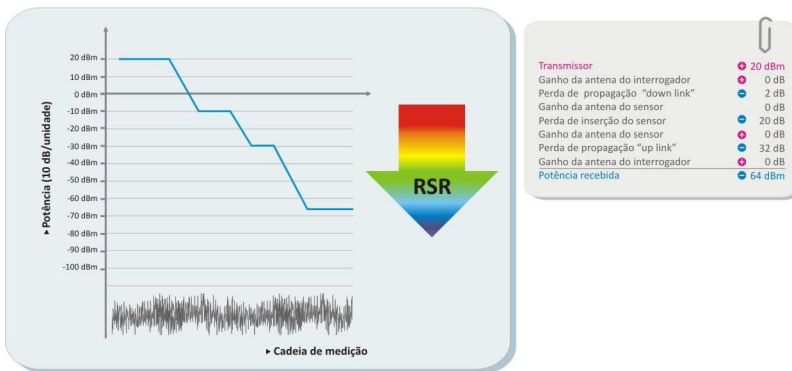


Figura 2.13: Perdas ao longo da interrogação de um sensor SAW

de baixa potência e para utilização na indústria, ciência ou medicina (banda ISM): (433,07 a 434,77) MHz e (2,4 a 2,483) GHz. A potência isotrópica radiada equivalente (EIRP) nestas bandas é  $P_0 = 25$  mW (equivalente a  $P_{TX}$ ). Valores típicos para as outras grandezas, referentes a equação de RADAR, são:  $G_R = 12$  dBi,  $G_T = 6$  dBi e SNR = 10 dB. Baseado nestes dados, pode-se obter a distância máxima de somente (25 a 30) cm para um único ciclo de interrogação.

Porém, distâncias maiores são obtidas por uma integração coerente dos sinais para múltiplos ciclos de interrogação. Esta aproximação explora o fato de que este sistema é linear, logo nenhuma mistura de frequências ocorre

e algumas respostas de RF podem ser somadas coerentemente para melhorar a relação sinal-ruído (SNR). De acordo com (SKOLNIK, 2002), uma melhoria de 12 dB na relação sinal-ruído dobra a distância de interrogação. Além disso, afirma que com uma antena para o sensor com dimensões de um cartão de crédito e uma soma coerente ao longo de 100 ms, as distâncias de interrogação podem chegar a (5 a 10) m na banda de 433 MHz e (1 a 2) m na banda de 2,4 GHz.



### 3 ESTUDO TEÓRICO

O estudo do sensor, no presente contexto, significa descrever o comportamento do sensor sob presença e variação da grandeza principal: temperatura.

#### 3.1 Princípio de funcionamento

Como já esboçado, os ressonadores SAW em estudo variam sua frequência de ressonância de acordo com a temperatura a que estão submetidos. Desta forma, é necessário rastrear a frequência de ressonância. Isso se dá emitindo sinais eletromagnéticos de diferentes frequências, com um determinado passo de incrementação. Para cada uma das frequências emitidas, anota-se a potência do sinal de resposta, que nada mais é do que o sinal enviado atenuado e em decaimento exponencial. Assim, o final da varredura resulta em uma tabela com a potência do sinal recebido para cada frequência enviada. O sinal que apresentar maior potência é aquele cuja frequência corresponde à frequência de ressonância do dispositivo naquele instante.

##### 3.1.1 Indicadores de ressonância

Nesta seção, são discutidas as várias formas de identificar a frequência de ressonância do SAWr, o que foi chamado de *indicadores de ressonância*.

#### Potência de resposta do sensor

A potência de resposta pode ser medida com a auxílio de um *Analizador de Espectro*. Para isto, faz-se necessária a emissão de um sinal por um *Gerador de sinais RF* chaveado no tempo. Esta é a maneira mais óbvia de verificar a ressonância em um sistema de radiofrequência.

Por isso, a análise da resposta em potência do sensor é utilizada pelos sistemas de medição SAW comerciais. Experimentalmente, os erros e incertezas na determinação da potência de resposta do sensor são majoritariamente devido às perdas e às interferências no radioenlace, por isso os ensaios realizados priorizaram o uso de cabos. O funcionamento sem fio foi testado brevemente, devido ao restrito tempo disponibilizado para utilização dos equipamentos necessários, citados acima, pelo laboratório Gemco. No item 4.3 são apresentadas as configurações e resultados dos ensaios realizados utilizando este indicador como referência para identificação da ressonância.

### Parâmetros de espalhamento S

Os *parâmetros de espalhamento S* são bastante utilizados em engenharia, principalmente em telecomunicações. Eles descrevem o comportamento elétrico de redes elétricas lineares estimuladas por pequenos sinais.

Estes parâmetros são relacionados a níveis de potência nas portas de entrada e saída de sistemas. Algumas propriedades de redes, expressas em parâmetros S, são: ganho, perda de retorno, perda de inserção, coeficiente de onda estacionária e coeficiente de reflexão. O termo espalhamento se refere à maneira com a qual as correntes e tensões circulantes em uma linha de transmissão são afetadas quando elas encontram uma descontinuidade pela inserção de uma rede (LEE, 2004).

Para se caracterizar dispositivos de duas ou mais portas, projetados para trabalharem em altas frequências, é utilizada a matriz de espalhamento (equação 3.1). Esta matriz relaciona as ondas que incidem e refletem nas portas desses dispositivos. A figura 3.1 mostra um dispositivo de duas portas com a representação das ondas incidentes e refletidas.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Para esta matriz valem as seguintes equações:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

sendo que cada equação fornece a relação entre as ondas refletidas e incidentes em cada uma das portas, 1 e 2, em termos dos parâmetros S. Logo, por definição, tem-se:

- $a_x$  : a potência da onda incidente na porta x;
- $b_x$  : a potência da onda refletida na porta x;
- $S_{11}$  : o coeficiente de reflexão na porta de entrada;
- $S_{12}$  : o ganho reverso;
- $S_{21}$  : o ganho direto;
- $S_{22}$  : o coeficiente de reflexão na porta de saída.

Para um sistema de porta única, como o ressonador SAW, somente o parâmetro  $S_{11}$  existe. É comum também utilizar a carta de Smith para



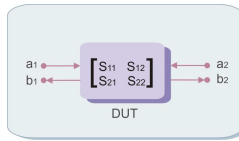


Figura 3.1: Rede de duas portas e seus parâmetros S

representar os parâmetros S. O gráfico de Smith apresenta o valor de  $S_{11}$  utilizando coordenadas polares, já que este parâmetro pode ser convertido diretamente em uma impedância ou admitância equivalente normalizada. Através da carta de Smith, é muito fácil detectar visualmente as impedâncias correspondentes a curto-circuito, circuito aberto e circuito casado.

Intuitivamente, percebe-se que quando um sistema está operando em ressonância, será absorvida a maior parte da potência emitida, refletindo uma parcela mínima, logo o coeficiente de reflexão será baixo. Assim, em ressonância, o valor de  $S_{11}$  será mínimo.

Para medir  $S_{11}$ , é necessária a utilização de um *Analisador de Rede*. Os erros e incertezas na determinação de  $S_{11}$  são devidos ao equipamento e às conexões (cabos, conectores e adaptadores).

### Condutância

Vários artigos na literatura - (WEN et al., 2004), (ZHANG et al., 2006) e (BHATTACHARYYA et al., 1995) - indicam a ressonância dos SAWr pela análise da sua condutância, assim como a folha de dados do fabricante.

Segundo estas referências, um dispositivo ressonador SAW possui condutância máxima quando operando em ressonância. A condutância, parte real da admitância, não representa necessariamente o inverso da resistência. Para pequenos valores de reatância, pode-se aproximar a condutância pelo inverso da resistência. Considerando que a reatância é baixa em relação à resistência, a condutância será máxima quanto menor for a resistência do sensor. Considerando o circuito equivalente de um SAW (figura 3.2), este quadro se estabelece quando a impedância equivalente do circuito for próxima ao valor de  $R$ .

### Reatância nula

A definição original de ressonância, para um sistema ideal, está associada à condição de reatância nula. Quando a reatância indutiva e a reatância

capacitiva do circuito são iguais em magnitude, a energia elétrica reativa oscila entre campo magnético do indutor e campo elétrico do capacitor, cancelando-se. Segundo (VIF, 2007), ocorrem dois pontos nulos de reatância em um dispositivo de quartzo: o primeiro é chamado de ressonância, o segundo de anti-ressonância. Mais informações sobre estes termos e suas dependências do circuito equivalente são apresentadas no item 3.3.

### **Discussão dos indicadores**

Diferentes resultados perante a análise de diferentes indicadores, encontrados na literatura e nas simulações e ensaios prévios, levaram ao questionamento da coincidência entre os indicadores apresentados. Por exemplo, (ZHANG et al., 2006) afirma tanto que a admitância na frequência de ressonância corresponde ao pico da curva de admitância ao longo da faixa de operação dos ressonadores SAW, quanto que, na condição de ressonância, o sinal de saída do SAWr é o maior dentre todos sinais obtidos a partir do sensor, para diferentes frequências de sinal de entrada.

Para discutir aprofundadamente estes indicadores, foram realizadas algumas simulações (seção 3.4), baseadas no circuito equivalente do sensor fornecido pelo fabricante; discutido no item 3.3.

### **3.2 Análise das informações do fabricante**

Nesta seção, volta-se a atenção para as informações importantes da folha de dados (*datasheet*) do sensor. Este é apresentado em sua forma original no anexo B. As informações relevantes são apresentadas nos itens a seguir:

#### **Condições de medição**

Este item apresenta as condições de medição utilizadas para o levantamento dos dados apresentados sobre o sensor. As condições são:

- temperatura ambiente: 85 °C;
- nível de potência de entrada: 0 dBm;
- impedância da terminação: 50  $\Omega$  para entrada e saída;

#### **Características**

O fabricante chama a atenção para a seguinte informação:

"A mínima atenuação da banda passante  $a_{min}$  é definida como perda de inserção  $a_e$ . A frequência central  $f_c$  é a frequência do mínimo valor de  $S_{11}$ . A tolerância da frequência central não inclui um desvio de frequência devido ao coeficiente de temperatura da frequência  $TC_f$  (VECTRON INTERNATIONAL, 2007)."

Além da tolerância da frequência central, há a incerteza do coeficiente de temperatura da frequência de ressonância  $TC_f$ .

A potência máxima de entrada é 0 dBm. Compreende-se que este valor também é aceito, já que a potência utilizada pelo fabricante para levantamento dos parâmetros da folha de dados.

O fator de qualidade é considerado alto em comparação com componentes eletrônicos comuns. Vale lembrar que este valor é para um fator de qualidade descarregado, ou seja, ao utilizar o sensor em uma condição de resistência de 50  $\Omega$ , espera-se um valor diferente de Q.

O fabricante indica que a frequência central de 433,786 MHz corresponde à temperatura de 85 ° C, apresentando nesta frequência o valor mínimo de  $S_{11}$ .

### Características de temperatura do sensor

O fabricante apresenta dois gráficos: um relaciona a temperatura e a frequência, outro relaciona a frequência com a condutância.

No primeiro, percebe-se que a frequência tem uma relação linear com a temperatura. No segundo, três informações importantes podem ser observadas:

- a condutância máxima, indicador de ressonância, é máxima na frequência central de 433,786 MHz, para 85 ° C;
- a condutância máxima é de, aproximadamente, 0,07 S, alimentando o sensor com 0 dBm e submetendo-o à temperatura de 85 ° C;
- aproximadamente a 200 kHz da frequência de ressonância há um segundo pico de ressonância, imperceptível à primeira vista, porém característico deste tipo de dispositivos. Este pico somente foi percebido no gráfico quando da busca por uma correspondência, na folha de dados, de um segundo pico observado nas medições.

### Circuito equivalente

A figura 3.2 apresenta o circuito equivalente segundo a folha de dados. A seção 3.3 apresenta um aprofundamento da análise do circuito equivalente, e as simulações realizadas a partir dele aparecem na seção 3.4.

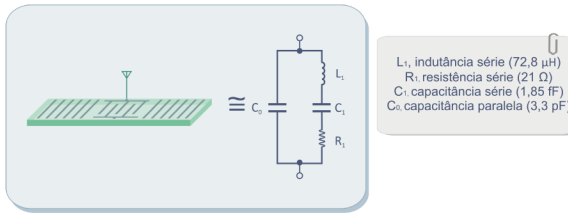


Figura 3.2: Diagrama do circuito equivalente do sensor SAWr

em que os componentes valem:

- $L_1 = 72.8 \mu\text{H}$ ;
- $C_1 = 1.85 \text{ fF}$ ;
- $R_1 = 21 \Omega$ ;
- $C_0 = 3.3 \text{ pF}$ .

### 3.3 Circuito equivalente

O circuito equivalente representa as propriedades de um material piez-elétrico operando próximo à frequência de ressonância. Os elementos  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_1$  e  $C_0$  não existem fisicamente e são introduzidos no modelo para representar a vibração do cristal. O ramo composto por  $L_1$ ,  $C_1$  e  $R_1$  é conhecido como braço impulsivo, em que  $L_1$  é uma função da massa vibratória,  $C_1$  representa a conformação e  $R_1$  representa a soma das perdas no cristal.  $C_0$  é a soma das capacitâncias entre os eletrodos do cristal mais a capacitância introduzida pelos terminais do cristal e o encapsulamento metálico.

A impedância varia rapidamente quando se aproxima da frequência de ressonância do cristal, como mostra a figura 3.3. Existem duas frequências com fase nula, uma na ressonância série ( $f_s$ ) e outra na ressonância paralela ou anti-ressonância ( $f_a$ ).

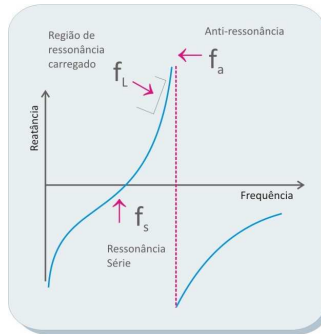


Figura 3.3: Reatância do circuito equivalente nas proximidades da frequência de ressonância (HICKMAN, 2007)

### 3.3.1 Ressonância série

Quando um cristal está operando na ressonância série, sua reatância fica próxima de zero e sua resistência mantém-se no valor da resistência equivalente série (ESR). Esta resistência equivalente leva em conta não somente a resistência do resistor, mas também a resistência dos componentes reativos.

### 3.3.2 Ressonância paralela ou anti-ressonância

Quando um cristal está operando em sua ressonância paralela, sua impedância alcança o valor de pico em  $f_a$ . A capacitância da carga,  $C_L$ , pode ressonar em série ou em paralelo com o resto do circuito. Quando um cristal está operando nesta condição ( $f_L$ ), o valor de  $C_L$  deve ser exatamente especificado para evitar instabilidade. O valor da capacitância de carga deve ser várias vezes maior que o valor de  $C_0$ . O valor típico de  $C_L$  varia entre 20 pF e 60 pF (HICKMAN, 2007).

## 3.4 Simulações

Todas as simulações foram baseadas no circuito equivalente fornecido pelo fabricante. Realizou-se uma análise com aplicativo matemático livre MAXIMA e uma análise elétrica utilizando um aplicativo para análise de circuitos em radiofrequência, o ADS. Em ambas simulações, deparou-se com o reduzido número de algoritmos significativos dos componentes do circuito equivalente, diminuindo a confiabilidade dos resultados obtidos nas simu-

lações.

Algumas literaturas, (HOFER et al., 2006), (YU, 2004), (BHAT-TACHARYYA et al., 1995) e (ZHANG et al., 2006), apontaram para a análise de um sensor SAW utilizando elementos finitos ou o Pspice. Ao tentar realizar estas análises, deparou-se com a impossibilidade de realizá-las devido ao desconhecimento de vários parâmetros do sensor, como: número de refletores, número de barras interdigitais e as propriedades elétricas de propagação de campos para os materiais do substrato e para os materiais dos refletores e barras IDT. Como todas estas informações não são fornecidas pelo fabricante, exclui-se a possibilidade de realizar este tipo de estudo.

### 3.4.1 Simulação utilizando o aplicativo livre MAXIMA

As simulações matemáticas buscaram encontrar, a partir do circuito equivalente, os valores dos indicadores acima apresentados. Como resultados, tem-se a tabela 3.1.

Tabela 3.1: Valor dos indicadores estudados

INDICADORES DE FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA		
SEGUNDO APLICATIVO MAXIMA		
indicador	valor	frequência (Hz)
resistência	máximo	433800725
reatância	nula	433683683 433796224
condutância	máximo	433679181
susceptância	nula	433683683 433796223
S11	mínimo	433700000

Como os cálculos matemáticos realizam arredondamento, por mais que se tenha tentado evitá-los através do predomínio de cálculos literais, os resultados aqui apresentados são passíveis de questionamento. Outro fator relevante é baixo número de algarismo significativos nos valores dos componentes, fornecidos pelo fabricante.

As figuras D.1, D.2 e D.3, contidas no anexo D, mostram os gráficos gerados pelo *software*, respectivamente, para as variáveis  $S_{11}$ ,  $Y_{11}$  real e  $Y_{11}$  imaginário.

Nestas simulações, percebeu-se que existe uma diferença entre os indicadores de ressonância, mas que ela não é significativa. Também foi possível observar que uma pequena variação do dígito menos significativo no valor dos componentes fornece valores de frequência de ressonância bastante distintos daqueles utilizando os valores originais dos componentes. Isso se deve ao baixo número de algarismos significativos informados.

### 3.4.2 Simulação elétrica utilizando ADS

O software ADS é similar a outros aplicativos de simulação de circuitos eletrônicos, como o *Pspice*. Porém sua especificidade é a de ser dedicado ao levantamento de parâmetros de respostas em frequência. A figura 3.4 mostra o circuito que foi simulado e os dados de entrada do programa, utilizando uma varredura de 2001 pontos no intervalo de (433 a 434) MHz.

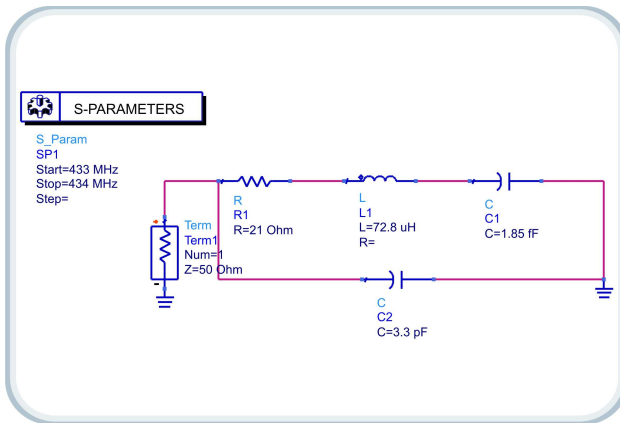


Figura 3.4: Circuito simulado no ADS

As figuras D.4, D.5 e D.6, contidas no anexo D, mostram os gráficos gerados pelo *software*, respectivamente, para as variáveis  $S_{11}$ ,  $Y_{11}$  real e  $Y_{11}$  imaginário.

### 3.4.3 Conclusões a respeito das simulações

As simulações realizadas através dos dois *softwares* forneceram valores bastante semelhantes dos indicadores. A tabela 3.2 apresenta um resumo dos dados obtidos nas simulações, juntamente aos dados fornecidos pelo fabricante. Porém, não há como garantir, a rigor, qualquer conclusão baseada em cálculos realizados a partir de incertezas tão altas dos dados de origem.

Desta forma, a publicação desses dados neste trabalho tem caráter demonstrativo das capacidades dos aplicativos utilizados e do conhecimento da utilização deles. Quanto aos indicadores, pode-se dizer que não existem nem dados numéricos de baixa incerteza para cálculo, nem tampouco procedimentos experimentais (dotados de baixo erro e incerteza) capazes de

definir se, nos ressonadores SAW, ocorre a coerência entre os indicadores de ressonância apresentada em literatura.

Tabela 3.2: Resumo dos resultados das simulações

COMPARAÇÃO DOS INDICADORES DE FREQUÊNCIA RESSONÂNCIA (MHz) para 85 °C				
	S11 mínimo	G máximo	B nulo 1	B nulo 2
MAXIMA	433,700	433,679	433,683	433,796
ADS	433,700	433,679	433,6837	433,7962
Fabricante	433,786	433,786	-	-
Diferenças (MHz)				
	S11 min - G máx	S11 min - B nulo 1	S11 min - B nulo 2	B nulo 1 - G máx
MAXIMA	0,021	0,017	-0,096	0,004
ADS	0,021	0,016	-0,097	0,005
Fabricante	0,000	-	-	-



## 4 ESTUDO EXPERIMENTAL

Os experimentos realizados estiveram intimamente ligados à disponibilidade dos equipamentos. A indisponibilidade dos equipamentos até o fim do segundo ano de curso não permitiram o planejamento dos ensaios. Somente a partir da confiança do Prof. Márcio Cherm Schneider em emprestar os equipamentos recém adquiridos é que se pode investir em uma sequência lógica de ensaios.

### 4.1 Equipamentos

A seguir são descritos os equipamentos utilizados e suas principais funções. As conexões aos equipamentos listados, feitas através de cabos, conectores e adaptadores, receberam legenda, como mostra o apêndice A.

#### 4.1.1 Gerador de sinais de radiofrequência

O gerador de sinais é um equipamento robusto que gera ondas, moduladas ou não, em radiofrequência. O equipamento utilizado, SML03, da Rohde&Schwartz ©, é capaz de gerar ondas na faixa de frequência de 9 kHz a 3.3 GHz. Outras características do equipamento, segundo o fabricante (ROHDE&SCHWARZ, 2008c) são:

- Baixo erro (desvio de potência < 0.5 dB em níveis de potência maiores que -120 dBm);
- Modulação em AM, FM e PM;
- Modulação em pulso integrada;
- Potência de saída de até 13 dBm.

#### 4.1.2 Analisador de espectro

O analisador de espectro é o equipamento responsável pela recepção do sinal, que possibilita diversas manipulações do sinal recebido. O analisador utilizado, FSP, da Rohde&Schwartz ©, é capaz de analisar ondas na faixa de frequência de 9 kHz a 13 GHz. Outras características do equipamento, segundo o fabricante (ROHDE&SCHWARZ, 2008b) são:

- resolução da largura de banda de 1 Hz a 10 MHz;

- disponibilidade de filtros;
- capacidade de 80 medições/segundo, incluindo a comunicação GPIB;
- atenuação eletrônica e automática.

### Calibração dos cabos do analisador de espectro

Os cabos de conexão são fontes de atenuação e erros de medição. Além disso, os cabos, como linha de transmissão, tem uma função de transferência dependente da frequência. Assim, um cabo pode alterar significativamente os resultados de uma medição, atenuando, distorcendo ou filtrando o sinal. Para reduzir este problema, é necessário realizar a *calibração* (termo utilizado pelo fabricante) do cabo. A calibração é realizada através da utilização de calibradores; o mais comum deles é o *Open-Short-Match*. Este calibrador possui saídas estáveis e com certificado de calibração com as seguintes características:

- *Open* (aberto): equivalente a uma linha de transmissão aberta;
- *Short* (curto): equivalente a uma linha de transmissão em curto;
- *Match* (casado): equivalente a uma linha de transmissão casada com a resistência de entrada do equipamento, que por padrão é  $50 \Omega$ .

O procedimento de calibração resulta em conectar uma extremidade do cabo a cada uma das saídas do calibrador e a outra ao analisador. É fornecido ao analisador os dados do certificado de calibração do calibrador. Como o analisador conhece sua própria impedância de entrada e as impedâncias de cada uma das posições do calibrador (fornecidas anteriormente), ele consegue estimar o que há entre estas duas portas conhecidas. Assim, o analisador levanta as características do cabo ao longo da varredura de frequência a que estiver configurado. A partir disso, o analisador consegue reduzir o efeito do cabo, através de processo matemático interno.

#### 4.1.3 Ponte VSWR

A ponte VSWR (coeficiente de onda estacionária) permite que o sensor possa ser conectado tanto ao gerador como ao analisador simultaneamente, sem a necessidade de chaveamento manual ou eletrônico. Além disso, tal dispositivo provê entradas e saídas casadas em  $50 \Omega$ . Desta forma, a ponte

é muito utilizada para medição de parâmetros de reflexão e transmissão; permitindo, quando utilizada em conjunto com um analisador de espectro, que este último seja capaz de operar algumas funções típicas de um analisador de rede, como o levantamento de parâmetros  $S_{ij}$ .

A ponte utilizada, FSHZ2, da Rohde&Schwartz ©, é capaz de operar na faixa de frequência de 10 MHz a 3 GHz (ROHDE&SCHWARZ, 2008a).

#### 4.1.4 Analisador de rede

O analisador de rede, VNA : analisador de espectro vetorial, é um equipamento que permite levantar parâmetros de transmissão e reflexão de dispositivos. Além destes parâmetros, podem ser estudados ainda parâmetros de impedância ou admitância do dispositivo. O analisador utilizado, ZVB, da Rohde&Schwartz ©, é capaz de analisar dispositivos na faixa de frequência de 300 kHz a 8 GHz. Outras características do equipamento, segundo o fabricante (ROHDE&SCHWARZ, 2008d) são:

- instrumento com duas portas, para dispositivos de até duas portas e medições balanceadas;
- análise de até 60001 pontos por traço;
- tempo de medição < 4,5 ms quando o número de pontos é 201;
- tempo de chaveamento entre configurações < 10 ms;
- medição simultânea e independente de dois dispositivos de uma porta;
- vários canais, traços e configurações podem ser carregadas simultaneamente.

O VNA possui três configurações de compensação ou correção das conexões e cabos utilizados para medição: *offset*, calibração dos cabos e desacoplamento de interface. Abaixo, estas configurações são revistas.

#### *Offset*

Para explicar a função de *offset* do equipamento, primeiro é necessário distinguir o plano de referência físico e o plano de referência elétrico do equipamento (figura 4.1). O *offset* é utilizado para compensar as diferenças entre estes dois planos. Assim, o *offset* pode ser visto como um ajuste do equipamento pré-ensaio: um procedimento interno realiza uma aproximação

do comprimento elétrico do conector para uma determina frequência e, logo, determina também o comprimento mecânico e o atraso relacionado ao conector.

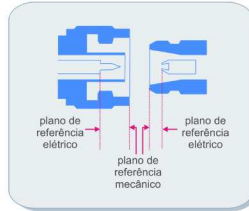


Figura 4.1: Planos referência do VNA para fins de *offset*

O *offset* é a extensão da porta do equipamento ao seu conector de saída (N fêmea). Esta operação estende o plano de medição do equipamento ao final do conector, considerando que não há nada conectado neste. O *offset* assume que o conector é uma linha de transmissão perfeita. Para isto, ele analisa o conector como se este não tivesse perdas (***Auto Length***), uma fase linear e uma impedância constante. Alguns analisadores, como o utilizado, permitem realizar a zeragem das perdas com o comando ***Auto Length and Loss***.

O *offset* é uma operação realizada para um único ponto de frequência. Assim, uma vez selecionada uma frequência para realização do ajuste, o equipamento pode realizar o *offset*, calculando para isto o atraso do sinal, a perda e seu comprimento elétrico e mecânico. O atraso é definido a partir do comprimento físico da porta e de sua permissividade relativa. O comprimento elétrico é um múltiplo do comprimento de onda do sinal, levando-se em conta a velocidade de propagação do sinal no meio estudado.

### Calibração dos cabos

O processo de calibração, no contexto dos equipamentos utilizados, assim como no caso do analisador de espectro, significa conectar em uma das extremidades do cabo um impedância padrão conhecida. Com a outra terminação ligada ao equipamento, é possível que este faça a compensação da resposta, em frequência, da linha de transmissão existente entre as duas terminações de impedâncias conhecidas: a do próprio equipamento e a do calibrador.

Junto ao analisador de rede, um calibrador com portas de *aberto*,

*curto, casado e através* foi utilizado; realizando-se o procedimento a seguir:

- fixação do cabo na posição em que será feito o ensaio;
- acesso ao menu de calibração do equipamento, configuração completa;
- seleção do calibrador e de suas características (certificado de calibração do calibrador), no equipamento;
- conexão do cabo na posição *Open* (aberto) do calibrador e aguardo da varredura do equipamento;
- conexão do cabo na posição *Short* (curto) do calibrador e aguardo da varredura do equipamento;
- conexão do cabo na posição *Match* (casado) do calibrador e aguardo da varredura do equipamento.

Após este procedimento, salva-se no equipamento a calibração, podendo ser ativada e desativada a qualquer momento. É clara a diferença nos resultados quando da (des)ativação da calibração.

Os coeficiente de calibração em aberto, em curto e em carga possuem algumas características interessante a discutir. O **curto** ideal reflete totalmente o sinal incidente com  $180^\circ$  de defasagem em relação ao incidente, resultando em um coeficiente de reflexão de  $-1$  e  $S_{11}$  idealmente infinito. Principalmente acima de 4 GHz, os padrões de curto podem apresentar uma indutância equivalente; e não somente um ponto localizado em  $180^\circ$  na carta de Smith (referência ao curto ideal).

Já o padrão **aberto** não realiza nenhuma conexão entre o sinal e o *ground*, idealmente refletindo o sinal incidente sem perdas nem defasagem. Um aberto ideal produzirá um coeficiente de reflexão unitário positivo e  $S_{11}$  idealmente nulo. Na prática, campos elétricos trafegam a partir do terminal ativo para o terminal de referência, formando capacitâncias parasitas, perceptíveis na carta de Smith.

A **carga**, simplificada, é uma terminação resistiva montada entre o terminal ativo e o terminal de referência. Na prática, indutâncias parasitas são percebidas devido às interconexões entre os terminais e o resistor interno do calibrador. Além disso, o dielétrico entre os terminais forma uma capacitância parasita. A impedância de carga é usualmente  $50 \Omega$ . Qualquer diferença entre esta carga e o dispositivo sob calibração (cabo) irá refletir uma pequena parcela do sinal incidente.

Além do padrão SOLT de calibração, que compreende portas calibradas nas configurações *Short*, *Open*, *matched Load* e *Through* (curto, aberto, carga casada e através), existem outros métodos de calibração com melhor exatidão (AKTAS; MOHAMMED, 2001): TRL (através, refletida, linha) e LRM (linha, refletida, casada).

### Desacoplamento de interface

Foi dada atenção especial à necessidade de desacoplar ou reduzir os efeitos da interface (suporte ou emenda) que permite conectar o equipamento (conector N fêmea) ao dispositivo sob teste (*pads* soldáveis SMD). A caracterização confiável de um dispositivo montado em uma placa de circuito impresso requer que as características do dispositivo suporte (comumente chamado *fixture* ou DUT - dispositivo sob teste) sejam removidas para a exatidão das medidas (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004). Várias aproximações foram desenvolvidas para remover os efeitos, elas são divididas em duas categorias:

- **medição direta:** requer padrões de calibração especiais que são inseridos no suporte ou interface (*fixture*) e posteriormente são medidas. A confiabilidade da correção depende principalmente da qualidade dos padrões (AGILENT TECHNOLOGIES, 1999);
- **de-embedding:** utiliza um modelo para o suporte e matematicamente remove suas características de medição total. Este procedimento pode ter resultados muito bons quando aplicado a suportes não coaxiais (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

O desacoplamento de uma interface pode ser realizada utilizando **parâmetros de transmissão T** e suas matrizes. Neste caso, as matrizes devem receber um pós-processamento junto às medições do DUT (sensor) com a interface. Também é possível simular um modelo para a interface no aplicativo ADS e este desacopla a interface a partir das medições do sensor mais interface. Infelizmente, estas duas técnicas não são automatizáveis, pois requerem pós-processamento.

Ainda outra possibilidade é fornecer ao equipamento os valores dos componentes de uma suposta linha de transmissão ideal que representa a interface. Este método é chamado de **rede virtual**. Para conhecer os valores dos componentes de um circuito equivalente de linha de transmissão, é preciso conhecer as características de impedância do suporte. Para chegar a estes

dados, existem duas formas: simular via software, a partir das características de condutividade e leiaute, ou realizar testes de impedância em circuito aberto e fechado. Outro método, ainda, consiste em fornecer ao equipamento a matriz  $S_{ij}$  da interface (**arquivos Touchstone**), conhecida através de ensaio ou simulação. Estes métodos podem ser feitos simultaneamente ao teste, se forem conhecidos o modelo da linha de transmissão ou os parâmetros  $S_{ij}$  da interface.

A opção mais simples de compensação, segundo (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004) é realizar o *offset* sobre a interface. A operação de *offset* é simular a apresentada no item 4.1.4, porém neste caso não é o conector de saída do equipamento que é compensado; e sim, a interface. Para desacoplar interfaces, o *offset* é realizado após a calibração dos cabos, com a interface conectada na extremidade livre do cabo. Se a performance da emenda é consideravelmente melhor que as especificações do DUT, logo esta técnica tende a ser suficiente. Como a transição entre região coaxial e não-coaxial tende a gerar discontinuidades na impedância que não são compensadas pelo *offset*, provavelmente ocorrerá erros ou incertezas que resultam em uma ondulação no valor dos parâmetros S, quando este é medido ao longo de uma grande largura de banda.

Alguns equipamentos permitem a modificação do **modelo de erros**. Alguns possuem este modelo com sete termos, outros com doze. Este modelo é usado pelo equipamento para reduzir seu erro sistemático. No caso de desacoplamento, o modelo de erros é modificado de acordo com o número de portas do dispositivo sob teste.

Várias discussões foram travadas com o fabricante (anexo A) e alguns artigos estudados. Algumas possibilidades encontradas na literatura foram estudadas:

- *calibração*: é impossível calibrar a interface por se tratar de um conexão cuja terminação não é coaxial, este caso é chamado de *unterminating* (OLNEY, 1994);

*calibração até o conector SMA*: é possível calibrar a interface até a terminação do conector SMA macho, restando sem calibração o conector SMA fêmea para placa e a placa de circuito impresso;

- *alteração na matriz de erros do VNA*: o analisador de rede utilizado não permite esta configuração. Este método pode ser apreciado em (SIMON, 1998);
- *função de-embedding dos analisadores de rede*: o fabricante de

analisadores, Anritsu, chama a atenção para alguns aspectos do *de-embedding* (ANRITSU, ): para realizar este procedimento, os parâmetros S da interface devem ser conhecidos. Para isto, os adaptadores podem ser modelados. Isto requer uma alta confiança na estruturação do modelo utilizado. O método não é eficaz para interfaces com perdas muito altas ( $> 10$  dB) ou para estruturas com casamento muito pobre.

Chegou-se à sugestão de três métodos:

- *offset*: através das modificações do *offset*, no equipamento, para compensar o atraso, a impedância e a perda do *fixture* usado como interface;
- desacoplamento por circuito equivalente da interface obtido a partir de medições em aberto, curto e carga;
- desacoplamento por manipulação matemática dos parâmetros da interface.

### *Offset*

Essa tentativa visa realizar o *offset* como artifício de zeragem da interface sem o sensor. Desta forma, conecta-se o cabo com a interface ao equipamento: a interface sem o sensor, em aberto, ou seja, sem conexão elétrica entre o terminal ativo e os terminais comuns. Desta forma, o interface funciona equivalente a um *dummy*.

### *Desacoplamento por circuito equivalente*

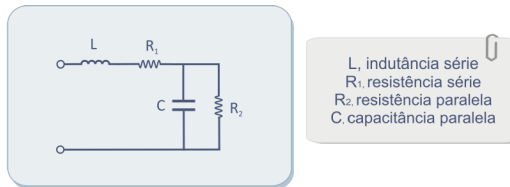


Figura 4.2: Circuito equivalente para desacoplamento

A função *Rede Virtual - de-embedding* do analisador propõe retirar um equivalente elétrico do resultado a partir do levantamento de uma das seguintes informações: circuito equivalente ou levantamento dos parâmetros S da parte de se quer ter subtraída.



Outra possibilidade é a de salvar os parâmetros  $S$  de um dispositivo em um formato específico (arquivos Touchstone) que posteriormente podem ser carregados no menu de *de-embedding*. Porém isto só é possível para dispositivos de duas portas. Como o sensor possui somente uma porta, não foi possível salvar os arquivos Touchstone no analisador.



Figura 4.3: Resistor SMD de  $47 \Omega$  utilizado para levantamento dos componentes da interface

Então, resta a solução de levantar o circuito equivalente da interface. Para isto, foram feitas medições de impedância, real e imaginária, sobre a interface nas seguintes configurações: aberto, em curto e com um resistor SMD de  $47 \Omega$ . A partir do conhecimento da impedância nestas três configurações, foi desenvolvido um processamento matemático para encontrar os parâmetros do circuito equivalente (figura 4.2).

Este circuito foi escolhido porque, dentre as configurações prévias do equipamento para desacoplar circuitos equivalentes, essa era a mais coerente com as medições de impedância realizada. Todos as topologias de circuitos disponíveis no equipamento são modelos de linhas de transmissão bastante familiares (MANGAN et al., 2006). Isso pode ser melhor compreendido pela observação da figura 4.2 e pela leitura dos itens a seguir:

- em curto, o capacitor  $C$  e a resistência  $R_2$  são curto-circuitadas, restando como impedância equivalente a soma das impedâncias do ramo série:  $R_1$  e  $jX_L$ ;
- em aberto, a impedância equivalente é a soma das impedâncias do ramo série com a impedância resultante do ramo paralelo. Como a impedân-

cia do ramo série é determinada a partir dos resultados do teste em curto, resultam como incógnitas somente a resistência  $R_2$  e a capacitância  $C$ ;

- em carga, coloca-se uma resistência em paralelo com a resistência  $R_2$ , resultando em uma impedância equivalente medida distinta do teste paralelo. Desta forma, tem-se duas equações e duas incógnitas, sendo possível calcular todos os parâmetros do circuito equivalente.

A realização dos cálculos mostrou ser irrelevante o teste em carga (figura 4.3) e que tomando a resistência série como  $0 \Omega$  e a paralelo como  $10 M\Omega$  resultava no mesmo ajuste de *de-embedding*.

### ***Desacoplamento por manipulação matemática***

Essa técnica utiliza a manipulação de parâmetros  $S$ ,  $Y$  e  $Z$  para excluir os efeitos de uma interface cujo circuito equivalente é igual ao da figura 4.2. A desvantagem do método é que não é automatizável, só pode ser realizado após as medições. O procedimento é o seguinte:

- medir  $S_{11}$  em dB e  $Z_{11}$  e  $Y_{11}$ , formato polar, para cada uma das configurações: aberto, fechado e com o DUT que, no caso, é composta por interface mais sensor, resultando assim nas seguintes medições:
  - \*  $S_{11}$  aberto,  $S_{11}$  curto,  $S_{11}$  DUT;
  - \*  $Z_{11}$  aberto,  $Z_{11}$  curto,  $Z_{11}$  DUT;
  - \*  $Y_{11}$  aberto,  $Y_{11}$  curto,  $Y_{11}$  DUT;
- subtração da impedância parasita série: impedâncias em série podem ser somadas ou subtraídas. Desta forma chega-se às seguintes equações e resultados:
  - \*  $Z_{11}$  aberto -  $Z_{11}$  curto =  $Z_{11}$  abertoB;
  - \*  $Z_{11}$  DUT -  $Z_{11}$  curto =  $Z_{11}$  DUTB;
- convertem-se os parâmetros  $Z$  obtidos em parâmetros  $Y$ , resultando em:
  - \*  $Z_{11}$  abertoB  $\rightarrow$   $Y_{11}$  abertoB;
  - \*  $Z_{11}$  DUTB  $\rightarrow$   $Y_{11}$  DUTB;
- subtração das impedâncias parasitas em paralelo: já que em paralelo as admitâncias podem ser somadas ou subtraídas. Assim, resulta:
  - \*  $Y_{11}$  DUTB -  $Y_{11}$  abertoB =  $Y_{11}$  DUTC;

- finalmente, converter  $Y_{11}$  DUTC em parâmetro S. Desta forma, toda a manipulação resulta no valor  $S_{11}$  do DUT sem as impedâncias série e paralela da interface:

$$* Y_{11} \text{ DUTC} \rightarrow S_{11} \text{ DUTC.}$$

Esta técnica é recomendada em (YAP; OW; ADADA, 2009) e parcialmente realizada em (AKTAS; MOHAMMED, 2001), pois somente realiza a subtração da impedância parasita paralela para desacoplar os efeitos dos *pads* de uma placa de circuito impresso.

#### 4.1.5 Dispositivos Acessórios

Alguns outros dispositivos são necessários para executar os testes. Estes compõem uma bancada de ensaios projetada no Labmetro (Laboratório de Metrologia e Automatização) e que é composta de:

- forno térmico composto de resistência de aquecimento e ventilador para a circulação de ar;
- placa de controle de temperatura do forno;
- placa de condicionamento de sinais para sensores de temperatura Pt100;
- placa de aquisição DAQ USB-6221, da *National Instruments*®;
- bobina de Helmholtz para geração de campos magnéticos em três direções.

Emprestada pelo LCI - Laboratório de Circuitos Integrados, foi utilizada uma câmara térmica, modelo Tenney®, da fabricante TPS (THERMAL PRODUCT SOLUTIONS, 2008). A câmara térmica possibilita a uniformização da sua temperatura interna entre (-70 a 200) °C. Para isto, ela possui:

- dois bancos de resistência elétrica, controlados separadamente e responsáveis pelo aquecimento;
- um compressor, responsável pelo resfriamento;
- um circulador de ar interno, para uniformizar a temperatura na câmara;
- um medidor de temperatura Pt100;

- um controlador programável.

Uma programação foi feita para a câmara de forma que ela fosse capaz de gerar rampas ou erro zero ao degraú, estabilizando a temperatura nos valores desejados de forma eficaz, substituindo o forno fabricado que apresentava problemas de instabilidade térmica.

## 4.2 Planejamento dos ensaios

Abaixo são apresentados os dois grupos de ensaios e os respectivos experimentos dentro de cada grupo, são eles:

### 1. ensaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios:

- ensaios com fio;
- ensaios sem fio;

### 2. ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura:

- ensaios com o conjunto sensor+interface ligado diretamente ao analisador de rede;
- ensaios com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo comum ao analisador, utilizando a câmara;
- ensaios com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo especial ao analisador, utilizando a câmara;
- comparação com sensores de temperatura convencionais: termopar e Pt100.

#### 4.2.1 *Necessidade de equipamentos*

Abaixo são listados os equipamentos necessários para cada grupo de ensaios:

### 1. ensaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios:

- gerador de funções RF;
- analisador de espectro;

#### 4.3 Ensaaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios81

- ponte VSWR;
- câmara térmica;
- cabos, conectores e antenas.

#### 2. **ensaaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura:**

- analisador de rede;
- câmara térmica;
- cabos, conectores.

Como o acesso ao analisador de rede (LCI/UFSC) foi bem maior que o acesso aos demais equipamentos, o sensor foi massivamente ensaiado como elemento sensível à temperatura. Os ensaios que poderiam testar o funcionamento do sensor inserido em um sistema interrogador, portanto, mais próximo da aplicação final, dependem do acesso ao gerador de RF (Gemco /UFSC - Grupo de Engenharia em Compatibilidade Eletromagnética), cujo acesso foi restrito.

#### 4.3 **Ensaaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios**

Estes ensaios permitem verificar o funcionamento do sensor junto a um sistema de medição mais aproximado possível ao interrogador a ser implementado.

##### 4.3.1 *Ensaio com fios*

Desde adquirido, não se conhecia plenamente o funcionamento do sensor. Fazia-se essencial realizar experimentos para conhecer a operação do SAWr. Primeiramente, para desconsiderar os problemas de radioenlace, foram realizados ensaios com fios. Após, então, o SAWr operou na configuração a que se destina: sem fios.

#### **Objetivo**

O ensaio, por utilizar-se de cabos, elimina a maior fonte de erros: o *link* de comunicação sem fio. Assim, é possível obter algumas informações relevantes, a saber:

- formato do sinal de resposta do sensor em ressonância e o formato do sinal de resposta do sensor fora da ressonância;
- necessidade ou não de desconsiderar os  $2 \mu\text{s}$  iniciais da recepção (WEN et al., 2004);
- determinação da máxima potência de entrada do sensor sem autoaquecimento;
- determinação da potência ótima de operação do sensor;
- resolução possível;
- tempo mínimo de transmissão;
- tempo mínimo de recepção;
- tempo de esvanecimento da resposta do sensor para permitir nova transmissão sem interferência.

## Descrição

O esquema de medição utilizado é apresentado na figura 4.4. Estas ligações permitem que o sensor receba o sinal do gerador através da ponte e que a resposta do sensor seja lida pelo analisador de espectro através da ponte.

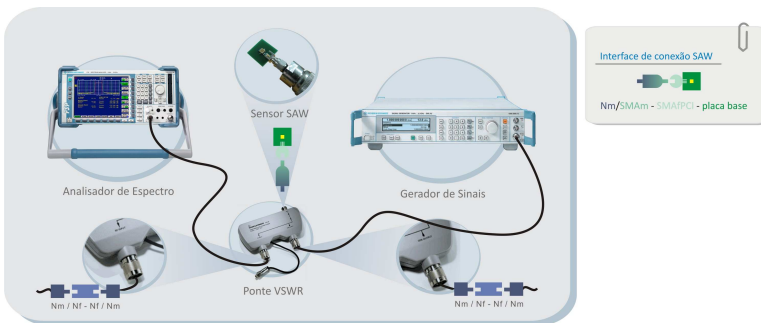


Figura 4.4: Esquema de conexão nos ensaios com fios

### Dificuldades

Além do escasso tempo para experimentar o sensor junto a um sistema de medição dotado de transmissão e recepção, algumas dificuldades foram encontradas, a saber:

- impossibilidade de calibração de alguns cabos;
- baixa qualidade da interface utilizada para conectar o sensor;
- desconhecimento prévio do funcionamento dos equipamentos e da resposta experimental do sensor.

### Resultados

#### Formato da resposta em ressonância e fora da ressonância

Quando o sensor opera em ressonância, ele é capaz de absorver maior energia do gerador e portanto responder também com maior energia. A figura 4.5 apresenta a resposta de um sensor quando a frequência do sinal do gerador coincide com a frequência de ressonância do sensor.

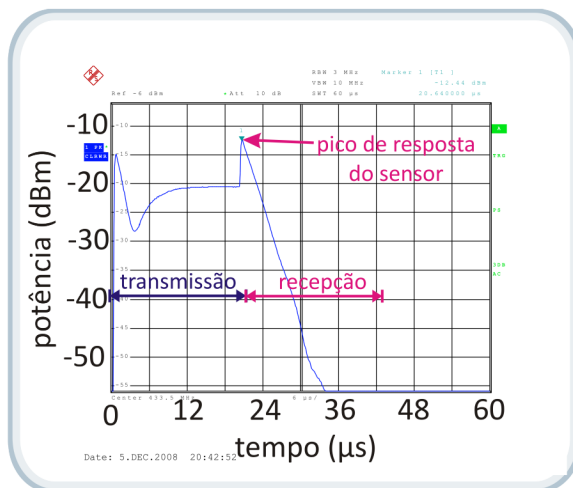


Figura 4.5: Resposta característica do sensor em ressonância

De acordo com a figura, durante o tempo de transmissão (gerador com potência máxima) é possível observar a absorção de energia do sensor e durante o tempo de recepção da resposta (gerador com potência nula) é possível

observar o pico de resposta do sensor. Infelizmente, quando é utilizada a configuração sem fio não é possível observar a absorção do sensor e somente o pico de resposta logo após o encerramento da transmissão. Diz-se infelizmente pois a absorção parece bem mais demonstrativa que o pico de resposta nas proximidades da ressonância. Para confirmar isto, o apêndice B apresenta a resposta do sensor para sinais de frequência próxima à de ressonância.

### Rastreamento da frequência de ressonância

Quatro testes foram realizados à temperatura ambiente a fim de rastrear a frequência de ressonância através da resposta, em potência, do sensor. A temperatura ambiente foi monitorada por um termômetro verificado pela Fundação Certi. Os resultados destes ensaios podem ser observados no apêndice C. Para exemplificar, abaixo são apresentados os resultados do teste C.

Tabela 4.1: Resumos dos resultados do teste C

Rastreamento da frequência de ressonância	
teste C	frequência (datasheet)
24,2 °C	433,359 MHz
Resumo dos dados importantes	
intervalo (MHz) em que a potência é maior que -13 dB	0,054
equivalência em temperatura (°C)	7,68
diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,036
equivalência em temperatura (°C)	5,12

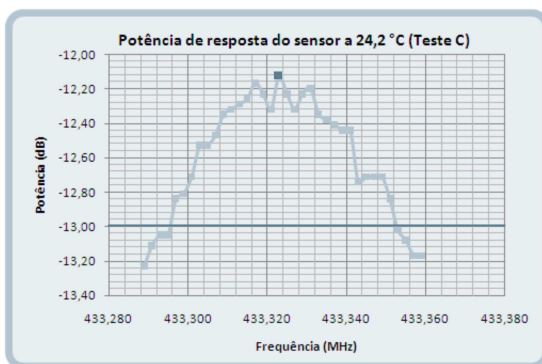


Figura 4.6: Gráfico mostrando os resultados obtidos em C



Nestes testes, foi observado que a frequência de ressonância encontrava-se em uma frequência inferior àquela determinada pelo fabricante para a dada temperatura. Além do problema do desvio da resposta em relação ao exposto pelo fabricante, verifica-se, através dos gráficos, que a distinção da frequência de ressonância ocorre entre valores de décimos de dBm (0,X dBm). Considerando que o receptor não tenha resolução suficiente para perceber estas diferenças ou que o ruído no canal de transmissão está na mesma ordem de grandeza (0,X dBm), ocorre o que aqui foi chamado de região de *ambiguidade do do valor de frequência de ressonância*.

Na aplicação futura, junto a um interrogador, a detecção no nível de potência recebida é feita pelo circuito de radiofrequência através do indicador RSSI (indicador de nível de sinal de rádio). Considerando que em um pior caso, com a presença de ruídos e interferências, o receptor tenha resolução de 1 dBm, foi estudado para cada um dos testes o intervalo de frequência em que a potência tem o máximo valor (em dezenas de dBm), ou seja, desconsiderando-se a possibilidade de distinção entre respostas cujas potências estão na mesma unidade de dBm (por exemplo: 12,1 dBm = 12,7 dBm).

Na tabela 4.2 abaixo são apresentados os resultados da ambiguidade e do desvio de frequência de ressonância para todos os testes realizados, em frequência e temperatura.

É importante salientar que as medições apresentadas na tabela 4.2 são diferenciais. Portanto, estatisticamente, nada se pode afirmar sobre o valor absoluto de frequência de ressonância. Somente, com uma determinada repetitividade, pode-se prever a correção e a ambiguidade, ambas variáveis diferenciais.

Tabela 4.2: Resumo dos principais dados obtidos nos testes A, B, C e D

Resumo dos rastreamentos de ressonância (Testes A,B,C e D)					
		A	B	C	D
ambiguidade	intervalo (MHz) em que a potência está na máxima unidade de dB	0,030	0,038	0,054	0,038
	equivalência em temperatura (°C)	4,27	5,41	7,68	5,41
correção	diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,040	0,036	0,036	0,039
	equivalência em temperatura (°C)	5,69	5,12	5,12	5,55

A tabela 4.3 mostra o resultado da medição da ambiguidade e da correção, levando em conta as sucessivas medições e permite concluir que:

- o desvio entre a frequência de ressonância teórica (folha de dados) e medida resultou em média igual a 0,038 MHz e incerteza de 0,007

Tabela 4.3: Resultado da medição da correção e ambiguidade de frequência de ressonância

Avaliação do Resultado das Medições de Ambiguidade e Correção										
ambi guida de	frequência (MHz)	I	C	Ic	Ea	u	v	t	Re	RM
		0,040					0,010	3	3,307	0,033
temperatura(°C)	5,692					1,432	3	3,307	4,7	(5,7 ± 4,7)
corre ção	frequência (MHz)	0,038	-0,038	0,000	0,000	0,002	3	3,307	0,007	(0,038 ± 0,007)
		temperatura(°C)	5,371	-5,370	0,001	0,000	0,295	3	3,307	0,98

MHz; correspondendo a um desvio, em temperatura, de 5,37 °C e incerteza de 0,98 °C;

- a ambiguidade de determinação da frequência de ressonância, considerando um dispositivo receptor com resolução de 1 dBm, teve média de 0,040 MHz; correspondendo a uma ambiguidade na determinação da temperatura média de 5,7 °C.

Firmou-se um compromisso em assumir que as incertezas referentes à definição da correção e da ambiguidade são pequenas o suficiente para esboçar duas estratégias de determinação da frequência de ressonância, a partir destas duas variáveis.

A primeira, em relação ao desvio de frequência de ressonância, permite montar, com segurança, uma equação relacionando a frequência de ressonância experimental e a frequência de ressonância teórica. Considerando que o erro máximo da medição da frequência de ressonância é, com coeficiente de segurança 2 - duas vezes a incerteza de medição do equipamento para a configuração adotada (1 kHz) - o erro máximo associado à definição absoluta da frequência seria de 2 kHz. Como a incerteza da correção é maior, considera-se esta como erro máximo associado a relação entre frequência de ressonância teórica e experimental. Disso advém as seguintes equações:

$$\begin{aligned} f_{RES}^E &= (f_{RES} - 0,038 * 10^6) \pm 0,007 \\ T_E &= (T - 5,37) \pm 0,98 \end{aligned} \quad (4.1)$$

sendo:

- $f_{RES}^E$  frequência de ressonância experimental, em MHz, utilizando a interface utilizada neste ensaio;
- $f_{RES}$  frequência de ressonância teórica, em MHz, dada pela folha de dados;

#### 4.3 Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios87

- $T_E$  temperatura experimental utilizando a interface utilizada neste ensaio, em °C;
- $T$  temperatura teórica, dada pela folha de dados, em °C.

A segunda estratégia de determinação da frequência de ressonância visa reduzir a ambiguidade presente quando o sistema de recepção possui resolução de 1 dBm. A partir da identificação do primeiro e do último valor de máximo, em X dBm, encontra-se a mediana deste intervalo, considerando esta como frequência de ressonância dentro daquele intervalo de ambiguidade considerado. A tabela 4.4 apresenta o intervalo de ambiguidade, determinado pelo primeiro ( $f_1^{max}$ ) e último ( $f_2^{max}$ ) valor de máximo, a mediana deste intervalo, o valor verdadeiro da frequência de ressonância ( $f_{RES}^E$ ) - obtido a partir de leitura com menor resolução - bem como o erro associado à indução do valor de frequência de ressonância pela mediana da ambiguidade.

Tabela 4.4: Estimativa da frequência de ressonância a partir da mediana do intervalo de ambiguidade

Proposta de Solução	Resolução de 1 dBm			
$f_1^{max}$ (MHz)	433,309	433,305	433,297	433,306
$f_2^{max}$ (MHz)	433,339	433,343	433,351	433,344
$f_{RES}^E$ (Mhz)	433,319	433,327	433,323	433,325
mediana (MHz)	433,324	433,324	433,324	433,325
erro (MHz)	0,005	-0,003	0,001	0,000
erro (°C)	0,712	-0,427	0,142	0,000

Equacionando a conclusão acima, tem-se:

$$f_{RES}^E = \frac{f_1^{max} - f_2^{max}}{2} + f_1^{max} \quad (4.2)$$

sendo:

- $f_{RES}^E$  frequência de ressonância experimental utilizando a interface utilizada neste ensaio;
- $f_1^{max}$  frequência que fornece o primeiro valor de máximo de potência, considerando uma resolução do equipamento receptor de 1 dBm;
- $f_2^{max}$  frequência que fornece o ultimo valor de máximo de potência, considerando uma resolução do equipamento receptor de 1 dBm.

#### **Outras informações relevantes obtidas**

O tempo de transmissão mínimo foi estudado. Para tal, utilizou-se como requisito a absorção da energia do sensor. Observou-se o mínimo tempo de transmissão de forma a permitir a absorção da energia do sensor e posterior retorno de um pico de resposta. Conclui-se que após  $12 \mu\text{s}$  o sensor já realizou a absorção completa, como pode ser também observado pela figura 4.5. Porém, como requisito mínimo, tem-se o valor de  $7 \mu\text{s}$ , que corresponde ao tempo suficiente para que durante a ressonância seja observado um pico de resposta facilmente distinguível, com potência de pico apenas 1 dB menor em relação à carga completa do sensor ( $12 \mu\text{s}$ ).

Já o tempo de recepção mínimo corresponde ao tempo mínimo de leitura do pico de resposta. A devolução do pico de resposta ocorre, em média,  $0,416 \mu\text{s}$  após o fim da transmissão. Lembrando que o gerador tem um atraso mínimo entre o chaveamento do gerador de pulsos interno de  $0,02 \mu\text{s}$ , pode-se concluir que existe um atraso médio de  $0,396 \mu\text{s}$ . A grosso modo, poder-se-ia dizer que somente este tempo de recepção seria necessário para detectar o pico e então determinar a frequência de ressonância. Porém, para garantir a medição de vários pontos logo após o fim da transmissão e a possibilidade de estudos estatísticos que melhorem o algoritmo de detecção de pico, recomenda-se a recepção de, no mínimo,  $10 \mu\text{s}$ . Também, com isso, garante-se a limpeza do canal de comunicação, garantindo-se que o sensor será energizado na próxima iteração a partir da descarga completa (próximo ao nível de ruído). Desta forma, todas as medições partem da mesma premissa: sensor completamente descarregado.

O sensor foi alimentado com 0 dBm, potência máxima permitida, e foi observado se haveria autoaquecimento por operar na alimentação limite. Isolou-se o sensor dentro do forno de forma com que o mostrador do termômetro ficasse visível do lado de fora. A alimentação foi mantida durante quinze minutos. Por mais que as condições do ensaio não fossem ideais e que não se pudesse garantir a estabilidade térmica dentro do forno, não foi observada nenhuma variação de temperatura ao longo destes quinze minutos.

Foi feita também uma qualificação do sinal de resposta do sensor de acordo com seu sinal de entrada. Assim se chegou aos resultados da tabela 4.5.

### **Imagens dos ensaios**

Abaixo são apresentadas algumas fotos dos ensaios com fio: equipamentos (figura 4.7) e sistema de aquisição para Pt100 (figura 4.8).

Tabela 4.5: Qualificação do sinal de resposta do sensor de acordo com o sinal de entrada

Qualificação do sinal de resposta do sensor SAW de acordo com a potência por ele recebida	
potência (P) recebida pelo sensor (dBm)	qualidade do sinal de resposta do sensor
$-15 \leq P \leq 0$	sinal de boa qualidade
$-25 \leq P < 15$	ruidos na absorção do sensor
$P < -25$	diminui o pico no valor de ressonância, sinal ruidoso

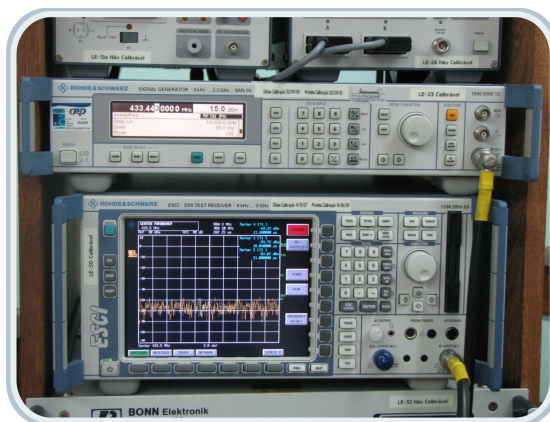


Figura 4.7: Equipamentos de radiofrequência

### Breve conclusão

Verificou-se que existe um desvio sistemático entre a frequência de ressonância observada nos ensaios e a teórica. Uma das possíveis fontes deste desvio, além da resposta em frequência não compensada dos cabos, conectores e ponte, é a utilização da interface para conectar o conector Nf da ponte ao sensor soldável. Assim, faz-se necessário comprovar que realmente a resposta em frequência desta interface interfere na resposta da frequência de ressonância.

Devido ao reduzido tempo de utilização dos equipamentos, foi impossível realizar medições satisfatórias com variação de temperatura. Colaborou para isto, também, a dificuldade de controlar a temperatura do forno devido ao seu isolamento e por alguns problemas na estratégia de controle. Isto gerou a necessidade de uma fonte térmica com isolamento eficaz e com controle adequado.

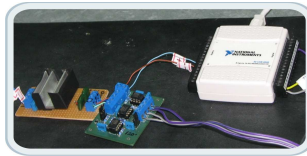


Figura 4.8: Detalhe da medição de temperatura do forno

### 4.3.2 Ensaio sem fios

O maior desafio em realizar os ensaios com a ausência de fios são as perdas no radioenlace. O objetivo principal desta etapa, mediante os equipamentos laboratoriais disponíveis, foi o de comprovar a possibilidade da medição sem fios, sem compromisso maior com a exatidão ou estabilidade.

#### Objetivo

Além de testar a possibilidade do funcionamento sem fio, alguns dados de interesse eram almejados:

- previsão de alcance do sistema de interrogação;
- avaliação de antenas comerciais;
- verificação do formato da resposta do sistema sem fios, comparando-o com o formatada resposta do sistema com fios;

#### Descrição

Os equipamentos, gerador e analisador, ganharam as mesmas configurações daquelas utilizadas nos ensaios com fio. A diferença é que não mais se utiliza a ponte VSWR. No ensaio presente, são utilizadas antenas conectadas aos equipamentos, através dos cabos. O diagrama do ensaio é apresentado na figura 4.9 e uma foto durante a realização do ensaio na figura 4.10.

Também foram realizados dois ensaios acessórios, a saber:

- *previsão de alcance*: fez-se necessário conhecer a relação experimental entre potência de chegada no sensor por distância. Para isto, foi medida a potência recebida para cada distância;

#### 4.3 Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios

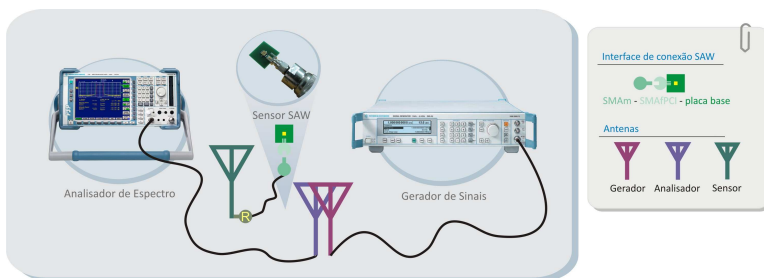


Figura 4.9: Esquema de conexão nos ensaios sem fios

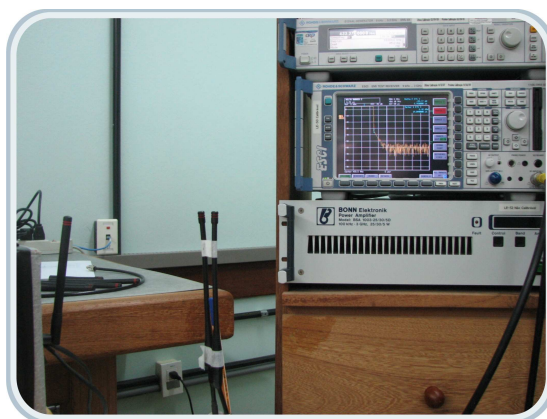


Figura 4.10: Ensaio sem fio

- *eficiência das antenas*: foram testados vários modelos de antenas para escolher a que era capaz de fornecer melhor radiação/captação. Elas foram testadas aos pares, ou seja, o mesmo modelo de antena foi utilizado para operar junto ao gerador e junto ao analisador. Também foi testada a direção da radiação, posicionando as antenas de forma direcional (frente a frente) ou em paralelo. Um foto dos testes pode ser apreciada na figura 4.11.

#### Dificuldades

Como principais dificuldades, é razoável citar:

- impossibilidade de calibração de alguns cabos;
- baixa qualidade da interface utilizada para conectar o sensor;
- limitação da potência de transmissão (14 dBm);
- baixa eficiência das antenas.



Figura 4.11: Teste das antenas comerciais

## Resultados

Os testes prévios com as antenas mostraram sua baixa eficiência, fazendo-se necessário manter a antena do sensor distante somente 15 cm das antenas do gerador e do analisador. O gerador foi configurado em sua potência máxima: +14 dBm. Com esta distância (15 cm), garantia-se a alimentação do sensor com -10 dBm. Após a perda de inserção do sensor e a perda no canal de comunicação no caminho de volta ao analisador, resultava em um pico de ressonância próximo ao -40 dBm. Este valor, mesmo sendo bastante reduzido, permitiu localizar a frequência de ressonância, pois em frequências afastadas desta, a resposta do sinal ficou próximo ao nível de ruído:  $\cong -60$  dBm (SNR = 10).

A figura 4.12 apresenta o resultado do teste nessa configuração, onde o *marker 2* aponta para o pico de ressonância.



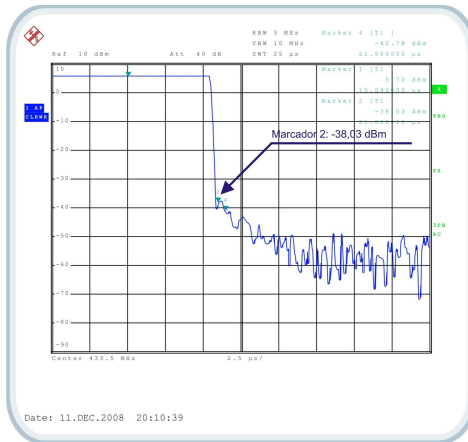


Figura 4.12: Resultado da medição sem fio

### Breve conclusão

Infelizmente, houve realmente pouco tempo para realização dos testes sem fios. A ineficiências das antenas foi fator essencial para a limitação do alcance. Como o gerador fornece no máximo +14 dBm, não foi possível traçar a curva potência de resposta *versus* alcance. Assim, conclui-se que são necessários um projeto de um circuito amplificador e um projeto de antenas mais eficazes tanto para gerador e receptor, quanto para o sensor.

De qualquer forma, pode-se perceber que a resposta do sensor se apresenta da mesma forma que na configuração utilizando fios, o que já era esperado, restando então obter gerador com maior potência e antenas mais eficientes.

### 4.4 Ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura

Nesta segunda parte dos experimentos, a atenção está voltada à resposta do sensor como elemento sensível à temperatura, observando seu comportamento em frequência através do analisador de rede. Percebe-se que a medida que se evolui nos ensaios da categoria, algumas melhorias vão sendo adicionadas, até se chegar no ensaio de comparação com outros sensores de temperatura.

Um resumo dos ensaios realizados, com suas principais características, é disposto a seguir:

- *sensor+interface conectados diretamente ao analisador*: nenhum controle de temperatura e nenhuma compensação de interface;
- *sensor+interface conectados através de cabo comum ao analisador*: controle instável da temperatura e nenhuma compensação da interface;
- *sensor+interface conectados através de cabo especial ao analisador*: controle estável da temperatura e execução de quatro tipos de desacoplamento de interface;
- *comparação com sensores convencionais*: controle estável de temperatura, medição de referência de temperatura utilizando Pt100 e termopar instalados sobre o corpo do sensor SAW e desacoplamento da interface utilizando método do circuito equivalente;

#### **4.4.1 Ensaio com o conjunto sensor+interface ligado diretamente ao analisador de rede**

##### **Objetivo**

Os objetivos deste ensaio são bem simples; pretende-se:

- verificar, experimentalmente, as respostas do sensor segundo os diferentes indicadores de ressonância;
- testar a influência, nos resultados, de diferentes formas de conectar o sensor ao equipamento;
- testar maneiras de compensar a interface de conexão equipamento-sensor;
- conhecer os efeitos do *offset* e calibração sobre as medições;
- aprender a configurar o equipamento para medições de  $S_{ij}$ ,  $Z_{ij}$  e  $Y_{ij}$ , salvar dados e para as demais funcionalidades.

##### **Descrição**

O ensaio é realizado conectando o sensor+interface ao equipamento diretamente (figura 4.13), sem qualquer controle de temperatura.

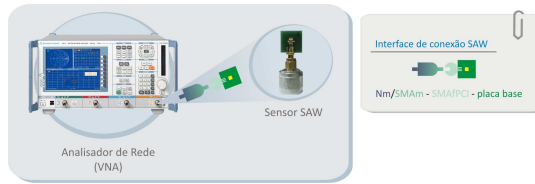


Figura 4.13: Esquema de conexão nos ensaios com interface conectada diretamente ao analisador

### Dificuldades

As dificuldades residiram na falta de complexidade do ensaio: ausência de referência de temperatura e ausência de controle de temperatura.

### Resultados

#### Comprovação da influência da interface de ligação entre equipamento e sensor

Foram testadas duas formas de conectar o sensor ao equipamento: a interface apresentada na 4.13 e um cabo coaxial cujo núcleo e malha são soldados nos respectivos *pads* do sensor SMD. A tabela 4.6 mostra os resultados de alguns parâmetros importantes. Percebe-se a diferença expressiva em relação à configuração utilizando a placa base ou o cabo soldado. Por exemplo, os valores de impedância real e imaginária da configuração com cabo soldado distam mais de 200 kHz dos mesmos parâmetros na configuração utilizando a placa de circuito impresso.

Tabela 4.6: Resultados de alguns parâmetros de rede para duas configurações de conexão equipamento - sensor

DIFERENÇAS ENTRE OS FORMAS DE FIXAÇÃO DO SENSOR		
temperatura constante	frequência (MHz)	
	soldado	placa base
S11 máximo	433,355	433,370
Z11 real máximo	433,145	433,395
Z11 imag nulo	433,151	433,393

Outro ponto a ressaltar sobre a placa base é sua resposta em frequência, ao longo da faixa de medição. Felizmente, os resultados apresentados na figura 4.14 mostram que os parâmetros  $S_{11}$ ,  $Z_{11}$  real e  $Z_{11}$  imaginário permanecem constantes ao longo da faixa de interesse (notar que a escala foi re-



Figura 4.14: Resposta constante da base ao longo da faixa de medição

duzida para detectar variáveis pequenas dos parâmetros). O projeto da placa base fabricada é mostrado no apêndice A.

As figuras 4.15 e 4.16 apresentam, respectivamente, a configuração do canal Z e Y de medição a serem utilizados nas medições a partir deste ensaio. Através destes dois canais é possível fazer o levantamento dos parâmetros S, Z e Y. Na parte superior do mostrador, encontram-se as palavras *Cal* e *Offs*. Estas apresentam, respectivamente, calibração ativada e *offset* ativado.

### Identificação de uma segunda resposta de ressonância

Nas figuras 4.15 e 4.16, é possível observar um outro vale nas medições de  $S_{11}$ , um segundo pico nas curvas de  $Z_{11}$  e  $Y_{11}$  reais e uma ondulação nas curvas de  $Z_{11}$  e  $Y_{11}$  imaginários. Todos estes efeitos ocorrem na mesma frequência. Percebeu-se necessário o entendimento daquele fenômeno. Através da pesquisa em literatura ((CAMPBELL; EDMONSON; SMITH, 1992)), concluiu-se ser o efeito descrito um segundo modo de ressonância do dispositivo SAW.

O objetivo, após conhecida sua causa, foi o de verificar a influência que este efeito poderia ter na medição. Para isto, foram confrontados os resultados da frequência e da potência para o primeiro e segundo modos de ressonância. Verificou-se que o segundo modo possui uma diferença, em frequência, praticamente constante em relação ao primeiro modo. Além disso a potência do primeiro modo chega a ser 175 vezes o valor de potência do segundo modo.

4.4 Ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura 97

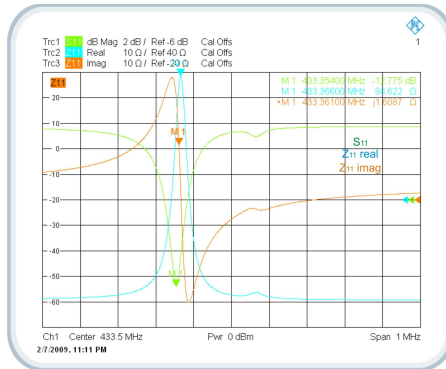


Figura 4.15: Resposta do canal Z sem compensação da interface

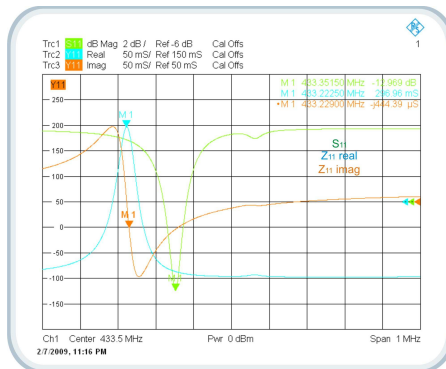


Figura 4.16: Resposta do canal Y sem compensação da interface

Conclui-se que a segunda ressonância acompanha, a distância constante, o valor de ressonância do primeiro modo. Além disso, este modo possui potência muito reduzida. Desta forma, o segundo modo não é capaz de interferir nas medições de temperatura realizadas a partir da localização da principal frequência de ressonância. As referências (JANSKI, 1979), (MELTAUS et al., 2007), (PLESSKY, 1995) e (CAMPBELL; EDMONSON; SMITH, 1992) confirmam os dados obtidos nos experimentos.

### Offset como solução de desacoplamento

A tabela 4.7 apresenta os dados do *offset* da porta com a conexão da interface da figura 4.13. Nota-se que o comprimento elétrico, mecânico e o atraso são muito maiores do que aqueles obtidos com a porta em aberto. Até o presente momento, não era possível definir a validade do método, o que somente foi possível nos ensaios seguintes (seção 4.4.3). Até a referida seção, especula-se que o *offset*, sendo uma ferramenta de ajuste (zeragem), não tem capacidade suficiente para transpor as alterações causadas por uma interface conectada à porta.

Tabela 4.7: Dados de *offset* para a interface da figura 4.13

OFFSET CONJUNTO A (conector maior)	Comprimento elétrico	perdas				
		em DC	na frequência		frequência	
	≈ 20 °C	93,738 mm	0 dB	0,066 dB		433,5 MHz
	Comprimento mecânico	permissividade	fator de velocidade	perdas		
em DC				na frequência	frequência	
≈ 20 °C	93,709 mm	1,00062	0,99969	0 dB	0,066 dB	433,5 MHz
Atraso	perdas					
	em DC	na frequência		frequência		
≈ 20 °C	312,676 ps	0 dB	0,066 dB		433,5 MHz	

### Circuito equivalente como solução de desacoplamento

Após realizados os cálculos de circuito equivalente para desacoplamento (figura 4.2), nota-se que os testes de carga não melhoram a aproximação da obtenção dos valores dos componentes do circuito equivalente. A tabela 4.8 permite concluir que considerar ou não os dados obtidos com a interface com carga não alteram os parâmetros do circuito equivalente. Outro ponto a ressaltar é que há diferença nos resultados com o uso ou não de cabos, mesmo tendo sido feita a calibração. Isso leva à obrigatoriedade de levantar os parâmetros em aberto e em curto com o cabo que for utilizado nas medições posteriores.

A partir destes resultados, foi definido que o levantamento dos componentes do circuito equivalente será feito com base na medição de impedância

Tabela 4.8: Resultados do circuito equivalente em algumas configurações

Z11 aberto, curto e carga		Sem Cabo	Com Cabo
		Calibração desligada	Calibração ligada
		Offset ligado	Offset ligado
resistor de carga	resistor série ( $\Omega$ )	1,1816	3,326
	indutor (nH)	14,17	25,6
	capacitor (pF)	3,86	3,6
sem resistor de carga	resistor paralelo ( $\Omega$ )	10168	-61,8
	resistor série ( $\Omega$ )	1,1816	3,326
	indutor (nH)	14,17	25,6
	capacitor (pF)	3,87	3,53

real e imaginária nas configurações aberta e curto da interface. Além disso, estas medições de impedância serão feitas com o cabo a ser utilizado nas medições do sensor e com o conjunto cabo+interface disposto fisicamente no mesmo local.

### Breve conclusão

Algumas conclusões simples porém importantes foram obtidas:

- a placa base demonstrou ser uma boa interface de conexão entre equipamento e sensor, já que possui resposta em frequência constante ao longo da faixa de medição;
- faz-se necessário pesquisar mais a cerca do desacoplamento da interface;
- o segundo modo de ressonância parece não perturbar a identificação da ressonância, porém, faz-se necessário observar o seu comportamento ao longo da faixa de medição.

#### 4.4.2 Ensaio com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo comum ao analisador, utilizando a câmara

### Objetivo

Os objetivos compreendem:

- levantar a resposta do sensor, em temperatura e frequência de ressonância, submetendo-o a valores de temperatura de (0 a 85) °C, com passo de 5 °C;
- verificar a linearidade do sensor ao longo da faixa de medição;

- comparar a resposta do sensor, em temperatura, à esperada de acordo com os dados do fabricante;
- verificar a interferência do segundo modo de ressonância na resposta, ao longo da faixa de medição;
- verificar a largura de banda do sensor ao longo da faixa de medição.

## Descrição

A câmara térmica possibilita submeter o sensor a toda sua faixa de medição. Para isto, foi ligado um cabo do analisador de rede até a abertura lateral da câmara. Como o cabo não tem tratamento especial para operar em temperaturas superiores à 40 °C, somente a interface com o sensor ficou para o lado de dentro da câmara. O diagrama do ensaio é apresentado na figura 4.17 e a foto do posicionamento da interface na imagem 4.18.

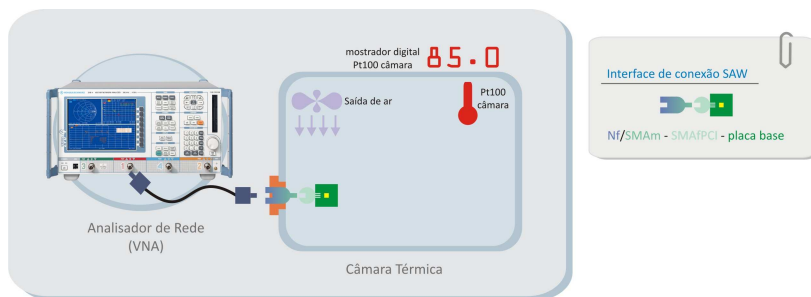


Figura 4.17: Esquema de conexão nos ensaios com cabo comum utilizando a câmara



Figura 4.18: Foto do posicionamento da interface no ensaio



## Dificuldades

As principais dificuldades foram:

- ausência de técnica dominada para compensação da interface de conexão equipamento-sensor;
- utilização do Pt100 da câmara como referência de temperatura. O posicionamento dele, diametralmente oposto à posição do SAWr na entrada da câmara, exigia a espera de 10 minutos para garantir a homogeneidade da temperatura interna da câmara, para poder-se considerar a temperatura do Pt100 da câmara como referência para o SAWr;
- acionamento do compressor, causando:
  - instabilidade na medição da temperatura de referência;
  - redução da temperatura no sensor, em até 4 °C, devido à proximidade do sensor em relação à saída de ar do compressor.

## Resultados

### Curvas de resposta

Com a varredura efetuada, foi possível levantar algumas curvas de resposta interessantes. A curva de resposta de  $S_{11}$  versus temperatura tem a forma quadrática apresentada na figura 4.19. Notou-se que a alteração da potência de alimentação do sensor não varia sua frequência de ressonância, porém altera o valor de  $S_{11}$ .

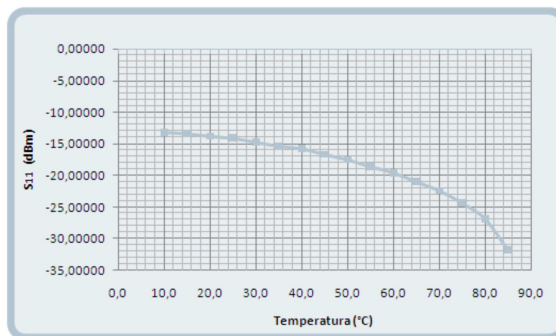
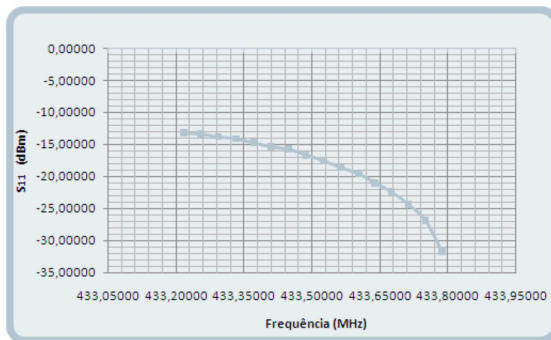
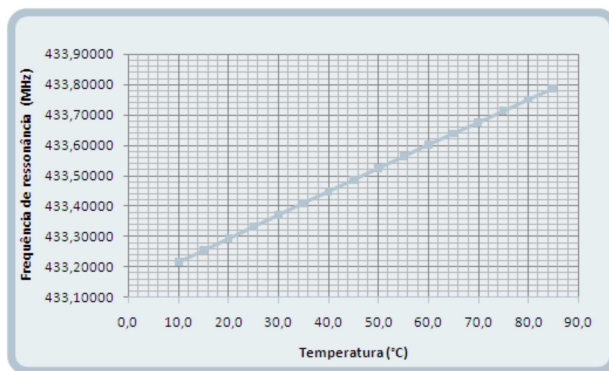


Figura 4.19:  $S_{11}$  mínimo versus temperatura

Figura 4.20:  $S_{11}$  mínimo *versus* frequênciaFigura 4.21: Frequência de ressonância *versus* temperatura

Outra forma de mostrar este resultado é apresentada na figura 4.20. Estes dois gráficos mostram que a resposta em potência, indicador de potência apresentado no item 3.1.1, é variável com a temperatura e portanto, com a frequência de ressonância. Isso leva ao fato de que a sensibilidade da resposta em potência é variável ao longo da faixa de medição. Assim, quando do rastreamento da frequência de ressonância, é necessário buscar a maior potência dentre as respostas obtidas ao longo do espectro de frequência. Ou seja, não se deve buscar um determinado valor de potência, porque a resposta em potência do sensor, em ressonância, é variável ao longo da faixa de medição.

Já a figura 4.21 apresenta os dados experimentais que podem ser confrontados com gráfico semelhante da folha de dados (anexo B). Mesmo sem

nenhuma compensação da interface utilizada, foi possível chegar a uma linearidade bastante satisfatória. Com coeficiente de tendência linear de  $R^2 = 1$ , a equação representativa de frequência de ressonância em função da temperatura, em °C, é:

$$f_{RES} \text{ [Hz]} = (7,62 T + 4331,43) \cdot 10^3$$

A figura 4.22 apresenta a diferença entre os resultados experimentais e os dados fornecidos pelo fabricante. Através do gráfico é possível notar que a diferença de resposta de frequência de ressonância teórica e experimental está contida no intervalo [-45, 5] kHz. Observa-se também que existe uma tendência do aumento deste erro a medida que a temperatura se afasta dos 80 °C.

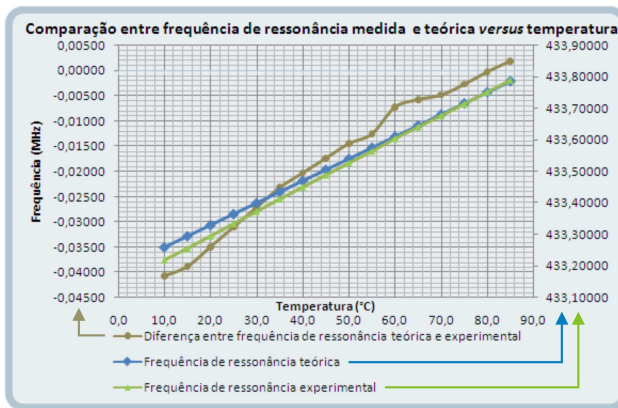


Figura 4.22: Comparação entre frequência de ressonância teórica e experimental versus temperatura

### Segundo modo de ressonância

A frequência do segundo modo de ressonância -  $f_{RES}^2$  - também tem resposta linear em rela o   temperatura (em °C), como mostra a figura 4.23. A equa o representativa desta rela o  :

$$f_{RES}^2 \text{ [Hz]} = (7,56T + 4333,47) \cdot 10^3$$

A informa o mais importante   que este segundo modo de ressonância acompanha a frequência de ressonância principal, nunca interferindo

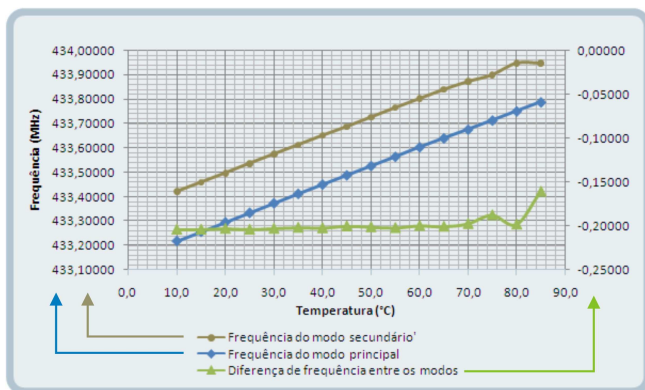


Figura 4.23: Comparação entre frequências do primeiro e segundo modo de ressonância *versus* temperatura

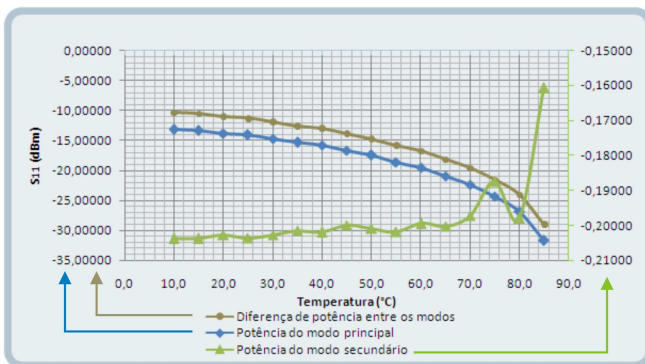


Figura 4.24: Comparação entre potências do primeiro e segundo modo de ressonância *versus* temperatura

nesta. A diferença de frequência entre os modos é praticamente constante e igual 200 kHz. Ocorre uma descontinuidade desta diferença quando o sensor opera próximo à temperatura de 80 °C, mas mesmo assim a diferença entre as frequências nestes pontos é segura.

A potência do segundo modo de ressonância é discutida na figura 4.24. Nele é possível perceber que, exceto próximo aos 80 °C, o valor de  $S_{11}$  do segundo modo oscila em torno de -0,20 dBm, enquanto a potência no modo principal está contida no intervalo [-12, -32] dBm. Portanto, é fácil diferenciar a resposta em frequência de um modo em relação ao outro. A diferença entre as potências dos modos acompanha a tendência quadrática da resposta do primeiro modo.

### Comparação experimental entre indicadores de ressonância

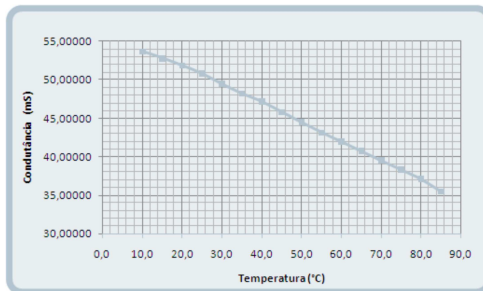


Figura 4.25: Condutância máxima *versus* temperatura

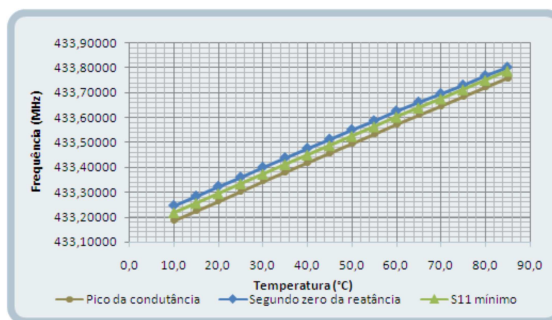


Figura 4.26: Frequências indicativas de ressonância *versus* temperatura

Tabela 4.9: Comparação dos valores experimentais dos indicadores de ressonância

Comparação dos valores experimentais dos indicadores de ressonância			
temperatura (°C)	S11 min - Gmax (MHz)	S11 min - Xnulo2 (MHz)	G max - Xnulo2 (MHz)
10	0,03103	-0,02778	-0,05881
15	0,03002	-0,02800	-0,05802
20	0,03103	-0,02796	-0,05899
25	0,03003	-0,02592	-0,05595
30	0,02903	-0,02695	-0,05598
35	0,03006	-0,02556	-0,05562
40	0,03003	-0,02555	-0,05558
45	0,03003	-0,02451	-0,05454
50	0,03003	-0,02447	-0,05450
55	0,03003	-0,02244	-0,05247
60	0,03003	-0,02200	-0,05203
65	0,03003	-0,02136	-0,05139
70	0,02943	-0,01932	-0,04875
75	0,02883	-0,01648	-0,04531
80	0,02923	-0,01695	-0,04618
85	0,02863	-0,01341	-0,04204
l	0,02984	-0,02304	-0,05289
u	0,00068	0,00449	0,00502
v	15	15	15
t	2,181	2,181	2,181
Re	0,00147	0,00980	0,01095
RM	(0,0298 ± 0,0015)	(-0,0230 ± 0,0098)	(-0,053 ± 0,011)

Nesta seção são apresentadas as respostas experimentais dos indicadores de ressonância discutidos anteriormente. É possível comparar a condutância máxima, obtida a partir da folha de dados, na temperatura de 85 °C. Segundo o fabricante, a máxima condutância a dada temperatura é de aproximadamente 70 mS, enquanto experimentalmente obteve-se aproximadamente 35 mS. A condutância medida é apresentada na figura 4.25.

A figura 4.26 mostra a concordância entre os indicativos de ressonância, exceto por uma pequena diferença em frequência. Já a tabela 4.9 apresenta a comparação dos indicadores com uma breve análise dos resultados. A figura 4.27 mostra um exemplo de medição de alguns dos indicadores.

### Largura de banda

A largura de banda, que pode ser definida a partir do fator de qualidade Q, foi analisada experimentalmente. Verificou-se que a largura de banda não é constante ao longo da faixa de medição, sendo menor (maior fator de qualidade) à medida que a temperatura aumenta. Isto mostra que a seletividade da frequência de ressonância para 85 °C é a melhor no intervalo e que piora bastante com a redução da temperatura.

A tabela 4.10 mostra estes valores, enquanto a figura 4.29 mostra como é feita a medição da largura de banda, através do posicionamento dos marcadores em potências -3 dB inferiores à potência máxima.

4.4 Ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura 107

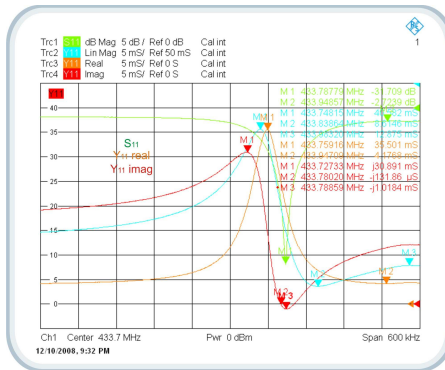


Figura 4.27: Indicadores de ressonância em 85 °C

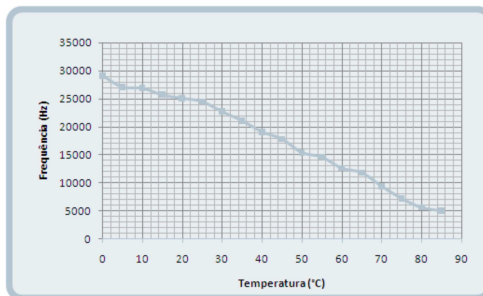


Figura 4.28: Largura de banda *versus* temperatura

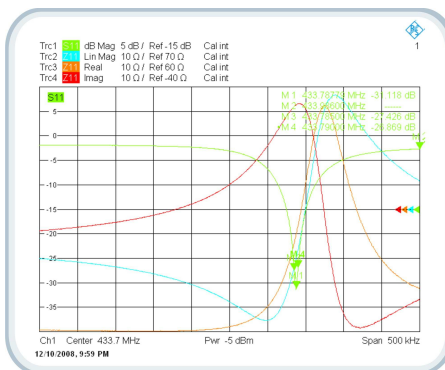


Figura 4.29: Largura de banda em 85 °C

Tabela 4.10: Valores da largura de banda 3 dB

temperatura (°C)	Largura de banda		frequência (Hz)
	M3	M4	
0	16020	13111	29090
5	20240	17531	27090
10	24020	21331	26890
15	27720	25151	25690
20	32120	29611	25090
25	35700	33251	24490
30	39540	37271	22690
35	43160	41051	21090
40	46600	44691	19090
45	50740	48958	17820
50	54160	52619	15410
55	57880	56420	14600
60	61400	60140	12600
65	64840	63660	11800
70	68580	67640	9400
75	72000	71280	7200
80	75560	75000	5600
85	79000	78500	5000

## Breve conclusão

Estes ensaios mostraram muitas informações importantes. A principal deles é que a resposta em potência, em ressonância, não é constante ao longo da faixa de medição. Os resultados próximos à temperatura de 85 °C tendem a ter maior coerência com os dados teóricos fornecidos pelo fabricante. Conclui-se então que este, por ser o valor nominal apresentado pela folha de dados, é também o ponto ótimo de operação do ensaio: maior potência de ressonância e menor largura de banda. Também verificou-se que o segundo modo de ressonância não pode interferir na definição da frequência de ressonância. Observou-se, ainda, que os indicadores de ressonância são coerentes com aqueles encontrados através de simulações.

### 4.4.3 Ensaios com o conjunto sensor+interface ligado através de cabo especial ao analisador, utilizando a câmara

#### Objetivo

Os principais objetivos deste ensaio são:

- melhorar o controle e estabilidade da temperatura a que está submetido o SAWr;
- definir a melhor técnica para compensar a interface de conexão equipamento-sensor.



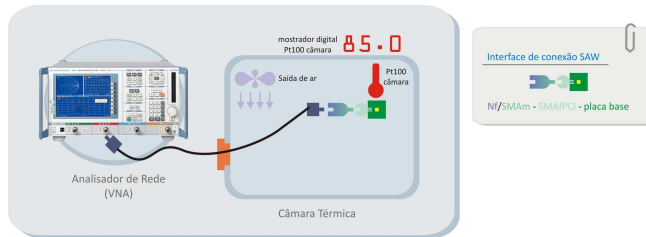


Figura 4.30: Esquema de conexão para ensaios com cabo especial para temperaturas elevadas

### Descrição

Algumas melhorias foram realizadas a partir dos ensaios anteriormente apresentados, dentre elas estão:

- cabo especial, crimpado pelo fabricante, que suporta temperatura de até 200 °C;
- conectores de melhor qualidade, indicados pelo fabricante do analisador de rede;
- fixação do cabo na câmara para que todas as medições sejam feitas com o cabo na mesma posição;
- marcação na câmara para posicionar o cabo com a interface no mesmo local;
- posicionamento do sensor na região de maior estabilidade térmica da câmara, coincidente com a região onde está localizado o Pt100 da câmara;
- isolamento da interface (metálica) da grade da câmara através de placa de fenolite.

A partir da leitura da referência (WARTENBERG, 2002), alguns cuidados adicionais foram feitos:

- calibração do cabo no local onde estará quando da realização dos ensaios;
- limpeza dos conectores com álcool isopropílico antes da conexão;

- atenção especial ao aperto da conexão: as folgas entre os dielétricos e os pinos dos conectores macho e fêmea, no encaixe, podem tanto causar perdas de retorno quanto erros de calibração;
- colocar as placas em aberto, curto e com o sensor dentro da câmara para estabilizar a temperatura a que estão submetidas;
- diminuir ao máximo as curvas, feitas no cabo, para posicionar o SAWr onde desejado;
- diminuir a movimentação dos cabos.

A fim de não tornar o ensaio muito dispendioso em tempo, foram levantados dados para valores de temperatura de 20 °C, 50 °C e 85 °C. O procedimento para a montagem apresentada na figura 4.30, para cada temperatura, é descrito abaixo:

1. carregar os canais de medição de  $Z_{11}$ ,  $Y_{11}$  e  $\text{linmag}^1$ , no analisador de rede;
2. realizar o *offset* da porta do analisador de rede, anotando a temperatura ambiente;
3. anotar os dados de  $S_{11}$  e  $Z_{11}$  real e imaginário, antes e depois do *offset*; analisador;
4. calibrar o cabo a ser utilizado posicionando-o exatamente onde ficará durante os ensaios (colocar o calibrador dentro da câmara). Infelizmente, a calibração é feita somente para a temperatura de 20 °C e utilizada para os outros valores de temperatura, a fim de não submeter o calibrador à temperaturas elevadas;
5. salvar a carta de Smith para os três padrões do calibrador, após calibração do cabo;
6. medir  $S_{11}$ ,  $Z_{11}$  e  $Y_{11}$  sem desacoplamento e conectando a interface ao analisador através do cabo calibrado;
7. programar a câmara para a temperatura desejada;

---

<sup>1</sup>canal que mede  $Z_{11}$ ,  $Y_{11}$  e  $S_{11}$  em formato de magnitude/fase

8. colocar a placa de circuito impresso em *aberto* na interface e então:
  1. medir *offset* para desacoplamento;
  2. retornar ao *offset* original;
  3. memorizar o estado dos canais  $Z_{11}$ ,  $Y_{11}$  e  $\text{linmag}$ , obtendo assim os seguintes dados:
    - $S_{11}$  em dB;
    - $Z_{11}$  real em  $\Omega$ ;
    - $Z_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
    - $Y_{11}$  real em  $\Omega$ ;
    - $Y_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
    - $Z_{11}$  módulo e fase;
    - $Y_{11}$  módulo e fase.
  4. repetir o item anterior mais três vezes, contabilizando duas medições com tendência de elevação de temperatura, e duas medições com tendência de redução de temperatura;
9. colocar a placa de circuito impresso em *curto* na interface e então:
  1. memorizar o estado dos canais  $Z_{11}$ ,  $Y_{11}$  e  $\text{linmag}$ , obtendo assim os seguintes dados:
    - $S_{11}$  em dB;
    - $Z_{11}$  real em  $\Omega$ ;
    - $Z_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
    - $Y_{11}$  real em  $\Omega$ ;
    - $Y_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
    - $Z_{11}$  módulo e fase;
    - $Y_{11}$  módulo e fase.
  2. repetir o item anterior mais três vezes, contabilizando duas medições com tendência de elevação de temperatura, e duas medições com tendência de redução de temperatura;
10. colocar a placa de circuito impresso com o *sensor* na interface e então:
  1. memorizar o estado dos canais  $Z_{11}$ ,  $Y_{11}$  e  $\text{linmag}$ , obtendo assim os seguintes dados:

- $S_{11}$  em dB;
- $Z_{11}$  real em  $\Omega$ ;
- $Z_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
- $Y_{11}$  real em  $\Omega$ ;
- $Y_{11}$  imaginário em  $\Omega$ ;
- $Z_{11}$  módulo e fase;
- $Y_{11}$  módulo e fase.

2. submeter o conjunto com o sensor ao *offset* do item 8 e salvar dados;

3. realizar o desacoplamento por *de-embedding* de circuito equivalente:

- calcular os parâmetros C e L, bem como descrito no item 4.1.4;

- substituir os parâmetros no menu *deembedding*, anotando os resultados obtidos;

4. repetir a medição com o DUT mais três vezes, contabilizando duas medições com tendência de elevação de temperatura, e duas medições com tendência de redução de temperatura;

## Dificuldades

- instabilidade nas medições de temperatura padrão, causadas por incompatibilidade eletromagnética com o compressor da câmara;
- leitura não-automatizada dos instrumentos de medição de temperatura;
- necessidade do desligamento da câmara, principalmente em valores de temperatura abaixo da ambiente.

## Resultados

Os primeiros resultados obtidos não foram satisfatórios. Assim, fez-se necessário pequenas alterações no procedimento de ensaio. A principal alteração é que, uma vez atingida a temperatura programada na câmara térmica, tanto aquecimento quanto resfriamento são acionados para manter a temperatura constante. Observou-se que o acionamento do compressor de



Figura 4.31: Posição a que foi fixado o conjunto dentro da câmara (sem as fixações)

resfriamento causava oscilações nos medidores de temperatura: instrumentos de medição para Pt100 e termopar do tipo K. Desta forma, ao chegar no valor desejado de temperatura da câmara, desliga-se a câmara e fazem-se as medições. Para que não houvesse tempo suficientemente grande para grandes variações de temperatura, os canais do analisador de rede foram dispostos em cascata na tela. Tão logo a câmara fora desligada, foi acionada a memória de cada um dos canais. Desta maneira, os dados poderiam ser posteriormente salvos de forma tranquila e segura, a partir dos dados memorizados.

Outra operação foi feita assim que a câmara era desligada: a anotação do valor de temperatura medido pelos três sensores de temperatura: Pt100 da câmara, Pt100 instalado sobre o sensor e termopar instalado sobre o sensor. Como os dados podem não ser obtidos à temperatura constante, buscou-se realizar quatro medições: duas com a tendência de subida da temperatura e duas com a tendência de descida.

Há ainda um detalhe importante a ser levado em conta: o acionamento do compressor, depois de estabilizada a temperatura, ocorre principalmente em valores de temperatura abaixo da ambiente (neste ensaio representado pelo ponto de 20 °C). Logo, em ensaios futuros, serão escolhidas somente valores de temperatura acima da ambiente para caracterizar o sensor, dada a utilização da mesma câmara térmica. Outra alteração desejada é a automação da medição dos sensores para dispensar a necessidade de dois operadores nos ensaios.

Para que as placas base em curto, em aberto e com o sensor estejam submetidas a temperatura do ensaio, percebeu-se ser melhor manter as três sempre no interior da câmara, uma de cada vez conectada a interface.

### Localização da ressonância para os três pontos de temperatura

A tabela 4.11 apresenta, para cada ponto avaliado, o mínimo valor de  $S_{11}$ , com objetivo de comprovar a baixa incerteza na determinação da ressonância. Nota-se também através desta tabela a maior incerteza do resultado de medição no ponto referente a 20 °C, justamente devido à instabilidade térmica abaixo da temperatura ambiente.

Tabela 4.11: Resultado das medições de  $S_{11}$  mínimo para os pontos de interesse

RESPOSTA MÍNIMA DE $S_{11}$ PARA CADA PONTO DE TEMPERATURA			
sem compensação			
ponto referente a:	≈ 20 °C	≈ 50 °C	≈ 85 °C
T1 (MHz)	433,29100	433,52900	433,78900
T2 (MHz)	433,29550	433,52900	433,78900
T3 (MHz)	433,29200	433,52900	433,78900
T4 (MHz)	433,29300	433,52800	433,78900
l	433,29288	433,52875	433,78900
u	0,00193	0,00050	0,00000
v	3	3	3
t	3,307	3,307	3,307
Re	0,00639	0,00165	0,00000
RM (MHz)	(433,2929 ± 0,0064)	(433,5288 ± 0,0016)	(433,7890 ± 0,0000)

As estratégias de compensação da interface foram: *offset*, circuito equivalente e manipulação matemática. Abaixo são apresentados os resultados de cada um deles e posteriormente um discussão envolvendo todos.

### Desacoplamento por *Offset*

Tabela 4.12: Desacoplamento através de *offset* da interface

DESACOPLAMENTO POR OFFSET	Comprimento elétrico	Comprimento mecânico	perdas				
			em DC	na frequência	frequência		
			em DC	na frequência	em DC	na frequência	
			em DC	na frequência	em DC	na frequência	
	20 °C	52,869 mm	0 dB	0,024 dB	0 dB	0,024 dB	433,5 MHz
	50 °C	58,905 mm	0 dB	0,040 dB	0 dB	0,040 dB	433,5 MHz
	85 °C	59,850 mm	0 dB	0,067 dB	0 dB	0,067 dB	433,5 MHz
	20 °C	52,853 mm	1,00062	0,99969	0 dB	0,024 dB	433,5 MHz
	50 °C	58,887 mm	1,00062	0,99969	0 dB	0,040 dB	433,5 MHz
	85 °C	59,831 mm	1,00062	0,99969	0 dB	0,067 dB	433,5 MHz
20 °C	76,352 ps	0 dB	0,024 dB	0 dB	0,024 dB	433,5 MHz	
50 °C	96,486 ps	0 dB	0,040 dB	0 dB	0,040 dB	433,5 MHz	
85 °C	99,638 ps	0 dB	0,067 dB	0 dB	0,067 dB	433,5 MHz	

O *offset* da interface é levantado através do ensaio com interface em aberto. A tabela 4.12 apresenta o resultado destas medições para cada temperatura estudada. Percebe-se que existe diferença, ainda que pequena, nos

valores para diferentes temperaturas, levando à conclusão de que o conjunto cabo mais interface tem resposta dependente da temperatura. É de lembrar que esta compensação é pontual para a frequência de 433,500 MHz.

### Desacoplamento por circuito equivalente

Para o desacoplamento por circuito equivalente são necessários os dados em magnitude da impedância real e imaginária das configurações: interface em aberto e interface em curto. A figura 4.32 mostra a foto das placas em aberto, curto e com o sensor que foram utilizadas nos ensaios. Partindo destes dados, o cálculo dos componentes do circuito equivalente é feito. O resultado destes é apresentado na tabela 4.13.



Figura 4.32: Placas de circuito impresso nas configurações aberto, curto e DUT

Os valores calculados dos componentes são carregados em menu dedicado ao *de-embedding* no equipamento. Logo, o equipamento realiza as medições ciente que existe aquele circuito fornecido acoplado a porta. Então, ao fornecer os resultados na tela, estes já estão compensados em relação a presença daquele circuito.

### Desacoplamento por manipulação matemática

O desacoplamento por manipulação matemática é possível através da gravação dos dados em magnitude e fase das configurações em aberto, curto e DUT. Após a obtenção destas três informações, é possível realizar, no equipamento, as manipulações matemáticas para obtenção do valor de  $S_{11}$  compensado.

A figura 4.33 mostra o valor de  $S_{11}$  sem compensação e com compensação por manipulação matemática. Nota-se que ocorre tanto uma correção no valor de frequência quanto no de potência, sendo o desvio em frequência igual a 6 kHz e a diferença de potência de aproximadamente 8 dB, em uma mesma temperatura.

Tabela 4.13: Desacoplamento através de circuito equivalente

CÁLCULO DO CIRCUITO EQUIVALENTE PARA DESACOPLAMENTO						
20 °C	Impedâncias (Z)	curto		aberto		
		real	imaginário	real	imaginário	
		0,1651	31,76	0,3619	-89,57	
		0,1518	31,74	0,3532	-90,34	
		0,1484	31,72	0,3719	-90,42	
	0,1501	31,72	0,3441	-90,48		
		média	média			
		0,1539	31,74	0,3578	-90,20	
	L e C	indutor série		capacitor paralelo		
						11,65 nH
				3,011 pF		
50 °C	Impedâncias (Z)	curto		aberto		
		real	imaginário	real	imaginário	
		0,086865	30,065	0,76105	-93,115	
		0,071018	29,988	0,81270	-93,186	
		0,072864	29,975	0,81458	-94,124	
	0,061986	29,942	0,82693	-94,085		
		média	média			
		0,073183	29,993	0,80382	-93,628	
	L e C	indutor série		capacitor paralelo		
						11,01 nH
				2,970 pF		
85 °C	Impedâncias (Z)	curto		aberto		
		real	imaginário	real	imaginário	
		0,21230	28,847	1,0361	-96,319	
		0,21128	28,734	1,0530	-96,648	
		0,20596	28,726	1,0363	-96,354	
	0,20331	28,693	1,0664	-96,620		
		média	média			
		0,20821	28,750	1,0480	-96,485	
	L e C	indutor série		capacitor paralelo		
						10,56 nH 2,930 pF

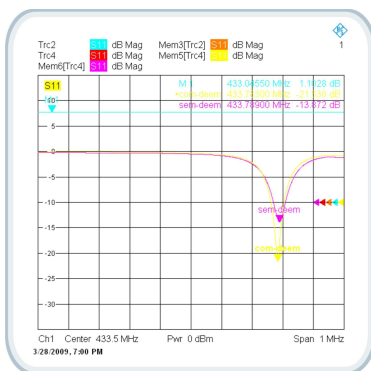


Figura 4.33: Desacoplamento por manipulação matemática



### Discussão das estratégias de desacoplamento

Devido ao problema de compatibilidade eletromagnética na câmara, principalmente no ponto de 20 °C, não foi possível adquirir os dados dos diferentes desacoplamentos exatamente às mesmas temperaturas. A fim de tornar clara esta diferença, as tabelas 4.14, 4.15, 4.16 e 4.17 mostram os resultados de  $S_{11}$  com as respectivas temperaturas instantâneas, para cada método e sem correção alguma.

Tabela 4.14:  $S_{11}$  e temperatura para medições sem compensação

MEDIÇÃO TEMPERATURA E S11 MÍNIMO CORRESPONDENTE	
sem compensação	
temperatura (°C)	frequência (kHz)
16,2	433292,9
47,6	433528,8
82,2	433789,0

Tabela 4.15:  $S_{11}$  e temperatura para medições com compensação por *offset*

MEDIÇÃO TEMPERATURA E S11 MÍNIMO CORRESPONDENTE	
compensação por <i>offset</i>	
temperatura (°C)	frequência (kHz)
16,8	433293,0
49,0	433526,5
81,8	433789,5

Tabela 4.16:  $S_{11}$  e temperatura para medições com compensação por circuito equivalente

MEDIÇÃO TEMPERATURA E S11 MÍNIMO CORRESPONDENTE	
compensação por circuito	
temperatura (°C)	frequência (kHz)
16,3	433286,5
47,7	433520,5
82,2	433782,5

Embora todas, exceto uma, medições tenham sido feitas em dentro de uma faixa de temperatura de 1 °C em torno do ponto médio, decidiu-se por realizar uma regressão linear por mínimos quadrados para poder comparar, com coerência, os métodos de compensação.

Desta forma, resultou a tabela 4.18. Na faixa mais escura estão localizados os pontos de temperatura inseridos no intervalo de temperatura realmente medido: (20, 50 e 85) °C. A figura 4.34 mostra as curvas de temperatura *versus* frequência de ressonância para as diversas configurações, a partir dos dados da regressão.

Tabela 4.17:  $S_{11}$  e temperatura para medições com compensação por manipulação matemática

MEDIÇÃO TEMPERATURA E $S_{11}$ MÍNIMO CORRESPONDENTE	
compensação por matemática	
temperatura (°C)	frequência (kHz)
16,9	433289,0
47,5	433520,5
82,4	433783,0

Tabela 4.18: Regressão linear a partir dos dados dos pontos (20, 50 e 85) °C

RESULTADO DA REGRESSÃO LINEAR POR MÍNIMOS QUADRADOS PARA ALGUNS VALORES DE FREQUÊNCIA				
frequência (kHz)	temperatura (°C)			
	sem	offset	circuito	matemática
433000,0	-22,8	-20,9	-21,6	-21,5
433100,0	-9,5	-7,9	-8,4	-8,2
433200,0	3,8	5,2	4,9	5,1
433300,0	17,2	18,3	18,2	18,3
433400,0	30,5	31,4	31,5	31,6
433500,0	43,8	44,4	44,8	44,8
433600,0	57,1	57,5	58,1	58,1
433700,0	70,4	70,6	71,3	71,4
433800,0	83,7	83,7	84,6	84,6
433900,0	97,0	96,8	97,9	97,9
434000,0	110,3	109,8	111,2	111,1

A partir destes dados obtidos por regressão, é possível analisar a diferença entre os métodos de compensação em relação aos dados sem compensação alguma. A tabela 4.19 traz essa diferença. Observa-se que dentro do intervalo grifado a diferença máxima chega a 1 °C. Essa diferença também pode ser observada na figura 4.35.

Percebe-se através da figura 4.35 uma aproximação da característica de resposta dos métodos por circuito equivalente e por manipulação matemática. Essa similaridade faz todo sentido, na medida que ambos métodos partem da análise de um mesmo circuito equivalente para a interface (topologia de linha de transmissão).

Avaliados os resultados através da utilização de cada método, faz-se necessário um critério para selecionar o que obteve melhores resultados. Logo, passou-se a pensar como critério de validação a análise de potência das diversas configurações de compensação em relação ao estado não compensado. As figuras 4.36, 4.37 e 4.38 mostram a comparação dos resultados para  $S_{11}$  nos três pontos de interesse.

Apesar de os gráficos deixarem claro a aproximação dos métodos por circuito equivalente e por manipulação matemática, a leitura atenta do texto faz recordar que as diferentes técnicas de compensação não foram realizadas

4.4 Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura 119

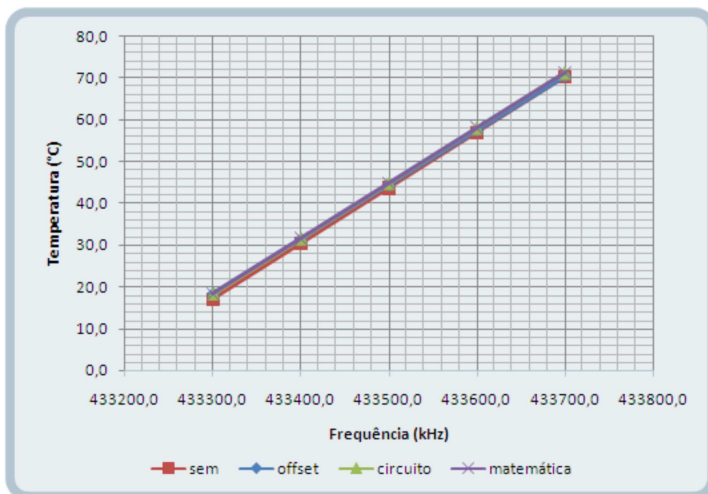


Figura 4.34: Curvas temperatura *versus* frequência de ressonância

Tabela 4.19: Diferença entre os dados compensados e não compensados

DIFERENÇA DOS RESULTADOS DE TEMPERATURA UTILIZANDO OU NÃO COMPENSAÇÃO				
freqüência (kHz)	sem	offset	circuito	matemática
	temperatura (°C)			
433000,0	-22,8	-1,8	-1,1	-1,3
433100,0	-9,5	-1,6	-1,1	-1,3
433200,0	3,8	-1,4	-1,1	-1,2
433300,0	17,2	-1,1	-1,1	-1,2
433400,0	30,5	-0,9	-1,0	-1,1
433500,0	43,8	-0,7	-1,0	-1,1
433600,0	57,1	-0,5	-1,0	-1,0
433700,0	70,4	-0,2	-1,0	-1,0
433800,0	83,7	0,0	-1,0	-1,0
433900,0	97,0	0,2	-0,9	-0,9
434000,0	110,3	0,4	-0,9	-0,9

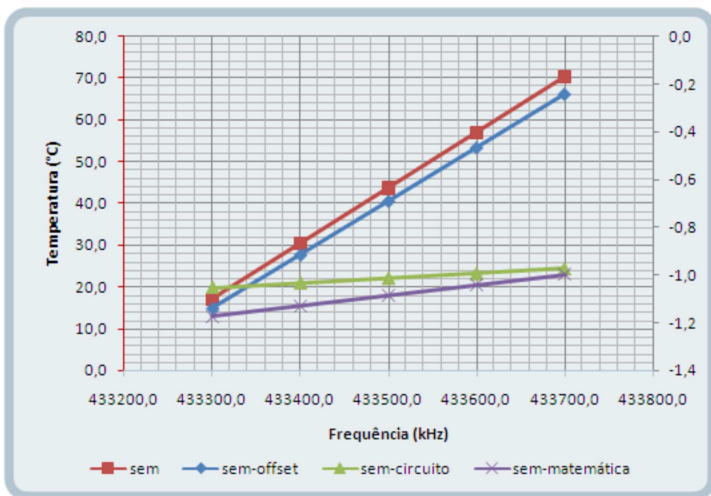


Figura 4.35: Diferença entre os resultados com e sem compensação (curva vermelha)

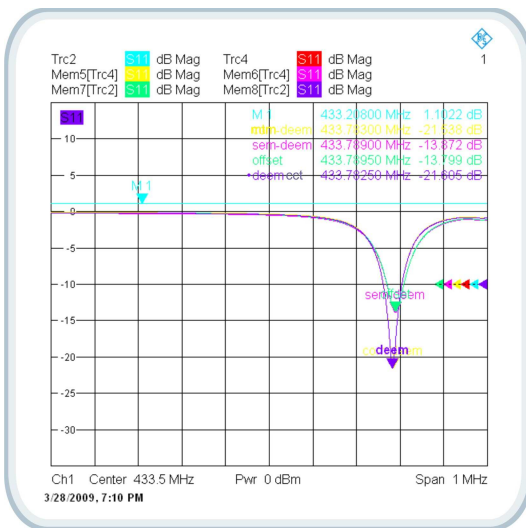


Figura 4.36: Comparação das curvas  $S_{11}$ , a 85 °C, com e sem compensação

4.4 Ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura 121

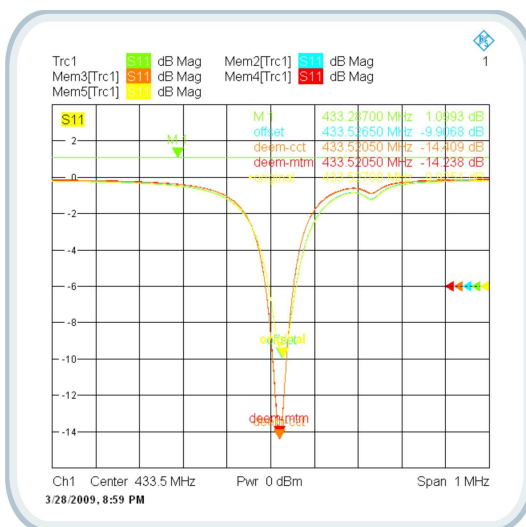


Figura 4.37: Comparação das curvas  $S_{11}$ , a  $50^{\circ}\text{C}$ , com e sem compensação

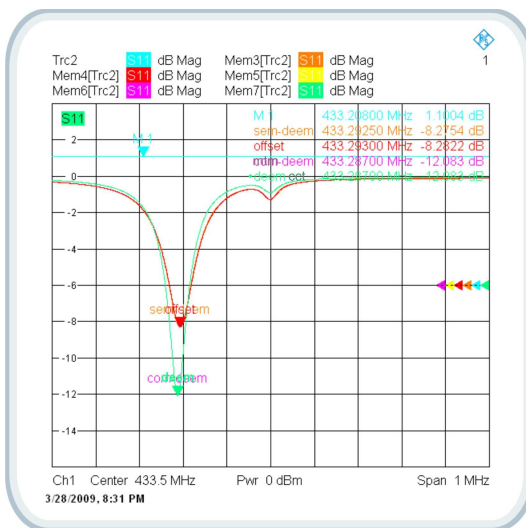


Figura 4.38: Comparação das curvas  $S_{11}$ , a  $20^{\circ}\text{C}$ , com e sem compensação

exatamente às mesmas temperaturas.

Assim, como já tinha sido mostrado na figura 4.35, o *offset* como compensação apresenta um pequeno desvio em frequência em relação à curva sem compensação. A potência nesta configuração também é bastante próxima ao valor não compensado.

Já as técnicas de compensação por circuito equivalente e por manipulação matemática apresentam simularidades tanto em frequência quanto em potência. Este critério faz pensar que estes dois métodos tem maior capacidade em compensar a interface do que a técnica de *offset*.

## **Breve conclusão**

Conclui-se que os métodos por circuito e por matemática são os mais coerentes. Dentre os dois, foi selecionado como preferencial o método por circuito equivalente já que este possibilita a compensação no momento do ensaio, sem necessidade de processamento pós-ensaio. Também quanto à compensação, é desejável obter-se uma carga de referência em formato SMD, com conexão por solda, para calibrar a interface formada por adaptadores coaxiais mais placa de circuito impresso.

Desta forma, acredita-se que nos próximos ensaios, a partir de um padrão de temperatura calibrado, resistente a interferências eletromagnética (principalmente àquelas cuja origem é o compressor da câmara), e da realização dos ensaios maior número de pontos de medição (com temperatura estável), seja possível calibrar e estimar ainda melhor o comportamento do sensor eliminando ou reduzindo os efeitos da interface de conexão.

### **4.4.4 Comparação com sensores de temperatura convencionais: termopar e Pt100**

#### **Objetivo**

Este ensaio, em verdade, é o mesmo da sessão anterior, porém visa comparar o sensor SAW com dois sensores convencionais de temperatura: o Pt100 e o termopar tipo K. Também buscou-se neste ensaio, eleger as melhores técnicas (montagem, desacoplamento, conexões) dentre as testadas nos ensaios anteriores.

## Descrição

A descrição do ensaio segue o procedimento do ensaio anterior. Adicionalmente, são anotados os valores de temperatura fornecidos pelos sistemas de medição dos sensores Pt100 e termopar, a cada medição. Os sensores foram instalados sobre o sensor SAW, como mostra a figura 4.39 e a foto da figura 4.40. Estas referências de temperatura foram escolhidas segundo os critérios de tamanho reduzido (termopar) e boa linearidade (Pt100). Além delas, há o Pt100 da câmara térmica localizado bem próximo ao sensor.

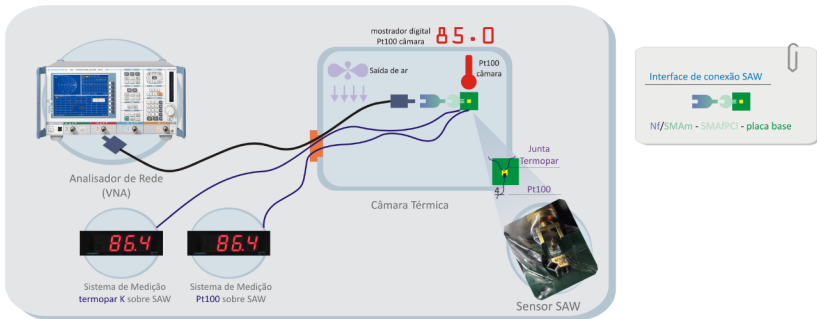


Figura 4.39: Esquema de ligação para ensaios de comparação



Figura 4.40: Posição do Pt100 (preto) sobre o sensor SAW

## Verificação dos sensores de referência

Foi feita a verificação do termopar, nos laboratório da Fundação CERTI, resultando na tabela 4.20. A fim de fazer uma verificação dos



Figura 4.41: Verificação dos sensores Pt100 e termopar do tipo K a 0 °C

sensores com seus respectivos instrumentos de medição, cujo fabricante é a *Omega Engineering* ©, foram feitos alguns testes a (0 e 100) °C. Para o ensaio a 0 °C (4.41), como prevê a norma ASTM E220 (AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS, ), foi feita uma mistura de gelo de água destilada triturado com água destilada. A mistura foi colocada em uma garrafa térmica. Os sensores Pt100 e termopar foram mergulhados em um tubo de ensaio contendo sílica para protegê-los da umidade. O tudo de ensaio é então mergulhado na garrafa térmica. Desta forma, ajusta-se o zero dos instrumentos de medição.

Tabela 4.20: Dados da verificação do termopar do tipo K

VERIFICAÇÃO TERMOPAR TIPO K		
ponto de verificação	temperatura do padrão (°C)	temperatura do termopar (°C)
0	-0,001	-1,87
	0,000	-1,85
	0,002	-1,90
50	50,061	48,79
	50,060	48,69
	50,066	48,69
100	100,008	96,75
	99,996	96,70
	99,991	96,76

Para a verificação a temperatura de 100 °C, foi feito o procedimento seguinte. Um volume de 500 ml de água deionizada foi colocado em um bécker. Este foi disposto sobre uma chapa térmica de temperatura regulável. O tubo de ensaio contendo os sensores e a sílica (seca no forno de cerâmica





Figura 4.42: Verificação dos sensores Pt100 e termopar do tipo K a 100 °C

por duas horas) é inserido no béquer, como também é feito com um termômetro de mercúrio de referência. Para homogeneizar a temperatura da água no interior do béquer, é inserido nele um componente conhecido como "peixinho". O "peixinho" é um ímã que gira na presença do campo magnético variante gerado na chapa térmica. Com o auxílio do termômetro de mercúrio, o ajuste do fundo de escala dos instrumentos de medição é feito (figura 4.42).

Para tentar reduzir o problema de incompatibilidade eletromagnética entre os medidores e o acionamento do compressor de refrigeração da câmara térmica, algumas técnicas foram tentadas, sem sucesso, porém com avanços: disposição dos cabos de alimentação dos instrumentos em formato de 8 e adição de ferrite nos cabos. Percebeu-se também o fraco aterramento nos terminais de terra das tomadas  $2P+T$ : ao tocar os instrumentos, o mostrador alterava os valores apresentados.

O procedimento do ensaio foi este que segue:

- a partir dos dados obtidos para os três pontos gerou-se uma curva de resposta, por regressão linear, de frequência de ressonância *versus* temperatura;
- a partir desta curva de regressão, foram calculados os valores de frequência de ressonância para os valores de temperatura de (20, 50 e 85) °C;
- esses valores de frequência são substituídos um a um na equação de

resposta teórica do sensor (folha de dados) que relaciona frequência de ressonância e temperatura;

- desta forma, tem-se os valores de temperatura referentes às frequências medidas;
- os valores de temperatura do padrão (20, 50 e 85) °C são comparados aos valores de temperatura calculados a partir da equação da folha de dados;
- dada a comparação realizada é possível calcular a correção da medição para o sensor, conectado através da interface utilizada;
- resultam a partir disto a tabela de comparação e a curva de verificação do sensor SAW.

### **Dificuldades**

A grande dificuldade desse ensaio foi a medição de temperatura de referência; são as razões:

- a medição não era automatizável, portanto:
  - requer um segundo operador para anotar três leituras visuais de temperatura dos dois medidores (Pt100 e termopar) enquanto são realizadas as medições;
- a câmara, estando ligada, interferia nos medidores acarretando em uma flutuação grande da resposta, portanto:
  - requer o desligamento da câmara para tomar as medidas, logo, não se pode garantir que as medidas referentes ao termopar e ao Pt100 estão de acordo com a temperatura em que foram realizados as tomadas de medidas (memorização) dos dados do sSAW;
- os sistemas de medição para Pt100 e termopar não receberam calibração ou verificação.

Além disso, o termopar parece ser a melhor opção para comparação porque tem o tamanho reduzido, a ponto de não interferir na transferência de calor para o sSAW quando nele aplicado. Porém, justamente pelo tamanho reduzido, possui uma inércia térmica muito baixa, fornecendo valores de temperatura bastante oscilantes. Logo, dada a flutuação dos dados de temperatura fornecidos pelo termopar, tomou-se como referência as respostas do Pt100 instalado sobre o SAWr.

#### 4.4 Ensaio em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura 127

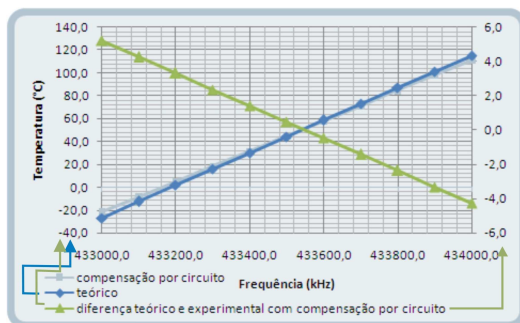


Figura 4.43: Diferença entre o valor de temperatura teórico - fabricante - e o valor de temperatura experimental - utilizando compensação por circuito equivalente

### Resultados

A tabela 4.21 mostra a comparação entre os dados de temperatura do sSAW e do Pt100, bem como a correção correspondente. Para uma calibração coerente, a referência de temperatura, Pt100 no presente caso, deveria possuir uma incerteza muitas vezes menor que a incerteza do sSAW. A figura 4.43 mostra o valor de temperatura teórico (dado pelo fabricante em relação a frequência de ressonância) e o valor de temperatura experimental dado pela medição da frequência de ressonância com compensação por circuito equivalente. É possível notar que a diferença máxima entre os valores de temperatura não ultrapassa 5 °C.

Tabela 4.21: Tabela de comparação do sensor SAW com o Pt100

COMPARAÇÃO ENTRE OS SENSORES		
Valor indicado pelo padrão	Indicações do sensor SAW	Correção
°C		
-20,0	-25,1	5,1
-10,0	-14,4	4,4
0,0	-3,7	3,7
10,0	7,1	2,9
20,0	17,8	2,2
30,0	28,5	1,5
40,0	39,2	0,8
50,0	49,9	0,1
60,0	60,6	-0,6
70,0	71,3	-1,3
80,0	82,0	-2,0
90,0	92,8	-2,8
100,0	103,5	-3,5
110,0	114,2	-4,2

**Breve conclusão**

Relevando-se o fato de que o Pt100 instalado sobre o sensor não é adequado para ser a referência de temperatura devido a sua incerteza e o fato de que o sistema de medição para o Pt100 não foi calibrado, pode-se dizer que a maior correção do sensor SAW em relação ao padrão foi  $\approx 5$  °C.

Apesar das várias condições adversas para realização da comparação entre o sSAW e o sensor convencional (Pt100), foi possível concluir que o SAW<sub>r</sub>, como elemento sensor, atende (desprezando-se a questão do radioenlace) às necessidade de medição de temperatura.

## **5 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES**

### **5.1 Discussões acerca dos ensaios em que o sensor foi analisado como elemento de um sistema de medição sem fios**

Estes ensaios foram muito importantes porque permitiram observar o funcionamento do sensor assim como ele funcionaria se os equipamentos de bancada fossem substituídos pelo interrogador. Assim, esta é a forma mais realista de observar a resposta do sensor. Como pré-requisito para o projeto do interrogador, esses ensaios possibilitaram definir muitas variáveis indispensáveis ao projeto.

Infelizmente, o gerador de sinais foi disponibilizado pelo Gemco por somente por 40 horas, não sendo possível prosseguir com os ensaios com geração e transmissão. Foram identificados dois focos de problema a serem resolvidos:

- eliminação ou redução do efeito da interface do sensor aos equipamentos;
- melhoria no enlace de comunicação, através do aumento de potência do sinal e do projeto ou especificação de antenas mais eficazes.

O alcance obtido foi bastante reduzido, 15 cm, devido às escassas possibilidades de melhorar a comunicação (gerador mais potente e antenas eficientes). O uso de cabos, para excluir o problema da comunicação, permitiu conhecer o funcionamento do sensor operando ou na frequência de ressonância ou fora da ressonância. A partir deste ensaios com cabos, foi possível definir os parâmetros de projeto para o interrogador e as estratégias de medição a serem utilizadas: rastreamento de frequência e aproximação pela mediana.

Observou-se também que, por ser a interface de conexão influente na resposta, é necessário calibrar o sensor conectado à mesma interface que será utilizada quando em funcionamento.

### **5.2 Discussões acerca dos ensaios em que o sensor foi analisado como elemento sensível à temperatura**

Estes ensaios proporcionaram muitos dados para o estudo, como resposta em frequência do sensor, largura de banda e resposta em potência. Estes

dados foram bastante motivadores: verificou-se a linearidade entre temperatura e frequência de ressonância dos SAWr.

Uma das grandes contribuições acerca do funcionamento do sensor é a comparação de seu funcionamento experimental com as informações disponibilizadas na folha de dados. Os dados do *datasheet* são mais verdadeiros à medida que a temperatura a que o sensor está submetido se aproxima de 85 °C. Isso é comprovado pela observação da resposta em potência e pela largura de banda ao longo da faixa de medição.

Felizmente, estes parâmetros não são analisados em seu valor absoluto. Como a localização da frequência de ressonância se dá por uma distinção entre as potências de resposta do sensor, portanto constituindo um método diferencial, os valores absolutos de potência não influenciam na medição. Apesar disso, vale lembrar que embora estes parâmetros não sejam determinantes, eles definem a resolução possível da medição de temperatura. Por exemplo, é mais fácil distinguir entre 84,2 °C e 85,3 °C do que entre 14,2 °C e 15,3 °C; devido a menor largura de banda e maior potência de resposta, à medida que se aproxima da temperatura de 85 °C.

Outro resultado que não tem referência alguma na folha de dados é a presença de uma segunda frequência de ressonância. Quando observada, essa frequência não se mostrou como característica interferente na resposta do sensor, já que possui coeficiente de reflexão bem maior que a frequência de ressonância principal. Esse segundo modo de ressonância translada em frequência, à medida que a frequência de ressonância translada em resposta à temperatura. Portanto, a diferença entre estas frequências é constante.

Verificou-se que a interface de comunicação que conecta o equipamento ao sensor influencia suficientemente no resultado das medições. A partir disso, realizou-se um profundo estudo dos métodos de desacoplamento da interface equipamento-sensor. Dentre as técnicas testadas, os desacoplamentos por circuito equivalente e por manipulação matemática forneceram resultados concordantes. Escolheu-se como melhor técnica, dentre estas, o desacoplamento por circuito equivalente, uma vez que permite a compensação da interface durante a realização do ensaio, dispensando pós-processamento dos dados.

Por fim, o sensor SAWr, quando comparado a um sensor de temperatura convencional, apresentou resultado linear e desvio máximo em relação ao sensor padrão de 5,0 °C. O sensor apresentou, experimentalmente, resposta próxima ao previsto na folha de dados, com desvio máximo em relação ao valor teórico de 5,0 °C.

As maiores dificuldades, destes ensaios, foram o controle da tempera-

tura e a medição de temperatura de referência. Os testes metroológicos foram excluídos da programação devido à escassez de tempo, a falta de equipamentos calibrados e a ausência de sensor padrão certificado para realização dos ensaios. Como é comum em engenharia, problemas de compatibilidade eletromagnética influenciaram nas medições, causando erros e instabilidades.

### **5.3 Discussões acerca do atendimento, por parte do sensor, às demandas esperadas**

As medições por termovisão propiciam resolução de 5 °C, para fins de detecção de pontos quentes. A partir desta exigência de resolução e da aceitação de até 3 °C de incerteza, acredita-se ser possível projetar um interrogador que, junto ao sensor, atenda estes requisitos.

Julga-se que o maior problema do sistema de medição sem fio, baseado em SAWr, seja o radioenlace. Como o sensor requer no mínimo -15 dBm para uma boa operação, deve-se garantir que a potência emitida pelo transmissor alcance esta demanda. Além disso, além da perda de inserção, a potência de retorno deve ser capaz de trafegar de volta ao interrogador e ser identificada, com relação sinal-ruído razoável, como resposta do sensor à interrogação. Questiona-se se é possível otimizar o alcance obtido nessa pesquisa: 15 cm. Caso o alcance realmente não poder ser aumentado, deverá ser feita uma estratégia para medir, na subestação, à pequena distância (cerca de dezenas de centímetros).

O preço do SAWr ainda pode ser considerado elevado em relação às soluções utilizando Zigbee ou outro protocolo de comunicação sem fio. Porém o SAW continua sendo indicado em aplicações que:

- a troca ou carga de baterias é impossível;
- há limite de espaço e peso;
- baterias podem ser fator contaminante ou perigoso;
- há necessidade de penetração das ondas para o correto funcionamento, lembrando que sinais com maior comprimento de onda tem maior capacidade de penetração;
- existem partes girantes que impossibilitam o uso de baterias ou de ligações elétricas entre sensor e módulo Zigbee.

## 5.4 Conclusões

No presente trabalho, analisou-se o funcionamento do sensor ressonador por ondas acústicas superficiais. A análise foi dividida em duas partes: análise do sensor como elemento de um sistema de medição de temperatura sem fio e análise do sensor como elemento sensível à temperatura. Os resultados mostraram que a principal dificuldade de operação do sensor são as limitações oferecidas pelo radioenlace: distância, interferência e baixa eficiência das antenas.

Por mais que se tenha uma potência de interrogação consideravelmente alta, a potência de operação do sensor é limitada a 0 dBm. Assim, o sinal de transmissão deve ser suficiente para trafegar no espaço e atingir o sensor com potência entre (-15 a 0) dBm, levando em conta a influência das antenas do interrogador e do sensor. Depois, o sinal de resposta do sensor, após subtração da perda de inserção, da perda no caminho de volta e da perda nas antenas, deve ser capaz de atingir o interrogador com relação sinal-ruído mínima de 10 dB. Isso feito, é possível distinguir, entre os sinais de resposta do sensor, qual corresponde à frequência de ressonância. A partir do conhecimento da frequência de ressonância, é possível calcular a temperatura, já que o sensor apresentou, experimentalmente, boa característica linear.

Quanto à análise do sensor como elemento sensível a temperatura, é possível dizer que ele possui comportamento não-linear, em relação à frequência de ressonância, ao longo da faixa de medição, no que concerne à largura de banda, ao fator de qualidade e à potência de resposta. Apesar disso, por utilizar-se de medição diferencial da ressonância, apresenta boa linearidade da temperatura em relação à frequência de ressonância, como é apresentado nos resultados. Estas não-linearidades acarretam para diferentes resoluções de medição ao longo da faixa de medição: à medida que se aproxima de 85 °C, menor resolução pode ser obtida.

Esses resultados, portanto, tiveram importante impacto sobre o projeto de um interrogador coerente para operar junto ao sensor. Além disso, alguns dados obtidos experimentalmente, como as não-linearidades de potência e largura de banda em relação à frequência de ressonância, não haviam sido encontradas nos artigos estudados. Outra meta inicial, a de analisar metrologicamente o sensor, não foi atingida totalmente. Apesar de se ter a idéia da linearidade, sensibilidade e estabilidade do sensor, dados quantitativos criteriosos só poderiam ser obtidos a partir de melhores referências de temperatura, melhor controle de temperatura e dos conhecimentos acerca do sensor, obtidos através deste estudo.



A falta de equipamentos para os experimentos, nos dois primeiros anos, foi a principal dificuldade encontrada. Algumas falhas do estudo foram detectadas, como a ausência de análise termodinâmica do sensor baseada em princípios das ciências térmicas. Porém, considerou-se que o trabalho já tinha atingido a contribuição científica e industrial a que se propôs.

## **5.5 Trabalhos futuros**

Para dar prosseguimento ao estudo experimental dos sensores SAW, recomenda-se atenção aos seguintes itens:

- ensaios com mais de dois sensores e análise das características de um lote;
- medição automatizada dos padrões de temperatura;
- melhoria do controle da temperatura;
- escolha de pontos acima da temperatura ambiente, no caso do uso da câmara TPS utilizada.
- maior número de ensaios emulando o comportamento do sensor operando com o sistema de medição: ensaios com e sem fio;
- análise de repetitividade;
- melhoria da infraestrutura: maior disponibilidade de instrumentos calibrados, sensores padrão, equipamentos de radiofrequência e calibradores para radiofrequência.



## REFERÊNCIAS

- AGILENT TECHNOLOGIES. In-fixture measurements using vector network analysers. *Application Note*, n. 1287-9, maio 1999.
- AGILENT TECHNOLOGIES. Agilent de-embedding and embedding s-parameter networks using a vector network analyzer. *Application Note 1364-1*, USA, p. 1–24, maio 2004.
- AKTAS, A.; MOHAMMED, I. Pad de-embedding in rf cmos. *The Chip*, Circuits and Devices, p. 8–11, 2001.
- AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. *E220: Standard Test Method for Calibration of Thermocouples By Comparison Techniques*. [S.l.].
- ANRITSU. Techniques for vna measurements of non-insertable devices. *Technical Article*, USA, p. 1–14.
- BALLANTINE, D. S. J. et al. *Acoustic wave sensors - theory, desing, and physico-chemical applications*. London: Elsevier, 1997. ISBN 0120774607.
- BAO, X. et al. Saw temperature sensor and remote reading system. *Proceedings IEEE 1987 Ultrasonic Symposium*, p. 583–586, s.m. 1987.
- BARRETO, J. et al. Diagnóstico de campo da condição operativa de subestações 138 kv através de termovisão. *Anais Citenel*, São Paulo, 2001.
- BHATTACHARYYA, A. B. et al. Spice simulation of surface acoustic wave interdigital transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 42, n. 4, p. 784–786, julho 1995.
- BULST, W.; C.RUPPEL. Developments to watch in surface acoustic wave technology. *Siemens Rev, R&D Special*, p. 2–6, primavera 1994.
- BULST, W.-E.; FISCHERAUER, G.; REINDL, L. State of the art in wireless sensing with surface acoustic waves. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v. 48, n. 2, p. 265–271, abril 2001.

- CAMPBELL, C.; EDMONSON, P.; SMITH, P. Transverse modes in one-port saw resonators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 39, n. 6, p. 785–787, novembro 1992.
- FINKENZELLER, K. Physical principles of rfid systems. In: \_\_\_\_\_. *RFID Handbook*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2003. cap. 4, p. 136–159. ISBN 9780470844021.
- FUKUSHIMA, H. et al. A study of saw antenna duplexer for mobile application. *Ultrasonics Symposium, 1998. Proceedings., 1998 IEEE*, v. 1, p. 9–12, 1998. ISSN 1051-0117.
- HAMSCH, M. et al. An interrogation unit for passive wireless saw sensors based on fourier transform. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 51, n. 11, p. 1449–1456, novembro 2004.
- HICKMAN, I. *Practical Radio-Frequency Handbook*. [S.l.]: Newnes, 2007. ISBN 0750680393.
- HOFER, M. et al. Finite-element simulation of wave propagation in periodic piezoelectric saw structures. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 53, n. 6, junho 2006.
- JANSKI, W. J. Surface acoustic wave resonators on quartz. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, SU26, n. 2, março 1979.
- LEE, T. H. *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*. second edition. New York: Cambridge University Press, 2004.
- MANGAN, A. M. et al. De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of ic designs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, New York, v. 53, n. 2, p. 235–241, fevereiro 2006.
- MELTAUS, J. et al. Double resonance saw filters. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 54, n. 3, março 2007.
- OLNEY, D. The effect of adapters on vector network analyser calibrations. *Microwave Journal*, New York, v. 36, n. 11, p. 60–72, 1994.

- PLESSKY, V. Saw impedance elements. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 42, n. 5, setembro 1995.
- POHL, A. A review of wireless saw sensors. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 47, n. 2, p. 317–332, março 2000.
- REINDL, L. Deformation-sensitive cuts for surface acoustic waves in alfa-quartz. In: \_\_\_\_\_. *Theory and application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 45, n. 5, p. 1287.
- REINDL, L. Remote sensing of physical parameters by means of passive surface acoustic wave devices (“id tag”). In: \_\_\_\_\_. *Theory and application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 45, n. 5, p. 1287.
- REINDL, L. Wireless interrogable saw-sensors for vehicular applications. In: \_\_\_\_\_. *Theory and application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 45, n. 5, p. 1287.
- REINDL, L. Measurements of vibration and acceleration utilizing saw sensors. In: \_\_\_\_\_. *SAW-based radio sensor systems*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, n. 1, p. 75.
- REINDL, L. New applications of wirelessly interrogable passive saw sensors. In: \_\_\_\_\_. *SAW-based radio sensor systems*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, n. 1, p. 75.
- REINDL, L. Wireless passive saw sensor systems for industrial and domestic applications. In: \_\_\_\_\_. *SAW-based radio sensor systems*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, n. 1, p. 75.
- REINDL, L. et al. Wireless remote identification and sensing with saw devices. *Proceedings IEEE MMT/AP - International Workshop on Commercial Radio Sensor and Communication Techniques*, - 1998.
- REINDL, L. et al. Radio-requestable passive saw water-content sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, New York, v. 49, n. 4, p. 803–808, abril 2001.
- REINDL, L. et al. Saw-based radio sensor systems. *IEEE Sensors Journal*, New York, v. 1, n. 1, p. 69–77, junho 2001.

- REINDL, L. et al. Theory and application of passive saw radio transponders as sensors. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 45, n. 5, 1998.
- REINDL, L.; SHRENA, I. M. Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 51, n. 11, p. 1457–1463, novembro 2004.
- ROHDE&SCHWARZ. *FSH2: VSWR bridge and power divider*. [S.l.], Acessado em setembro 2008. Disponível em: <<http://www2.rohde-schwarz.com/product/ZVB%-.html>>.
- ROHDE&SCHWARZ. *FSP: Spectrum Analyzer*. [S.l.], Acessado em setembro 2008. Disponível em: <<http://www2.rohde-schwarz.com/product/FSP%-.html>>.
- ROHDE&SCHWARZ. *SML: Signal Generator*. [S.l.], Acessado em setembro 2008. Disponível em: <<http://www2.rohde-schwarz.com/en/products%-/SML.html>>.
- ROHDE&SCHWARZ. *ZVB: Vector Network Analyzer*. [S.l.], Acessado em outubro 2008. Disponível em: <<http://www2.rohde-schwarz.com/product/ZVB%-.html>>.
- SIMON, J. Virtual embedding networks for vector network analyser. In: *Application Note 1EZ45 0E*. [S.l.]: Rohde&Schwarz, 1998. p. 1–12.
- SKOLNIK, M. *Introduction to radar systems*. Hardcover edition. New York: McGraw-Hill, 2002.
- THERMAL PRODUCT SOLUTIONS. *Tenney Temperature Chamber*. [S.l.], Acessado em outubro 2008. Disponível em: <<http://www-thermalproductsolutions.com/Tenney/>>.
- VECTRON INTERNATIONAL. *TFS433 - SAW resonator*. Germany, junho 2007.
- VIF, J. R. Quartz crystal resonator and oscillators for frequency control and timing applications - a tutorial. *US Army C-E Research*, janeiro 2007.
- WARTENBERG, S. A. *RF measurements of die and packages*. Norwood: [s.n.], 2002. ISBN 1-58053-273-x.

- WEN, Y. et al. Detecting and evaluating the signals of wirelessly interrogational passive saw resonator sensors. *IEEE Sensors Journal*, New York, v. 4, n. 6, p. 828–836, dezembro 2004.
- YAP, H.-S.; OW, C.; ADADA, M. *De-embedding surface-mount RF devices*. [S.l.], Acessado em janeiro 2009. Disponível em: <<http://www.eetasia.com/>>.
- YU, S. D. Simulation of surface acoustic wave devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 51, n. 5, p. 616–623, maio 2004.
- ZHANG, X. et al. Modeling and simulation of wireless passive pressure sensors based on surface acoustic wave resonators. *Proceedings IEEE ICSP2006*, - 2006.





## APÊNDICE A – CONFIGURAÇÃO DAS CONEXÕES PARA OS ENSAIOS

As conexões utilizando cabos e conectores para radiofrequência se mostraram grandes protagonistas de erros de medição em todos os ensaios realizados. Assim, as conexões e conectores ganharam uma atenção especial na pesquisa. Os equipamentos de bancada de radiofrequência possuem como saída e entrada padrão o conector N fêmea. Portanto, torna-se também padrão utilizar o conector N macho nos cabos que são conectados a estes equipamentos. A figura A.1 apresenta a simbologia utilizada para representar cada família e gênero de conectores.

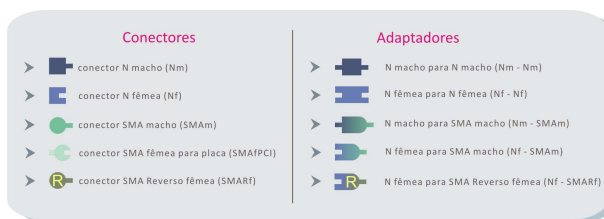


Figura A.1: Legenda de conectores e adaptadores

Conectar o sensor a estes equipamentos, requer um pouco mais de atenção. O sensor é um componente SMD com dimensões de (3,81 x 3,81 x 1,5) mm, portanto, fabricado para conectado eletricamente através de solda. Assim, foi necessário estudar uma interface que permita conectar um componente a solda em um conector RF. A solução encontrada foi fabricar uma placa de circuito impresso para receber o sensor. O projeto desta placa é mostrado na figura A.2. A placa de circuito impresso possui *pads* de cobre para, por interferência mecânica, conectar-se eletricamente a um conector SMA fêmea para placa de circuito impresso. A conexão do conector N para o conector SMA fêmea para placa é feita através de um adaptador N macho para SMA macho.

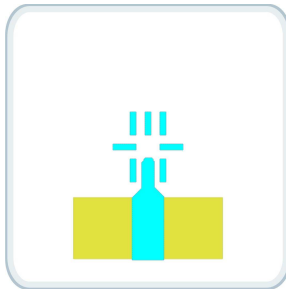


Figura A.2: Leiaute da placa base para o sensor SAW

## APÊNDICE B – COMPARAÇÃO DE RESPOSTAS DO SENSOR SAW

Este anexo apresenta a resposta do sensor, durante os ensaios com fio, para frequências próximas a sua frequência de ressonância. Desta forma é possível observar a progressão da resposta do sensor. Sua frequência de ressonância ocorre 40 kHz abaixo da frequência de ressonância teórica  $f_{RES}(datasheet)$ .

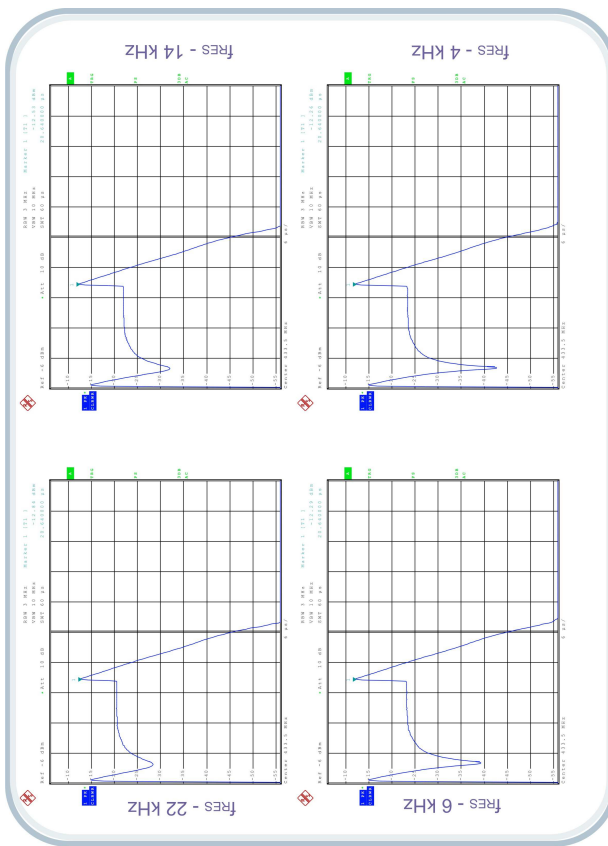


Figura B.1: Comparação da resposta do sensor SAW

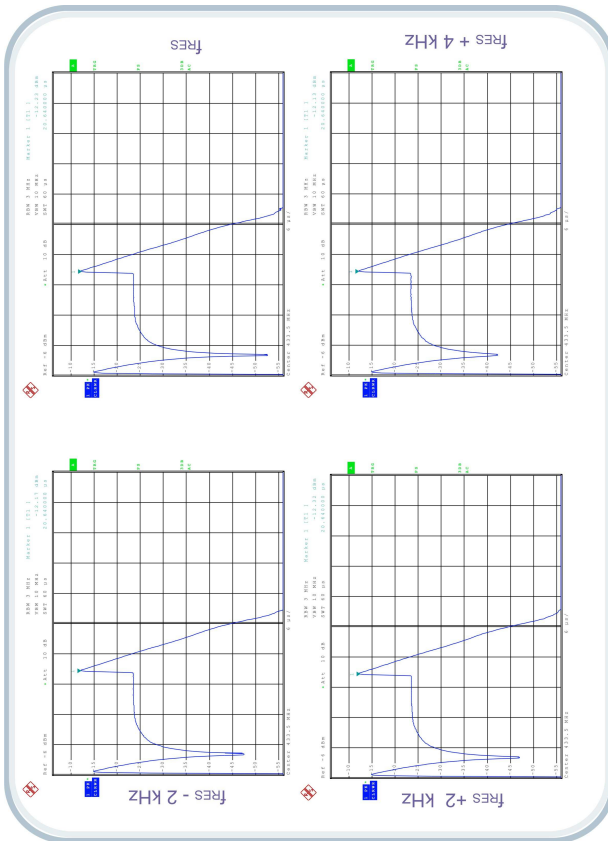


Figura B.2: Comparação da resposta do sensor SAW

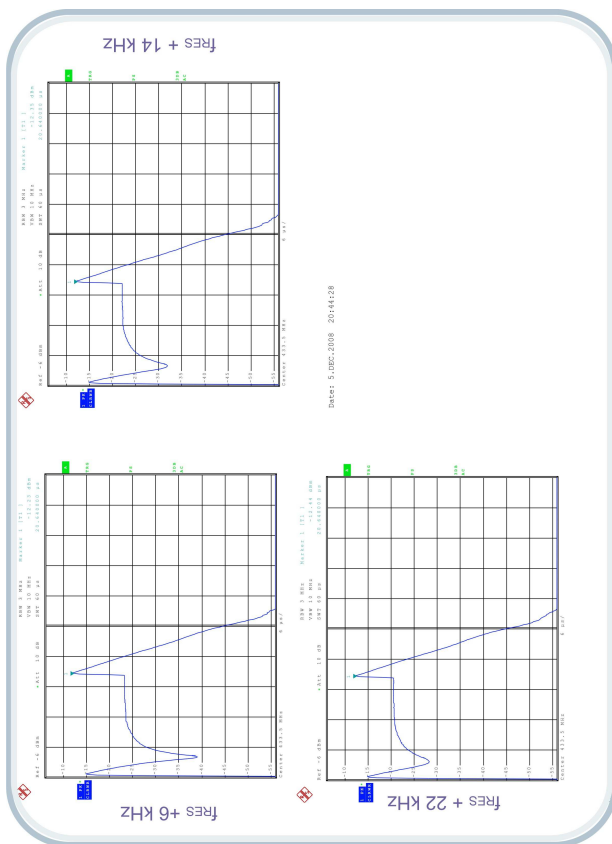


Figura B.3: Comparação da resposta do sensor SAW



## APÊNDICE C – RESULTADOS DO RASTREAMENTO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

As tabelas e gráficos a seguir apresentam o resumo dos resultados destes testes a temperatura ambiente.

Tabela C.1: Resumos dos resultados do teste A

Rastreamento da frequência de ressonância	
teste A	frequência (datasheet)
24,2 °C	433,359 MHz
Resumo dos dados importantes	
intervalo (MHz) em que a potência é maior que -19 dB	0,030
equivalência em temperatura (°C)	4,27
diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,040
equivalência em temperatura (°C)	5,69

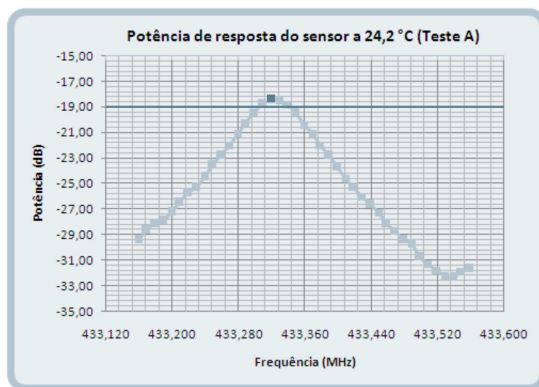


Figura C.1: Gráfico mostrando os resultados obtidos em A

Tabela C.2: Resumos dos resultados do teste B

Rastreamento da frequência de ressonância	
teste B	frequência (datasheet)
24,8 °C	433,363 MHz
Resumo dos dados importantes	
intervalo (MHz) em que a potência é maior que -28 dB	0,038
equivalência em temperatura (°C)	5,41
diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,036
equivalência em temperatura (°C)	5,12

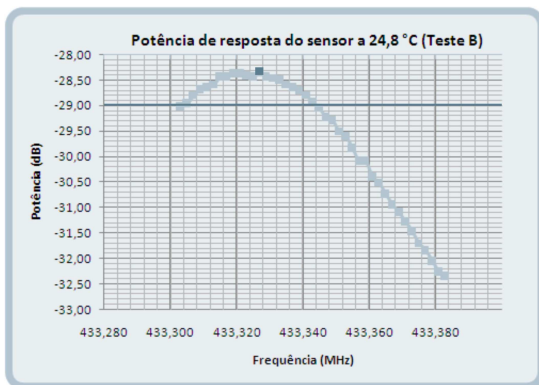


Figura C.2: Gráfico mostrando os resultados obtidos em B

Tabela C.3: Resumos dos resultados do teste C

Rastreamento da frequência de ressonância	
teste C	frequência (datasheet)
24,2 °C	433,359 MHz
Resumo dos dados importantes	
intervalo (MHz) em que a potência é maior que -13 dB	0,054
equivalência em temperatura (°C)	7,68
diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,036
equivalência em temperatura (°C)	5,12



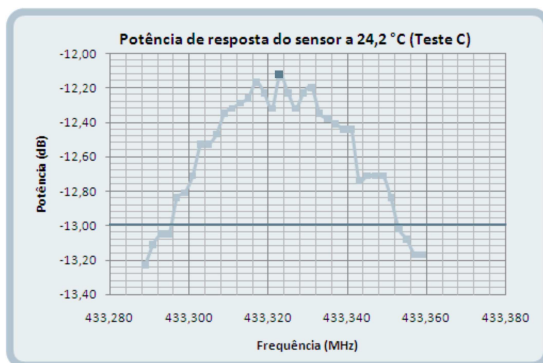


Figura C.3: Gráfico mostrando os resultados obtidos em C

Tabela C.4: Resumos dos resultados do teste D

Rastreamento da frequência de ressonância	
teste D	frequência (datasheet)
24,9°C	433,364 MHz
Resumo dos dados importantes	
intervalo (MHz) em que a potência é maior que -29 dB	0,038
equivalência em temperatura (°C)	5,41
diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,039
<b>Média</b>	
equivalência em temperatura (°C)	5,55

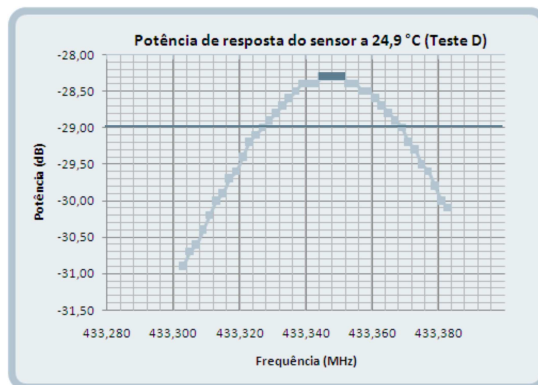


Figura C.4: Gráfico mostrando os resultados obtidos em D

Resumo dos rastreamentos de ressonância (Testes A,B,C e D)					
		A	B	C	D
ambigüidade	intervalo (MHz) em que a potência está na máxima unidade de dB	0,030	0,038	0,054	0,038
	equivalência em temperatura (°C)	4,27	5,41	7,68	5,41
correção	diferença entre a frequência de ressonância teórica e medida (MHz)	0,040	0,036	0,036	0,039
	equivalência em temperatura (°C)	5,69	5,12	5,12	5,55

Tabela C.5: Resumo dos principais dados obtidos nos testes A, B, C e D

## APÊNDICE D – GRÁFICOS RESULTANTES DAS SIMULAÇÕES UTILIZANDO OS *SOFTWARES* MAXIMA E ADS

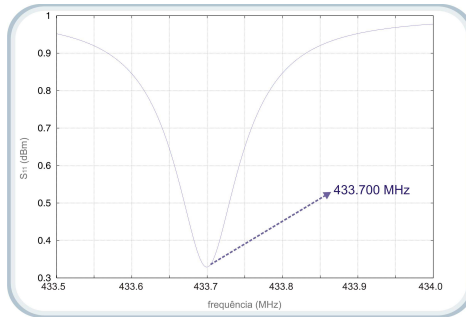


Figura D.1: Valor de  $S_{11}$  simulado pelo *software* Maxima

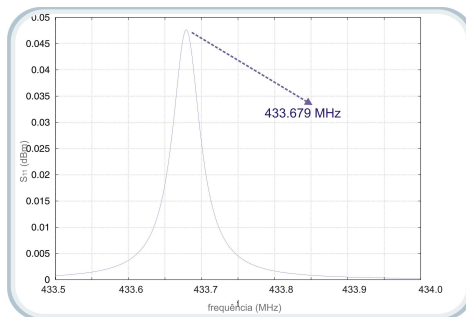


Figura D.2: Valor de  $Y_{11}$  real simulado pelo *software* Maxima

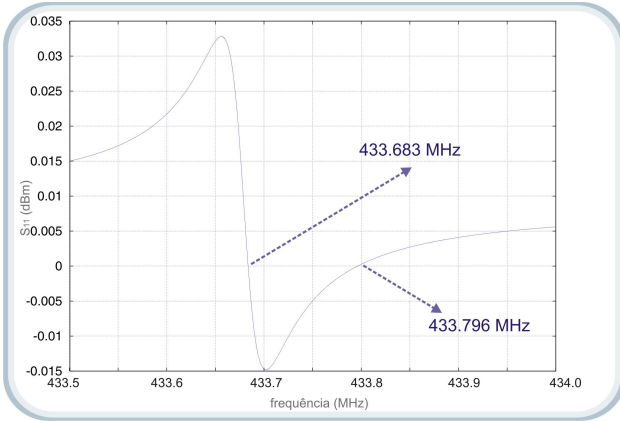


Figura D.3: Valor de  $Y_{11}$  imaginário simulado pelo *software* Maxima

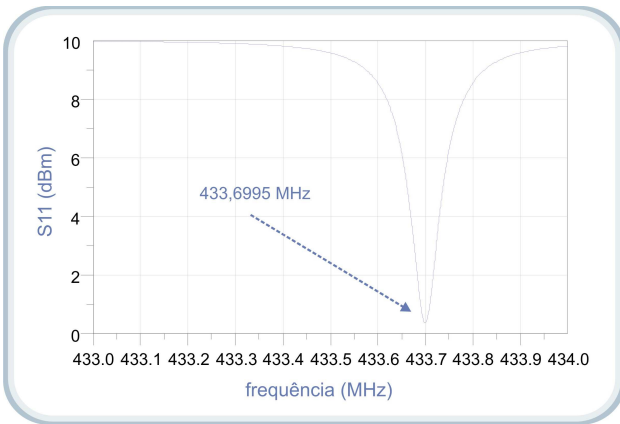


Figura D.4: Valor de  $S_{11}$  simulado pelo *software* ADS

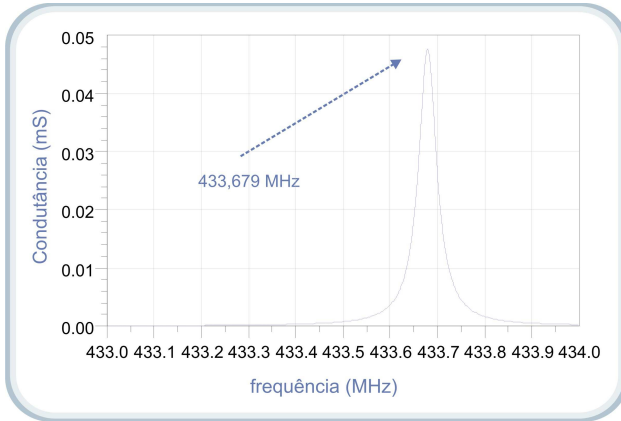


Figura D.5: Valor de  $Y_{11}$  real simulado pelo *software* ADS

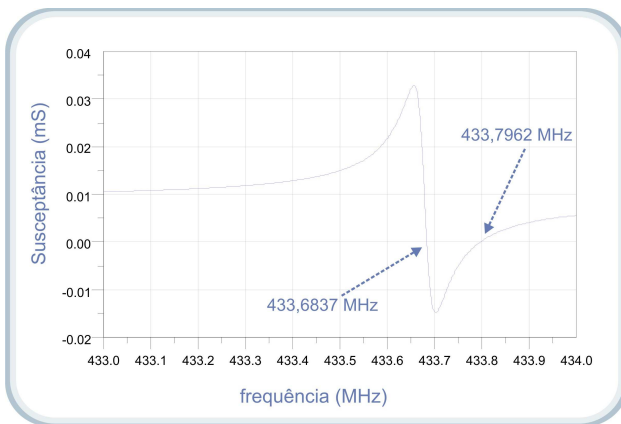


Figura D.6: Valor de  $Y_{11}$  imaginário simulado pelo *software* ADS



## **ANEXO A – RECOMENDAÇÕES DO FABRICANTE DO VNA PARA DESACOPLAMENTO DA INTERFACE**

### **A.1 Perguntas feitas à assistência técnica da RohdeSchwarz na Alemanha**

#### Description

The device under test is a resonator SAW sensor (device with just one port). To interface it with the equipment (ZVB), we use some adaptors.

As we want to analyse the sensor submitted to a known temperature, it was placed inside a chamber. The distance between the chamber and the ZVB analyser obbey us to use a cable. Then, we decided to use a Nm-Nm cable to be able to calibrate it with ZV-Z121.

So, in order to interface the cable to the DUT, it was used: Nf/Nf + Nm/SMAM + SMAf for PCB + PCB to support the sensor. Doubt: As I find the results very different from the theory and I have tested some combination of adapters and I found out that they interfere in the measurements, I concluded that I must compensated the presence of this adaptors.

#### Questions

1) How can I do it in ZVB8? 2) Do I use the offset feature? 3) Do I use the De-embedding feature? And how do I do it? 4) Can I use the offset for the port itself, the calibration for the cable, and the deembedding for the interface? How do the errors matriz behave in that case? 5) Using deembedding, how I make it? Connecting the adapters to ZVB (excluding the Nf/Nf adaptor? Or connecting the the cable + adapters to ZVB (including the Nf/NF). What's the best result in terms of errors? It'll we correlation between the calibration of the cable and deembedding?

Please, send my information about this, including the result errors embedded using all this techniques.

### **A.2 Resposta aos questionamentos**

This is not an ideal setup. When the customer wants to measure on DUTs with PC3.5mm or SMA connectors, he should use a 3.5mm/SMA calibration kit , for example ZV-Z132. Then there is no need for adapters.

Concerning the customer s setup : If the calibration plane is at the end of the N cable, he measures the DUT plus the influence of the board plus the 2 adapters. This of course affects the measurtement result significantly.

Ways of eliminating the influence of the adapters : a.) Characterize the 2 adapters together as s2p file from a simulation tool or b.) Measure the N(f) to N (f) adapter, store a s2p file and use deembedding. But : Still the N(m) to SMA(f) adapter is not eliminated. This can only be done by having a 3.5mm/SMA calkit, but if you have this you can also directly calibrate at the board, which is much better. c.) Use Autolength and Loss function in the Offset menu.

My recommendation really is to use cables with N(m) on one end and 3.5mm/SMA (f) at the other end. And a calibration kit in 3.5mm type.



**ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO SENSOR SAW TFS433D**

**VI TELEFILTER**

**Temperatur sensor specification**

**TFSS433D**

**1/5**

**Measurement condition**

Ambient temperature:	85	°C
Input power level:	0	dBm
Terminating impedance:		
Input:	50	Ω
Output:	50	Ω

**Characteristics**

**Remark:**

The minimum of the pass band attenuation  $a_{min}$  is defined as the insertion loss  $a_e$ . The centre frequency  $f_c$  is the frequency of the minimum of S11. The tolerance for the centre frequency does not include a frequency shift due to the temperature coefficient of frequency  $TC_f$ .

<b>D a t a</b>		<b>typ. value</b>	<b>tolerance / limit</b>
<b>Insertion loss</b> (reference level)	$a_e = a_{min}$	-	max. 2,5 dB
<b>Centre frequency</b> (minimum of S11)	$f_c$	433,786 MHz	± 7 kHz
<b>Quality factor</b>	Unloaded Q	8000	-
<b>Parallel capacitance</b>	$C_0$	3,3 pF *	-
<b>Motional resistance</b>	$R_1$	21 Ω *	-
<b>Motional inductance</b>	$L_1$	72,8 μH *	-
<b>Motional capacitance</b>	$C_1$	1,85 fF *	-
<b>Input power level</b>		-	max. 0 dBm
<b>Operating temperature</b>		-	85 °C
<b>Operable temperature range</b>	OTR	-	0 °C ... + 120 °C
<b>Storage temperature range</b>		-	-40 °C ... + 120 °C
<b>Temperature coefficient of frequency</b>	$TC_f$ **	+ 16,2 ppm/K	

\*) The equivalent circuit model is for reference only.

\*\* )  $\Delta f(\text{Hz}) = TC_f(\text{ppm/K}) \times (T_r - T) \times f_{CA,T}(\text{MHz})$ .

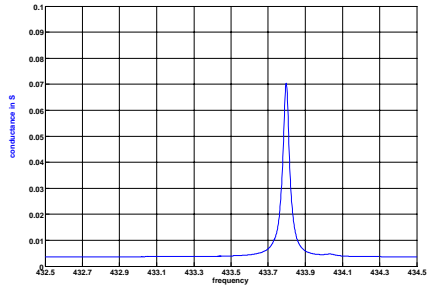
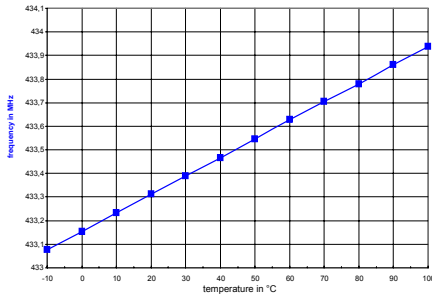
**Generated:**

**Checked / Approved:**

**Tele Filter GmbH**  
 Potsdamer Straße 18  
 D 14 513 TELTOW / Germany  
 Tel: (+49) 3328 4784-0 / Fax: (+49) 3328 4784-30  
 E-Mail: [tf@telefilter.com](mailto:tf@telefilter.com)

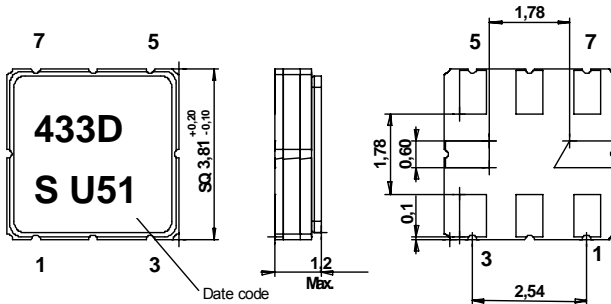
VI TELEFILTER reserves the right to make changes to the product(s) and/or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or application. No rights under any patent accompany the sale of any such product(s) or information.

**Temperatur sensor characteristic**



**Construction and pin connection**

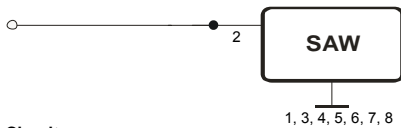
(All dimensions in mm)



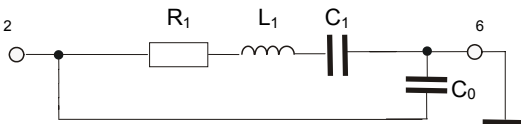
Date code: Year + week  
 T 2005  
 U 2006  
 V 2007  
 ...

- 1 Ground
- 2 Input
- 3 Ground
- 4 Ground
- 5 Ground
- 6 Ground
- 7 Ground
- 8 Ground

**50 Ohm Test circuit**



**Equivalent Circuit**



**Tele Filter GmbH**  
 Potsdamer Straße 18  
 D 14 513 TELTOW / Germany  
 Tel: (+49) 3328 4784-0 / Fax: (+49) 3328 4784-30  
 E-Mail: [tf@telefilter.com](mailto:tf@telefilter.com)

VI TELEFILTER reserves the right to make changes to the product(s) and/or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or application. No rights under any patent accompany the sale of any such product(s) or information.

**Stability characteristics**

After the following tests the filter shall meet the whole specification:

- 1. Shock: 500g, 1 ms, half sine wave, 3 shocks each plane;  
DIN IEC 68 T2 - 27
- 2. Vibration: 10 Hz to 500 Hz, 0,35 mm or 5 g respectively, 1 octave per min, 10 cycles per plan, 3 plans;  
DIN IEC 68 T2 - 6
- 3. Change of temperature: -55 °C to 125°C / 30 min. each / 10 cycles  
DIN IEC 68 part 2 – 14 Test N
- 4. Resistance to solder heat (reflow): reflow possible: twice max.;  
for temperature conditions refer to the attached "Air reflow temperature conditions" on page 4;

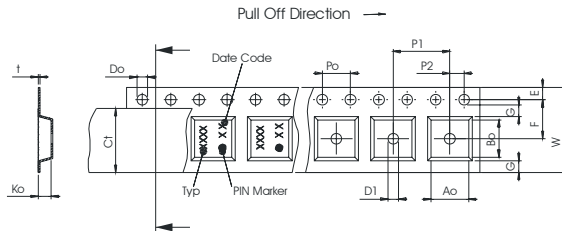
**Packing**

Tape & Reel: IEC 286 – 3, with exception of value for N and minimum bending radius;  
tape type II, embossed carrier tape with top cover tape on the upper side;

max. pieces of filters per reel:	3000
reel of empty components at start:	min. 300 mm
reel of empty components at start including leader:	min. 500 mm
trailer:	min. 300 mm

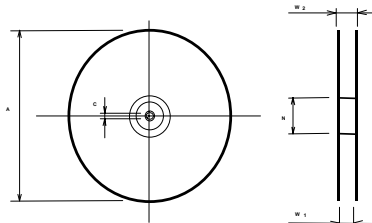
**Tape (all dimensions in mm)**

- W : 12,00 ± 0,3
- Po : 4,00 ± 0,1
- Do : 1,50 +0,1/-0
- E : 1,75 ± 0,1
- F : 5,50 ± 0,05
- G(min) : 0,75
- P2 : 2,00 ± 0,05
- P1 : 8,00 ± 0,1
- D1(min) : 1,50
- Ao : 4,30 ± 0,1
- Bo : 4,30 ± 0,1
- Ct : 9,5 ± 0,1



**Reel (all dimensions in mm)**

- A : 330
- W1 : 12,4 +2/-0
- W2(max) : 18,4
- N(min) : 50
- C : 13,0 +0,5/-0,2



The minimum bending radius is 45 mm.

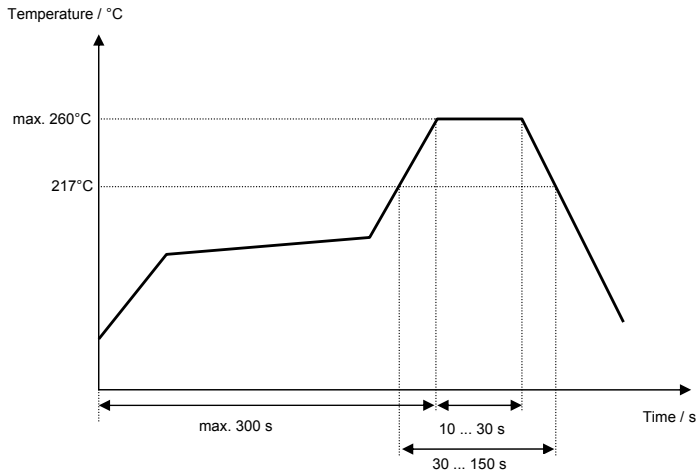
**Tele Filter GmbH**  
**Potsdamer Straße 18**  
**D 14 513 TELTOW / Germany**  
**Tel: (+49) 3328 4784-0 / Fax: (+49) 3328 4784-30**  
**E-Mail: [tf@telefilter.com](mailto:tf@telefilter.com)**

VI TELEFILTER reserves the right to make changes to the product(s) and/or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or application. No rights under any patent accompany the sale of any such product(s) or information.

**Air reflow temperature conditions**

Conditions	Exposure
Average ramp-up rate (30°C to 217°C)	less than 3°C/second
> 100°C	between 300 and 600 seconds
> 150°C	between 240 and 500 seconds
> 217°C	between 30 and 150 seconds
Peak temperature	max. 260°C
Time within 5°C of actual peak temperature	between 10 and 30 seconds
Cool-down rate (Peak to 50°C)	less than 6°C/second
Time from 30°C to Peak temperature	no greater than 300 seconds

**Chip-mount air reflow profile**



**Tele Filter GmbH**  
 Potsdamer Straße 18  
 D 14 513 TELTOW / Germany  
 Tel: (+49) 3328 4784-0 / Fax: (+49) 3328 4784-30  
 E-Mail: [tf@telefilter.com](mailto:tf@telefilter.com)

VI TELEFILTER reserves the right to make changes to the product(s) and/or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or application. No rights under any patent accompany the sale of any such product(s) or information.

**VI TELEFILTER****Temperatur sensor specification****TFSS433D****5/5****History**

<b>Version</b>	<b>Reason of Changes</b>	<b>Name</b>	<b>Date</b>
1.0	- Generation of sensor specification	Dr. Wall	22.12.2006
1.1	- Changed temperature sensor characteristic - Changed description of pin 6 in "Construction and pin connection " and in "50 Ohm test circuit"	Dr. Wall	22.05.2007

---

**Tele Filter GmbH**  
**Potsdamer Straße 18**  
**D 14 513 TELTOW / Germany**  
**Tel: (+49) 3328 4784-0 / Fax: (+49) 3328 4784-30**  
**E-Mail: [ft@telefilter.com](mailto:ft@telefilter.com)**

---

VI TELEFILTER reserves the right to make changes to the product(s) and/or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or application. No rights under any patent accompany the sale of any such product(s) or information.