STELVIO HENRIQUE IGNÁCIO BARBOZA

**Tomógrafo em nível de simulação utilizando micro-ondas em
banda ultra larga (UWB) com transmissor em tecnologia CMOS
para detecção precoce de câncer de mama**

SÃO PAULO

2014

STELVIO HENRIQUE IGNÁCIO BARBOZA

**Tomógrafo em nível de simulação utilizando micro-ondas em
banda ultra larga (UWB) com transmissor em tecnologia CMOS
para detecção precoce de câncer de mama**

Dissertação apresentado à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de Mestre
em Ciências.

SÃO PAULO

2014

STELVIO HENRIQUE IGNÁCIO BARBOZA

**Tomógrafo em nível de simulação utilizando micro-ondas em
banda ultra larga (UWB) com transmissor em tecnologia CMOS
para detecção precoce de câncer de mama**

Dissertação apresentado à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de Mestre
em Ciências.

Área de concentração:
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. Sergio Takeo Kofuji

SÃO PAULO

2014

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de julho de 2014.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Barboza, Stelvio Henrique Ignácio

Tomógrafo em nível de simulação utilizando micro-ondas em banda ultra larga (UWB) com transmissor em tecnologia CMOS para detecção precoce de câncer de mama / S.H.I.

Barboza. -- versão corr. -- São Paulo, 2014.

86 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Processamento de sinais 2.Imagem digital 3.Processamento de imagens I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Sergio Takeo Kofuji, pelo apoio e confiança referente ao presente trabalho, além da indiscutível amizade e compreensão nos momentos difíceis.

Agradeço ao grupo Divisão de Metodologias de Projetos e Sistemas VLSI (DMPSV), em especial ao Prof. Titular Wilhelmus Van Noijs, ao MSc Sergio Andrés Chaparro Moreno, ao MSc Fabian Leonardo Cabrera Riaño, ao MSc Hugo Daniel Hernandez Herrera, pela revisão e apoio na fabricação do *chip* transmissor UWB, que serviu como base para a realização dessa dissertação.

Agradeço ao meu colega e amigo Prof. José Alejandro Amaya Palácio pelo apoio e orientação em todas as etapas do meu mestrado.

Agradeço aos colegas do Grupo de Sistemas Pervasivos e de Alto Desempenho, em especial ao Dr. Roberto Kenji Hiramatsu, ao Dr. Juan Carlos Zuñiga Torres, ao Eng. Thiago Alves Mendes do Amaral, e ao Prof. Dr. Germán Carlos Santos Quispe, pelo suporte, apoio e amizade.

Agradeço ao meu amado filho, Tales Stolfi Barboza, pelo apoio em todos os momentos do meu mestrado e por ser um ótimo filho.

Agradeço a minha mãe, pelo apoio incondicional, por me ensinar a ser uma pessoa determinada e também por sua dedicação e demonstrações de carinho, mesmo nos períodos mais difíceis de sua vida.

Agradeço a minha amada esposa e companheira, Rubia Martins Barboza, pela compreensão, companheirismo e apoio incondicional que se mantiveram firmes durante todo o período do mestrado, ainda que em meus momentos de mau humor e insegurança.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Configuração simplificada da geração de imagens médicas usando micro-ondas.	17
Figura 2. Sequência temporal de etapas e tarefas do projeto	20
Figura 3. Características das propriedades elétricas dos tecidos biológicos	23
Figura 4. Métodos de geração de imagens usando micro-ondas para diagnóstico de câncer de mama	25
Figura 5. Arquitetura de um sistema de imagens usando micro-ondas	26
Figura 6. Arquitetura proposta para um transceptor para MI: a) Conversão direta; e, b) Super Heterodino	27
Figura 7. Topologia do novo gerador de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação proposto.....	33
Figura 8. Simulação de campo distante para a antena Hypotrocoide para 6.5GHz	34
Figura 9. Parâmetros S11 da antena Hypotrocoide.....	35
Figura 10. Cenário MT com arranjo de 8 antenas estáticas	36
Figura 11. Configuração do sistema utilizando a técnica SAR (<i>Synthetic aperture radar</i>) com antena a 60 mm do centro e inclinação de 10 graus em relação à coordenada w.....	37
Figura 12. Programa de automatização e controle do software CST	38
Figura 13. Programa de reconstrução de imagem usando algoritmo confocal.....	39
Figura 14. Modelo numérico de calibração do Sistema com objeto de metal perfeito (PEC) com 20 mm de altura e 20 mm de diâmetro.	40
Figura 15. Fluxo de processamento do algoritmo CMIA	41
Figura 16. Sinais de 36 antenas coletados: a) Com tumor; b) Sem tumor; c) Calibrado; d) Calibrado com pré-processamento utilizando Hilbert	42
Figura 17. Resposta do CMIA sem Hilbert (a) e (b) e com Hilbert (c) e (d).	43

Figura 18. Mapa de pixels utilizado para o foco sintético	45
Figura 19. Interpolação do sinal utilizando a matriz de tempos de propagação.	46
Figura 20. Mapa de intensidades para tumor de 20 mm de diâmetro localizado na posição ($X = 0$ mm e $Y = 60$ mm): a) componente do eixo X; b) componente do eixo Y e c) mapa resultante.....	48
Figura 21. Simulação com três cenários e tumor de 20mm	49
Figura 22. Imagem reconstruída do modelo de tumores de 10, 5 e 4 mm de diâmetro.....	50
Figura 23. Imagem representando tumor que não foi iluminado por duas antenas.	51
Figura 24. Circuito Gerador de pulsos usado com referência	52
Figura 25. Pulso gerado com a quinta derivada da função gaussiana	53
Figura 26. Diagrama esquemático do circuito formador de onda quadrada	54
Figura 27. <i>Balun</i> e <i>Buffer</i> para saída de RF	54
Figura 28. Resultados da simulação do circuito formador de onda quadrada.....	55
Figura 29. Circuito gerador de atrasos.....	56
Figura 30. Resultado da simulação do gerador de atrasos utilizando <i>clock</i> de entrada de 100MHZ e <i>vdd</i> 1,8V	57
Figura 31. Diagrama esquemático do circuito detector de fase	58
Figura 32. Relação entre os sinais de entrada e saída em um circuito detector de fase ideal.....	59
Figura 33. Resultado simulação do circuito detector de fase – 4 para uma diferença de fase de 200 ps	59
Figura 34. Circuito formador de pulsos	61
Figura 35. Diagrama no tempo da interação das tensões no circuito formador de pulsos	62

Figura 36. Leiaute do circuito principal excluído o circuito gerador de onda quadrada, realizado no ambiente software <i>CADENCE</i> com o <i>design kit</i> da IBM 0.18 μm Tecnologia CMOS.	63
Figura 37. Leiaute do Circuito Gerador de atrasos realizado no ambiente software <i>CADENCE</i> com o <i>design kit</i> da IBM 0.18 μm Tecnologia CMOS	64
Figura 38. a) Leiaute realizado no ambiente software <i>CADENCE</i> com o <i>design kit</i> da IBM 0.18 μm ; b) <i>Chip</i> fabricado em tecnologia CMOS 0.18 μm na <i>foundry</i> IBM.	65
Figura 39. Sinais gerados em simulação a partir dos parâmetros pós-leiaute extraídos do <i>chip</i> fabricado	66
Figura 40. Comparação Pulso Medido no CI fabricado, Pulso obtido da simulação e Pulso teórico ideal da quinta derivada da função Gaussiana	68
Figura 41. Medidas do circuito integrado 1 com para as tensões VDD=1,62 V, VDD=1,80 V e VDD=1,98 V	69
Figura 42. Comparação entre os sinais medidas de cinco circuitos integrados fabricados e simulação Monte-Carlo: a) Medido; b) Medido interpolado; c) Simulado Monte-Carlo.	70
Figura 43. Densidade Espectral de Potência do circuito integrado 3 para valores de tensão de alimentação VDD=1,62 V, VDD=1,80 V e VDD=1,98 V	71
Figura 44. Densidade Espectral de Potência medida nos cinco circuitos integrados testados usando o osciloscópio Lecroy com 40 GS/s com uma tensão V_DD=1,8 [V]	72
Figura 45. Resposta do algoritmo CMIA utilizando sinal gaussiano ideal e sinal medido do <i>chip</i> para o modelo de tumor com 10 mm de diâmetro.	74
Figura 46. Resposta do algoritmo CMIA utilizando sinal gaussiano ideal e sinal medido do <i>chip</i> para o modelo de tumor com 4 mm de diâmetro.	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Valores de erro na localização do tumor	49
Tabela 2. Constantes de permissividade e condutividade utilizadas nas simulações	49
Tabela 3. Valores médios dos parâmetros coletados	67
Tabela 4. Desvio padrão dos parâmetros coletados	67
Tabela 5. Desempenho e comparação em relação a geradores de pulsos gaussianos UWB.	73

ABREVIATURAS

MSV	Máquinas de Suporte Vetorial
UWB	<i>Ultra-WideBand</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
MT	<i>Microwave Tomography</i>
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
DPCM	<i>Detecção Precoce de Câncer de Mama</i>
MI	Microwave Imaging
ADC	Analog-to-Digital Converter
LNA	Low-Noise Amplifier
PLL	Phase Locked Loop
PAD	Pervasive Computing Group
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
UWB – MT	<i>Ultra Wideband - Microwave Tomography</i>
DAC	Digital-to-Analog Converter
CMIA	<i>Confocal Microwave Imaging Algorithm</i>
SAR	Synthetic Aperture Radar
MIMO	Multiple-Input Multiple-output
ESD	ElectroStatic Discharge
PEC	<i>Perfect Electrical Conductor</i>

RESUMO

O sistema desenvolvido obteve boa resposta na detecção de modelos numéricos de tumores com dimensões a partir de 5mm, representada na localização adequada e determinação do tamanho obtidos por meio de simulações envolvendo os modelos dos blocos especificados. Como objetivo principal do trabalho será apresentado o projeto, fabricação e resultados de testes de um circuito integrado gerador de pulsos com o formato da derivada de quinta ordem do pulso de gaussiano (transmissor UWB) – fabricado utilizando a tecnologia *IBM 0.18 CMOS*. Os blocos principais que formam o circuito gerador de pulso são: circuito gerador de onda quadrada, gerador de atrasos, detector de fase e etapa de saída (formador de pulso). O gerador de onda quadrada foi implementado a partir de um *buffer* de RF com um inversor na saída com casamento de impedância. O gerador de atrasos foi implementado a partir de uma cascata de inversores. O circuito detector de fase é composto por bloco *n*- dinâmico, *n-latch* e inversor estático para forma pulsos em alta velocidade. As dimensões dos transistores foram definidas de modo a obter característica adequada de um pulso Gaussiano de 5ª ordem, considerando especificações exigidas de Sistema de Detecção de Câncer de Mama. Foi implementado o leiaute em *full Custom* com dimensões mínimas da tecnologia. Cinco *chips* diferentes foram testados. E os valores da fonte de alimentação foram variadas em 1,62V, 1,80V e 1.98, então foram medidos os valores de saída pico a pico e largura de pulso para cada *chip*. O consumo de energia medido foi de 244 μ W, e a amplitude do pulso de saída 115,2 mV pico a pico e largura de pulso de 407,8 ps com um sinal de entrada senoidal de amplitude 806mVp à 100 MHz. O pulso gerado pelo gerador de pulso resultou em uma PSD (*Power Spectral Density*) com largura de banda de 0,6 GHz a 7,8 GHz, que é adequado para aplicações de UWB para detecção do câncer de mama.

Palavras-chaves: Micro-ondas. Tomógrafo. Detector de imagens. Microeletrônica.

ABSTRACT

As a result for detecting the numeric representation, the system could identify tumors from 5mm of extent with adequate localization, as well size determination. The primary goal of this work, therefore, is to bring out the project, manufacturing process and achieved results of tests regarding an integrated circuit for generating pulses which are shaped as the derivative of fifth order of the Gaussian pulse (UWMB transmitter) – using the UWB 0.18 CMOS. The pulse generator circuit is composed by: circuit for generating square waves, delay generator, phase detector and output stage. The generator of square wave was implemented from one buffer of rf, with an inverter in the output and impedance matching. The delay generator was implemented from one cascade of inverters. The circuit for detecting the stages is assembled with n block – dynamic, *n-latch* and static inverter for quickly generating pulses (high speed pulse generation). The dimensions of the transistors were defined in order to obtain the adequate characteristics of one Gaussian pulse of 5th order, considering the required specification of the Detection System for Cancer of Breast. It was implemented using the full Custom layout, taking into account the minimum dimensions for such technology. Five different *chips* were tested. The values of the source energy varied among 1,62V, 1,80V and 1,98V, being later measured the output values, peak to peak, as well the pulse width for each *chip*. The measured energy consumption was 244 uW, the amplitude of the output pulse was 115.2 mV peak to peak, and the pulse width was 407,8ps with sinusoidal input signal of 806mVp amplitude at 100MHz. As a result, it was obtained a PSD (Power Spectral Density) with band width of 0,6GHz to 7,8GHz from the pulse generator, which is quite adequate for UWB applications for detecting the breast cancer.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	15
1.2	Objetivos	19
1.3	Materiais e métodos.....	19
1.3.1	Primeira Etapa	20
1.3.2	Segunda Etapa	21
1.3.3	Terceira Etapa.....	21
1.4	Estrutura da dissertação	22
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	23
2.1	Propriedades elétricas dos tecidos biológicos.....	23
2.2	Imagens médicas usando micro-ondas	24
2.3	Métodos de geração de imagens médicas usando micro-ondas	25
2.3.1	<i>Microwave radiometry</i>	26
2.3.2	<i>Microwave tomography</i>	26
2.4	Cálculo da resolução e penetração	28
2.5	Densidade Espectral de Potência (<i>Power Spectral Density</i>)	29
2.6	UWB-MT - Ultra Wideband - Microwave Tomography	30
2.7	Antenas UWB	31
2.8	Transmissor UWB	31

3	SISTEMA PROPOSTO.....	34
3.1	Antena.....	34
3.2	Arranjo de antenas estático.....	35
3.3	Configuração SAR (<i>Synthetic aperture radar</i>).....	36
3.4	Programa de automatização e controle do CST <i>Microwave Studio</i>	37
3.5	Deteção e reconstrução.....	38
3.5.1	Modelo numérico de calibração do sistema	39
3.5.2	Algoritmo <i>Confocal Microwave Imaging</i>	40
3.5.3	Calibração e Pré-processamento	42
3.5.4	Remoção do <i>Clutter</i>	43
3.5.5	Foco Sintético.....	44
3.5.6	Cálculo da resolução teórica.....	46
3.5.7	Método de determinação do diâmetro do tumor	47
3.5.8	Análise dos resultados	48
4	TRANSMISSOR UWB.....	52
4.1	Arquitetura	52
4.2	Circuito formador de onda quadrada	53
4.3	Circuito gerador de atrasos (Delay Circuit).....	56
4.4	Circuito Detector de fase (Phase Detector Circuit)	57
4.5	Circuito Formador de Pulso (<i>Pulse Shaping Circuit</i>).....	61

4.6	Leiaute do circuito e <i>Chip</i> Fabricado	62
4.7	Simulação pós-leiaute do circuito transmissor UWB	66
4.8	Teste do circuito integrado	67
4.8.1	Análise no domínio da frequência	71
4.9	Comparação entre circuitos transmissores UWB	72
4.10	Comparação da resposta do sistema com sinal simulado e medido	73
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	75
5.1	Conclusões do sistema UWB-MT	75
5.2	Conclusões do transmissor de pulsos UWB	75
5.3	Trabalhos Futuros.....	76
	REFERÊNCIAS.....	77
	APÊNDICES	82

1 INTRODUÇÃO

O câncer de mama é o segundo tipo de câncer mais frequente no mundo, respondendo por 27,9% dos novos casos de câncer, com estimativa de 52.680 novos casos em 2012. Mas, se diagnosticado e tratado oportunamente, a chance de cura pode chegar a 95% dos casos (INCA, 2013).

Diversas pesquisas relacionadas ao câncer de mama vêm sendo desenvolvidas por diversos centros de pesquisas pelo mundo, com o objetivo de melhorar a expectativa de vida de mulheres que sofrem com essa doença. Devido aos esforços da ciência e o apoio da tecnologia, novas ferramentas de auxílio ao diagnóstico estão sendo desenvolvidas para a prevenção e detecção precoce do câncer de mama (DPCM).

O diagnóstico através de imagens, neste contexto, representa uma importante ferramenta da medicina moderna, principalmente por constituir-se de uma técnica de exame não invasiva. A aplicação de métodos de análise e processamento digital de imagens proporciona ao médico informações extremamente importantes, sem a necessidade de intervenções cirúrgicas, ampliando assim a conveniência de exames convencionais, como a Radiologia e Ultrassonografia.

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Atualmente, o principal tipo de câncer feminino no mundo é o câncer de mama, tanto em países desenvolvidos como em países em desenvolvimento, correspondendo a 16% de todos os casos de câncer em mulheres. Apesar da incidência de câncer de mama ser aproximadamente igual em países ricos e pobres, o número de mortes em países de baixa renda ainda é maior, devido principalmente à estratégia inadequada de detecção precoce. Em países pobres, prioriza-se o exame clínico da mama em detrimento ao exame mamográfico que tem custo elevado (WHO, 2012).

No Brasil o problema do câncer tem ganhado relevância pelo perfil epidemiológico que essa doença vem apresentando, e, com isso, o tema tem conquistado espaço nas agendas políticas e técnicas de todas as esferas de governo (INCA, 2013). Esse novo cenário faz com que haja um maior interesse da comunidade científica no problema e consequentemente, surjam

propostas para o tratamento e prevenção de diversos tipos de câncer, em especial o câncer de mama.

Para o controle do câncer de mama é fundamental a adoção de práticas de prevenção secundárias, ou seja, ações de rastreamento para detecção precoce, evitando a progressão do câncer para estágios mais avançados e aumentando a probabilidade de cura. O rastreamento pode ser entendido como um conjunto de ações desenvolvidas, com o objetivo de detectar precocemente uma doença em um grupo populacional assintomático. Para o câncer de mama podem ser utilizados diferentes métodos: o autoexame de mama (baixo custo, mas pouco eficaz), o exame clínico das mamas (eficiência e custo moderados) e a mamografia convencional por raios-X (eficiência elevada e custos de moderados a altos). O Ultrassom é usado para complementar a mamografia, proporcionando informações adicionais, porém, a substituição da mamografia por este método não é recomendada (SOCIETY, 2013).

A mamografia tradicional utilizando raios-X é atualmente o principal e mais eficiente método comercial para o rastreamento do câncer de mama, devido à sua maior sensibilidade, porém, ele tem alguns inconvenientes que dificultam, ou até mesmo inviabilizam a sua ampla utilização, como descrito em (GIESS, FROST e BIRDWELL, 2012), (OKUNADE, 2006), (HEYWANG-KOBRUNNER, HACKER e SEDLACEK, 2011) e (HUYNH, JAROLIMEK e DAYE, 1998), são elas:

- A mamografia não pode provar que um tecido anormal é câncer; para confirmar onde o câncer está presente é necessário remover uma pequena amostra de tecido para análises no microscópio;
- Para mulheres com implantes de silicone poderá ser necessário realizar imagens adicionais dependendo do tamanho dos implantes;
- A mamografia pode falhar em mulheres jovens, uma vez que os tecidos mamários são densos e podem esconder um tumor. Isto acontece também em mulheres pré-natais. O que se torna crítico em mulheres jovens com alto risco de desenvolver a doença, devido ao histórico familiar;
- A mamografia gera desconforto para a mulher devido à compressão da mama durante os testes.

Para superar estas limitações, tem sido proposta a utilização de micro-ondas para geração de imagens médicas (*microwave imaging* - MI) para a detecção precoce de câncer de mama (FEAR, MEANEY e STUCHLY, 2003), (ELMORE, BARTON, *et al.*, 1998). Esta técnica consiste na aplicação de sinais de micro-ondas na mama, geradas por um grupo de antenas distribuídas envolta da mama. Na Figura 1, apresenta-se uma configuração básica que descreve a técnica descrita anteriormente. Os sinais difratados pelo tecido mamário são coletados e processados, o qual permite obter um mapa dielétrico (condutividade e permissividade) do tecido de alta resolução. Este mapa (imagem) permite ao médico identificar e diferenciar se o tecido é maligno ou não. Como foi demonstrado em várias publicações (DAVIS, VAN VEEN, *et al.*, 2008), (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012), (POPLACK, TOSTESON, *et al.*, 2007), (MEANEY, FANNING, *et al.*, 2009), (FEAR, HAGNESS, *et al.*, 2002), (KURRANT, FEAR e WESTWICK, 2008), esta técnica permite ter muito mais resolução que o tradicional mamógrafo raios-X, não gera desconforto e não expõe a paciente a radiações ionizantes.

Mesmo demonstrando as vantagens de um mamógrafo usando micro-ondas, a implementação desta técnica demanda a utilização de equipamentos altamente especializados e de alto custo, como analisadores de redes e geradores de sinais de alta frequência (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012). Isto impossibilita o uso massivo desta tecnologia. O desenvolvimento de mamógrafos usando micro-ondas de baixo custo permitiria que o médico tivesse informação da presença ou não de tumores na mama, desde a primeira consulta, reduzindo o tempo do diagnóstico e aumentando com isto, a probabilidade de cura.

Figura 1. Configuração simplificada da geração de imagens médicas usando micro-ondas.

Fonte: Autor

Todos os métodos de geração de MI, em especial o *microwave tomography* (MT), são mais atraentes para detecção de câncer de mama comparado com a detecção de outros tipos de câncer. Um motivo é o contraste da permissividade entre tecidos saudáveis e o tecido maligno, o qual é muito maior que em outros tipos de tecidos. Outro motivo é que a mama é fisicamente acessível comparado com outros órgãos, não sendo necessário atravessar músculos. Quando é necessário examinar um órgão interno onde seja necessário atravessar músculos, as ondas eletromagnéticas sofrem de difração e atenuação antes de atingir o objetivo.

As técnicas de geração de imagens médicas usando micro-ondas para detecção de câncer de mama podem ser divididas em duas classes principais: sistemas ativos e sistemas passivos. Os sistemas passivos são conhecidos comumente como *radiometria* de micro-ondas (*Microwave radiometry*), ou também como termográfica (*Thermography*). Os sistemas ativos se dividem, por sua vez, em microscopia de *micro-ondas*, *microwave tomography* (MT), e métodos híbridos. Dentro destas técnicas *microwave tomography* (MT) baseado em radar de pulsos UWB tem demonstrado uma boa resolução e baixo custo, o qual é um fator importante para o uso massivo deste tipo de mamógrafos (ZHURBENKO, 2011) (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012).

O grupo PAD do Laboratório de Sistemas Integráveis da Escola Politécnica da USP, desde 2008 desenvolve pesquisas em torno do tema UWB. A concepção de radares UWB para imagens médicas, neste contexto, contribuirá para a continuação e complemento dos trabalhos já realizados e os em andamento. Alguns tópicos importantes já estudados pelo grupo são: antenas e transmissores UWB (ASCAMA, DIONISIO e KOFUJI, 2009) (DE OLIVEIRA, 2012).

O objetivo global do grupo PAD da EPUSP é desenvolver um mamógrafo de baixo custo baseado em técnicas de radar UWB para a detecção precoce de câncer de mama. Assim, deseja-se desenvolver o hardware (circuitos integrados), antenas e software. Este trabalho permitirá avançar no desenvolvimento desse mamógrafo, implementando em nível de simulação, um sistema que contemple os blocos principais de um sistema MT baseado em radar de pulsos UWB, que permita definir e avaliar as especificações requeridas de cada um dos blocos, para um desempenho adequado. Para isso, utilizando o software Matlab, serão modelados os blocos transmissores, antenas e modelo da mama artificial e será implementado o método FDTD para simulações em 2D (duas dimensões).

Outro ponto importante neste trabalho será a implementação de um circuito transmissor, que possa ser usado em um radar de pulsos UWB integrado em tecnologia CMOS, o qual será responsável pela geração dos sinais para sistema MT. O projeto, leiaute e simulações pós-leiaute usarão a plataforma de softwares CADENCE para seu desenvolvimento.

Por fim, será desenvolvido um modelo em 3D (três dimensões), utilizando o software CST *microwave Studio*, do sistema MT, representando um cenário com os modelos da mama e antenas. O modelo do cenário será integrado ao transmissor a partir do software CADENCE e com os modelos em alto nível a partir do MATLAB.

1.2 Objetivos

O objetivo geral do presente trabalho é formular e desenvolver um modelo, em alto nível, de um sistema MT utilizando a técnica de radar de pulsos UWB para detecção precoce de câncer de mama, e projetar um transmissor de pulsos UWB integrado em tecnologia CMOS compatível com sistema MT.

Os objetivos específicos são:

- Definir a especificação do modelo em alto nível, baseado na literatura existente, levando em consideração a tecnologia e os recursos disponíveis;
- Avaliar as arquiteturas de transmissores em tecnologia CMOS e selecionar a mais adequada em relação às especificações de um sistema MT;
- Projetar, desenhar o leiaute e realizar a simulação pós-leiaute de um transmissor utilizando a técnica de radar de pulsos UWB integrado em tecnologia CMOS;
- Definir, modelar e simular os blocos antenas, cenário com a mama e processamento digital de imagens levando em consideração as especificações compatíveis com as características do sistema MT.

1.3 Materiais e métodos

A Figura 2 mostra a proposta de fluxo do desenvolvimento dos trabalhos em determinada etapa, onde o quadrado amarelo representa um subsistema implementado em hardware e os

outros blocos são programas desenvolvidos em plataformas de software de simulação. As etapas de desenvolvimento serão detalhadas a seguir.

Figura 2. Sequência temporal de etapas e tarefas do projeto

Fonte: Autor

1.3.1 Primeira Etapa

Na primeira etapa propõe-se um estudo detalhado dos tipos de pulsos UWB, descritos na literatura científica, que atingem os requisitos necessários à aplicação proposta. Como critério para a escolha/classificação, serão usados alguns parâmetros de maior relevância identificados pelos autores (HYUNSEOK e YOUNGJOONG, 2005) (KIM, PARK e JOO, 2004), partindo do princípio de que alguns parâmetros. Já foram amplamente estudados pelos mesmos e poderão ser utilizados diretamente na classificação, como o grau de complexidade do circuito eletrônico e nível de emissão lateral, já outros, como derivações do formato do pulso e largura do pulso serão analisados e ajustados, para se adequarem aos requisitos da aplicação e implementabilidade do circuito. Para isso, será utilizado um programa desenvolvido pelo grupo PAD que tem a função de automatizar a geração dos pulsos e sua variação para posterior análise.

Em paralelo serão desenvolvidos programas que auxiliarão as tarefas de simulação de cenários MT e outro programa para reconstrução e análise dos resultados por imagens, ambos utilizando o software Matlab como plataforma de desenvolvimento.

Nesta etapa, também serão modelados os cenários gráficos básicos do sistema MT utilizando o software CST Microwave Studio.

Na sequência, será realizada a seleção das especificações do circuito transmissor a ser implementado. Com base no problema formulado, se definirá as variáveis de projeto associadas com a seleção da arquitetura, reconhecendo funcionalmente o transmissor como parte do sistema UWB–MT.

1.3.2 Segunda Etapa

Uma vez selecionada a arquitetura do transmissor que satisfaça cada uma das especificações propostas, será projetado o circuito transmissor, cumprindo as regras de projeto para fabricação de circuitos integrados na tecnologia definida. Posteriormente, será extraído o modelo que descreve as características físicas e elétricas, a fim de quantificar através da simulação os efeitos das componentes parasitas inerentes ao arranjo físico dos elementos no leiaute e as variações de processo e comportamento. Com a verificação das especificações dadas e a eficácia da técnica utilizada, esta etapa estará concluída.

Ainda nesta etapa, também será considerado o modelo completo da antena que inclui os parâmetros de irradiação, com o intuito de obter uma melhor representação dos fenômenos envolvidos. Além da avaliação dos cenários pertinentes a determinação do menor tumor detectável.

1.3.3 Terceira Etapa

A terceira etapa se restringe à comparação do resultado obtido da simulação do sistema UWB-MT, usando como sinal de entrada o pulso default, e o sinal medido do *chip* transmissor UWB fabricado. Com o produto desta etapa, será possível determinar se o pulso real extraído do circuito fabricado, usado como estímulo do sistema em nível de software, atinge os requisitos mínimos para a detecção do tumor mamográfico. Para tanto, será proposto

nesta etapa, a utilização dos parâmetros largura de banda de frequência e nível de potência na faixa de frequência central como variáveis auxiliares na comparação, e a dimensão mínima de identificação visual do tumor como parâmetro principal de comparação.

1.4 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está organizada em 5 Capítulos. O Capítulo 1 apresenta a introdução do trabalho descrevendo o contexto atual e a proposta de desenvolvimento do trabalho. No Capítulo 2 serão apresentados os principais conceitos teóricos relacionados aos temas do trabalho, além da análise dos trabalhos diretamente relacionados com o trabalho desenvolvido. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento e resultado da pesquisa relacionado ao sistema proposto. O Capítulo 4 mostrará em detalhes os circuitos que integram o *chip* transmissor e discutirá os resultados das medidas realizadas. E o Capítulo 5 apresenta as conclusões principais relacionadas o sistema *Microwave Tomography* e ao *chip* transmissor UWB, além de sugerir propostas futuras.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Propriedades elétricas dos tecidos biológicos

Nas frequências na faixa de micro-ondas, as interações de tecidos biológicos com sinais eletromagnéticos são definidas pelo valor complexo da permissividade, ϵ , a qual consiste da constante dielétrica (parte real) ϵ' , ϵ' , e do fator de perdas, ϵ'' . A constante dielétrica permite conhecer a habilidade do material de acumular energia proporcionada por um campo elétrico, e o fator de perdas indica quanto dessa energia é convertida em calor e dissipada.

Figura 3. Características das propriedades elétricas dos tecidos biológicos

Fonte: FEAR, MEANEY, STUCHLY (2003)

Foster e Schwan discutiram as propriedades elétricas de vários tecidos em um estudo realizado em 1989. Eles demonstraram que vários tipos de tecidos têm diferentes valores de permissividade como se ilustra na Figura 3. Nesse gráfico apresentam-se as mudanças no valor da permissividade e da condutividade com a variação da frequência para o músculo (*muscle*) e o tecido gorduroso (*fat*). Em baixas frequências os tecidos tem alta permissividade devido à sua membrana de isolamento. A permissividade decresce com a frequência na faixa dos KHz, a qual é chamada de região de dispersão *alpha*, essas mudanças são geradas por fatores como a difusão de íons na camada de partículas carregadas envolta da célula. O próximo decremento da permissividade é causado pela chamada relaxamento *beta*, o qual se apresenta por cargas nas interfaces entre membrana da célula, interior da célula e o ambiente extracelular. A condutividade ademais aumenta devido ao incremento da condutividade

através da membrana da célula. A relaxação *gamma* acontece próxima da faixa de 20 a 25 GHz, como consequência do bipolar relaxamento da água nos tecidos (FEAR, MEANEY e STUCHLY, 2003).

Tecidos de baixo conteúdo de água como osso, gordura, pulmão e outras camadas da pele, têm baixos valores de permissividade, em detrimento aos tecidos com alto conteúdo de água como sangue, cérebro e órgãos internos. Medidas da permissividade de vários tecidos e tumores têm indicado que tipicamente os tumores têm permissividade de 10-20% maior que o tecido normal. Como observa-se na Figura 3, comparando o tecido gorduroso com o músculo, infere-se que o conteúdo de água é o fator que mais tem contribuição na determinação da permissividade.

Estudos, como o descrito por (KURRANT, FEAR e WESTWICK, 2008), têm mostrado que existe um grande contraste elétrico entre tecido da mama normal e tumores malignos. Em estes estudos, o tecido de mama normal apresenta propriedades similares às propriedades do tecido gorduroso. No entanto, tumores apresentam propriedades similares aos músculos.

Pode-se aproveitar a diferença nos valores da permissividade dos tecidos sadios da mama e tumor para fazer a construção de uma imagem indicativa da presença, localização e dimensão de um tumor em uma determinada mama. Assim, a seguir, será apresentada uma análise para geração de imagens médicas usando micro-ondas.

2.2 Imagens médicas usando micro-ondas

A obtenção de imagens médicas usando campos eletromagnéticos nas frequências das micro-ondas (300 MHz – 30 GHz) pode se realizar por meio de uma configuração tal como ilustrado Figura 1. Basicamente, um transmissor é usado para iluminar a mama com campos eletromagnéticos nas frequências das micro-ondas, os quais propagam através da mama e podem ser detectados por receptores localizados em torno da mama. Alternativamente, reflexões podem ser detectadas nas antenas próximas do transmissor.

Quando um tumor está presente, as ondas que se propagam dentro da mama podem encontrar mudanças nas propriedades eletromagnéticas dos tecidos, o qual reflete a onda incidente. Isto gera mudanças na quantidade de energia detectada no transmissor e no receptor. As imagens são formadas com as informações de posição e tamanho contidas na posição das antenas e na quantidade de energia detectada em cada antena.

2.3 Métodos de geração de imagens médicas usando micro-ondas

Os sistemas de imagens usando micro-ondas (MI) para detecção de câncer de mama, tal como escrito no item 1.1, podem ser divididos em duas classes principais: sistemas ativos e sistemas passivos. Os sistemas passivos são conhecidos comumente como radiometria de micro-ondas (*Microwave radiometry*), ou também como termográfica (*Thermography*). Os sistemas ativos se dividem, por sua vez, em microscopia de micro-ondas, tomografia de micro-ondas (Técnicas de radar *UWB*) e métodos híbridos. Esta divisão é mostrada na Figura 4.

Figura 4. Métodos de geração de imagens usando micro-ondas para diagnóstico de câncer de mama

Fonte: ZHURBENKO (2011)

A Figura 5 apresenta a arquitetura de um sistema para detecção de câncer de mama, por meio de imagens, usando micro-ondas. O objetivo do hardware é gerar um campo incidente para irradiar o objeto de estudo (a mama), e medir o campo resultante refletido. A seguir, serão descritos as principais classes de sistema MI:

Figura 5. Arquitetura de um sistema de imagens usando micro-ondas

Fonte: ZHURBENKO, RUBAEK, *et al* (2010)

2.3.1 Microwave radiometry

Baseia-se na medição de um campo eletromagnético espontaneamente emitido por corpos cálidos de acordo com a lei de Planck. As técnicas passivas têm vantagens, entre as quais, está a de que o pessoal médico e os pacientes não são expostos a radiações eletromagnéticas, e pode ser aplicada para detecção de câncer em seres humanos (feminino e masculino).

O principal desafio é detectar um baixo nível de potência radiado pelos tumores. Outra dificuldade é a distribuição espacial da temperatura, no interior do corpo, visto que o método utiliza o valor médio da temperatura.

2.3.2 Microwave tomography

Em sistemas tomográficos, o objeto a ser examinado é irradiado por um campo incidente conhecido, e o campo resultante refletido é medido por um número de antenas receptoras.

2.3.2.1 Frequency Domain Systems

Usando a informação do campo emitido e do campo refletido são reconstruídas as propriedades eletromagnéticas do corpo. A solução deste problema é realizada por meio de um procedimento de otimização. Um sistema receptor altamente sensível é requerido para a medição da componente do campo refletido, o qual pode ser obtido usando a arquitetura de receptor apresentado na Figura 6a, mas com o fim de aliviar os problemas de descasamento,

recomenda-se a configuração do receptor super heteródino mostrada na Figura 6b com a adequada filtragem dos sinais detectados.

Figura 6. Arquitetura proposta para um transceptor para MI: a) Conversão direta; e, b) Super Heterodino

Fonte: BASSI, BEVILACQUA, *et al* (2012)

2.3.2.2 Time Domain Systems

São geralmente chamadas técnicas de radar UWB (*ultrawide band*). Pulsos curtos de baixa potência radiados são detectados por meio de um arranjo de antenas e, tanto o retardo entre os pulsos radiados e detectados, quanto à forma dos sinais recebidos, contêm informação sobre o objeto analisado.

2.3.2.3 Combined Systems

A combinação dos dois sistemas descritos anteriormente, técnicas no domínio do tempo e da frequência, permitem potencialmente reconstruir imagens de alta resolução mostrando a ubiquação, tamanho e permissividade complexa dos tumores dentro do corpo com um custo computacional relativamente baixo.

2.3.2.4 Microwave microscopy

O princípio de funcionamento do microscópio de micro-ondas é a mudança no valor da frequência de ressonância de uma cavidade ressonadora com o extremo aberto, o qual resulta pela interação do campo eletromagnético do ressonador e objetos dentro da pele, tais como tumores da mama. Esta técnica proporciona uma muito alta resolução espacial, uma vez que está baseada na interação onda - tecido de campo próximo, o qual não está restrito pelo limite da difração. Apresenta assim, vantagens na detecção de câncer: pois, não precisa de um especial processamento dos tecidos da pele, nem da implementação de algoritmos complexos (*inverse scattering*), já que opera numa largura de banda muito estreita; portanto não necessita de modelos complexos de dielétricos dispersivos para os tecidos da mama, permitindo que o método possa ser aplicado também na detecção de câncer de mama em homens.

2.4 Cálculo da resolução e penetração

A precisão na detecção de um tumor localizado no tecido mamário, considerando o seu volume, pode ser quantificada a partir da equação de resolução em profundidade (*slant range*- ou seja, na direção de propagação onda), descrita pela equação (1). A detecção de tumores pequenos está vinculada a um δ_d pequeno, que por sua vez, depende diretamente da largura de banda do sinal transmitido à mama (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012).

$\delta_d \cong \frac{v}{2B} = \frac{c}{2B\sqrt{\epsilon_r}}$	(1)
---	-------

Outro aspecto relevante é a influência da profundidade do tumor adentro da mama, que degrada significativamente a resolução na direção perpendicular à propagação da onda δ_c para tumores muito profundos, conforme descrito pela equação (2) (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012).

$\delta_c = \frac{R v}{l B}$	(2)
------------------------------	-------

Onde v é a velocidade de propagação no meio, B é a largura de banda em frequência do sinal transmitido, R é a profundidade da posição do tumor adentro a mama e l é a abertura sintética da antena.

Para o cálculo da resolução na direção perpendicular à propagação da onda (*cross-range resolution*) foi definido $R = 4$ cm como profundidade máxima de tumores adentro da mama, pois conforme descrito por (YU, JIANG, *et al.*, 2012), 50% dos tumores mamários ocorrem próximos a periferia de mama, em profundidade inferior a 2,5 cm e a profundidade típica de uma mama não lactente está na ordem de 4 cm.

2.5 Densidade Espectral de Potência (*Power Spectral Density*)

A densidade espectral de potência PSD do sinal de saída pode ser calculada por meio da transformada de Fourier da função de autocorreção, tal como é apresentado em (GHARAIBEH, 2011). O cálculo da PSD pode-se descrever da seguinte maneira: especifica-se a frequência de amostragem do sinal e o período de amostragem correspondente, normaliza-se a potência para 0 [dBm], considera-se uma impedância de referência de valor 50 [Ω] e de potência 1 [mW]. Com estes valores aplica-se um escalamento ao sinal de tensão, para que fique normalizado para 0 [dBm]. A equação que representa a normalização do sinal para uma potência de 0 [dBm] é a seguinte:

$P = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{ \overline{x(t)} ^2}{50 \cdot 0,001} \right)$	(3)
--	-------

O valor do escalamento para o sinal de tensão calcula-se por meio de :

$P_{\text{escalamento}} = 10^{\left(\frac{P}{10}\right)}$	(4)
---	-------

O qual é multiplicado com o sinal para obter o sinal normalizado, da seguinte maneira:

$x(t)_{\text{normalizado}} = \left(\frac{1}{P_{\text{escalamento}}} \right) \cdot x(t)$	(5)
--	-------

Define-se nível da potência de entrada a 0 [dBm].

$P_{in} = -10 \text{ [dBm]}$	(6)
------------------------------	-------

Portanto, pode-se escalar a amplitude do sinal por meio da equação (7):

$A_{escalamento} = \sqrt{10^{\left(\frac{P_{in}}{10}\right)}}$	(7)
--	-------

O sinal escalado pode-se obter por meio de equação (8):

$x(t)_{escalado} = A_{escalamento} \cdot x(t)_{normalizado}$	(8)
--	-------

Calcula-se para este sinal escalar, a função de auto correlação, definida por meio da equação (9):

$R_{XX}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)^{\left(\frac{n+1}{2}\right)} \cdot x^*(t)^{\left(\frac{n+1}{2}\right)} \cdot x(t+\tau)^{\left(\frac{n+1}{2}\right)} \cdot x^*(t+\tau)^{\left(\frac{n+1}{2}\right)} dt$	(9)
--	-----

2.6 UWB-MT - Ultra Wideband - Microwave Tomography

Para descrever os principais aspectos funcionais do sistema UWB-MT, proposto neste trabalho, será apresentado o estado da arte dos blocos funcionais e da teoria de funcionamento relacionados a um sistema MT. Para tanto, o trabalho foi subdividido nos seguintes temas: técnica UWB-MT, transmissores, antenas e método FDTD. Inicialmente serão abordados as principais características funcionais e desafios da técnica utilizada no sistema de UWB – MT proposto.

A ideia principal da técnica UWB – MT é a iluminação da mama com sinais na faixa de micro-ondas em diferentes ângulos e o sinal refletido é medido por sensores ao redor do alvo. Com a informação coletada nos diferentes sensores, valendo-se do contraste entre as propriedades dielétricas do tecido sadio e o tumor, aplicam-se métodos para reconstrução da imagem e detecção do tumor. Um método importante é o FDTD, proposta por Yee em 1966, o qual permite solucionar numericamente as equações de Maxwell (XU, THULASIRAMAN e NOGHANIAN, 2012), (GUARDIOLA, CAPDEVILA, *et al.*, 2009), (GILMORE, MOJABI, *et al.*, 2010).

Em geral, os problemas da técnica MT utilizando UWB, tais como: resolução, contraste, sensibilidade, especificidade, tamanho do objeto, estabilidade numérica, compatibilidade com a geometria do objeto e quantidade de informação prioritária, precisam ser adequadamente

tratados. A alta resolução é requerida para detectar pequenos tumores, o qual requer altas frequências, mas altas frequências são fortemente atenuadas por muitos tecidos. Isto introduz um *tradeoff* entre resolução espacial e profundidade de penetração. Usar altas frequências para obter melhor resolução e permitir o uso de pequenos elementos de antenas, leva ao aumento do tempo de processamento para reconstruir a imagem. Similarmente, o tamanho do objeto comparado com o tamanho do alvo (tumor) é muito maior, o qual aumenta o tempo de aquisição dos dados. Devido à movimentação do paciente, o tempo total requerido para a aquisição dos dados não pode ser excessivo, visando minimizar erros nos dados. O tecido da mama é heterogêneo, resultando numa complexa distribuição do campo dentro do corpo do paciente. Os mamilos e a pele da mama geram forte interferência sobre as medidas (GUARDIOLA, CAPDEVILA, *et al.*, 2009), (BASSI, BEVILACQUA, *et al.*, 2012).

2.7 Antenas UWB

Apresenta-se nas referências (ABBOSH, MOHAMMED e BIALKOWSKI, 2011), (HEIN, GEYER, *et al.*, 2009), (HAGNESS, TAFLOVE e BRIDGES, 1998), e (SCHANTZ, 2003); uma análise dos principais conceitos relacionados com o projeto de antenas para aplicações UWB, considerando as limitações fundamentais impostas pelo sistema e pela rede.

O principal desafio no projeto de antenas UWB é que deve operar com sinais de banda ultra larga e as análises no domínio do tempo e no domínio da frequência podem ser utilizados com o fim de otimizar o desempenho. Para aplicações médicas, a frequência de corte deve ser baixa para atingir suficiente penetração no tecido biológico. Ao mesmo tempo, é importante considerar as dimensões da antena em relação às dimensões anatômicas da aplicação (HEIN, GEYER, *et al.*, 2009).

Para seleção da antena e o modelo correspondente serão utilizados os resultados obtidos em trabalhos desenvolvido no grupo PAD-LSI-EPUSP tal como: (ASCAMA, DIONISIO e KOFUJI, 2009).

2.8 Transmissor UWB

O transmissor é uma parte crítica em sistemas que utilizam a tecnologia UWB, isto porque servem de base para a definição das características do restante do sistema. Neste contexto, o circuito gerador de pulso UWB, como bloco central do transmissor, deve fornecer um sinal

que seja adequado aos requisitos da aplicação proposta e possa ser implementado utilizando as tecnologias de fabricação disponíveis, além de ter baixo consumo e baixo custo.

Para a escolha do formato do sinal a ser transmitido foram analisados três tipos de pulso descritos por (WENTZLOFF, 2007) como mais importantes: pulsos *Sinc*, Quadrado e Gaussiano. O Pulso *Sinc* tem a maior eficiência espectral, porém exige um circuito de grande complexidade, por outro lado, o pulso quadrado permite a construção de um circuito mais simples, porém apresenta maior índice de emissões laterais e finalmente o pulso gaussiano estabelece a melhor relação entre simplicidade de implementação e eficiência espectral, permitindo sua fabricação em tecnologia CMOS. Com base nas conclusões do artigo citado e em diversos trabalhos sobre transmissores, define-se o pulso gaussiano e suas derivadas como tipo de pulso mais adequado para aplicações UWB. A representação do pulso gaussiano e sua 1ª derivada estão representadas pelas equações (10) e (11); na equação (12) encontra-se transformada de Fourier da enésima derivada do pulso gaussiano e para calcular a densidade de potência espectral (PSD) correspondente à enésima derivada do pulso gaussiano pode-se utilizar a equação (13) (EL-GABALY, 2012).

$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$	(10)
$x^{(1)}(t) = -\frac{A \cdot t}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma^3} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$	(11)
$X(f) = A(j2\pi f)^n e^{-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}}$	(12)
$P(f) = A^2(2\pi f)^{2n} e^{-(2\pi f\sigma)^2}$	(13)

Onde A é amplitude de pico do pulso, σ desvio padrão, t tempo, f frequência e n ordem da derivada.

Com a definição do gerador de pulsos pode-se prosseguir com a escolha da arquitetura do transmissor mais adequado em relação ao requisito de resolução do tumor para um sistema MT de detecção de câncer de mama.

Dentro das arquiteturas para geração de pulsos UWB encontradas na literatura (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010), (DE OLIVEIRA, ASCAMA, *et al.*, 2012), (WANG, DINH e

TENG, 2011) tem-se que o princípio de funcionamento é a inserção controlada de atrasos que integrados com o estágio de saída (charge-pumps) formam o pulso requerido.

Como o critério de escolha para a arquitetura do circuito transmissor, foi a capacidade de gerar pulso de alta frequência, com ampla largura de banda utilizando a característica do transiente do transistor, tal como foi desenvolvido no grupo PAD na referência (DE OLIVEIRA, 2012) é por esta razão que foi selecionada a arquitetura apresentada na Figura 7, para a análise preliminar do circuito transmissor no presente trabalho.

Figura 7. Topologia do novo gerador de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação proposto

Fonte: OLIVEIRA, *et al* (2012)

Uma vez definidas as características do circuito transmissor, pode-se estabelecer as principais especificações que devem ser atingidas pelo bloco correspondente às antenas.

3 Sistema Proposto

Este capítulo apresenta o sistema tomógrafo UWB em nível de simulação proposto, com detalhes de cada um de seus blocos, formado por antenas, arranjo de antenas (topologias) e modelo numérico simplificado da mama. Detalha também os algoritmos utilizados nas etapas de coleta automatizada dos dados e reconstrução do tumor por imagens.

3.1 Antena

A escolha da antena foi definida levando em consideração antenas que fossem pequenas, com baixo grau de complexidade de construção, e que atingisse de maneira satisfatória, a banda de passagem na faixa de trabalho teórica do circuito transmissor selecionado na literatura. Com base nos critérios citados e em trabalhos desenvolvidos e acompanhados pelo grupo PAD, foi definida a antena Hypotrocoide desenvolvida por (GOMIDE, 2013), como a antena a ser utilizada para as simulações.

Figura 8. Simulação de campo distante para a antena Hypotrocoide para 6.5GHz

Fonte: Autor

A antena Hypotrocoide tem como principais características, o ganho aproximado de 9.95dB, como demonstrado na Figura 8, e faixa de passagem de 4.1 a 8.75GHz (Figura 9) com abertura efetiva mínima de 40 graus.

Figura 9. Parâmetros S11 da antena Hypotrocoide

Fonte: Autor

3.2 Arranjo de antenas estático

O arranjo de antenas estático foi o primeiro arranjo testado, porém não obteve bons resultados devido ao efeito de acoplamento entre as antenas gerado pela proximidade entre elas. Uma solução para manter as características das antenas individuais em um arranjo de antenas, seria aumentar a separação entre as antenas e o centro da mama. Porém, esta abordagem iria diminuir o nível de sinal retornado do tumor, piorando a relação sinal ruído do sistema.

Figura 10. Cenário MT com arranjo de 8 antenas estáticas

Fonte: Autor

A Figura 10 apresenta a configuração do sistema, utilizada nos primeiros ensaios. O sistema é composto dos modelos numéricos da mama (com transparência de 50% para visualização do tumor) 100mm diâmetro, de um tumor de 5mm diâmetro e de 8 antenas em topologia estrela com as antenas afastadas de 100mm do centro da mama em configuração MIMO (todas as antenas transmitem e todas recebem).

3.3 Configuração SAR (*Synthetic aperture radar*)

Como alternativa à topologia de arranjo de antenas estáticas em aplicações de radar UWB, foi utilizada a topologia com configuração SAR, com uma antena, em modo bidirecional, que, além de eliminar o efeito de acoplamento entre antenas, simplifica a construção do sistema completo e diminui o custo total do sistema. O sistema com configuração SAR foi modelado e simulado no software *CST Microwave Studio*, e é composto pelo modelo simplificado da mama e o modelo de uma antena Hipotrocoide UWB em modo bidirecional. Seu funcionamento, ilustrado na Figura 11, baseia-se na rotação da antena, através de uma trajetória circular, sem alterar a orientação da antena em relação ao plano de projeção do sinal transmitido, com o lóbulo principal irradiado pela antena apontando para o centro da mama.

Figura 11. Configuração do sistema utilizando a técnica SAR (*Synthetic aperture radar*) com antena a 60 mm do centro e inclinação de 10 graus em relação à coordenada w

Fonte: Autor

3.4 Programa de automatização e controle do CST *Microwave Studio*

Com o intuito de minimizar o tempo de criação de cenários e coleta dos resultados de simulações no software gráfico CST Studio, foi desenvolvido um programa para automatizar estas tarefas. O programa, em sua versão final, mostrou-se bastante útil para programar listas com sequências de simulações para diversos cenários possíveis de um sistema MT de maneira automática.

O programa foi criado utilizando *scripts* VBA do software CST, convertidos para códigos Matlab, que são transmitidos na comunicação entre os softwares por meio de um canal de comunicação *actxserver* (ActiveX), controlado integralmente no Matlab. O programa foi projetado com três tabelas para parametrização dos modelos (Antenas, Mama e Tumores). As tabelas serão utilizadas para configurar o cenário a ser enviado ao software *CST Studio*.

A Figura 12 apresenta a configuração de um cenário simples, de um arranjo de antenas estáticas, sendo 8 antenas separadas por 45 graus com raio de 100mm em relação ao centro da

mama. O modelo da mama foi configurado com 100mm de diâmetro (50mm de raio), preenchido com modelo elétrico similar ao tecido gorduroso da mama e recoberto por uma camada de 2 mm do modelo elétrico da pele. Um tumor configurado com 5mm de diâmetro preenchido com um modelo de permissividade relativa 65,89.

Figura 12. Programa de automatização e controle do software CST

Fonte: Autor

3.5 Detecção e reconstrução

Para agilizar o processo de reconstrução dos tumores e análise dos resultados, resolução espacial e resolução transversal e localização espacial, foi criado um programa gráfico, como apresentado na Figura 13, capaz de, a partir de sinais simulados ou coletados, reconstruir a imagem do tumor e retirar o sinal de *clutter* contido no sistema. Adicionalmente, o programa melhorar o sinal de entrada com algoritmos de pré-processamento, tais como o algoritmo de Hilbert.

Figura 13. Programa de reconstrução de imagem usando algoritmo confocal

Fonte: Autor

3.5.1 Modelo numérico de calibração do sistema

O modelo numérico de calibração do sistema é utilizado para determinar o tempo de propagação do sinal internamente a antena, com isso, é possível ajustar o tempo de voo da onda entre a antena e casa pixel do espaço amostral delimitado. Para isso, faz-se uso de um modelo numérico composto por um objeto cilíndrico grande (altura = 20 mm e diâmetro = 20 mm) em PEC (*Perfect Electrical Conductor*) posicionado no centro do sistema (centro da mama), onde o tempo de voo da onda, utilizando o software de reconstrução, é ajustado até que o contorno do objeto apresente um diâmetro de 20 mm, como representado na Figura 14.

Figura 14. Modelo numérico de calibração do Sistema com objeto de metal perfeito (PEC) com 20 mm de altura e 20 mm de diâmetro.

Fonte: Autor

3.5.2 Algoritmo *Confocal Microwave Imaging*

O algoritmo de reconstrução de imagens a partir de sinais gerados no domínio do tempo precisa atender as especificações do sistema em termo de resolução e precisão de localização, mas principalmente precisa ser um algoritmo de implementação simples e exigir pouco recurso computacional em sua execução, pois a sua utilização principal será comprovar a funcionalidade do *chip* transmissor proposto neste trabalho. Para tanto, a utilização de outros algoritmos de processamento de sinais e imagens, não serão temas de estudo deste trabalho, pois fogem ao escopo do projeto.

Neste contexto, foi escolhido o *Confocal Microwave Imaging Algorithm* (CMIA) por ter baixa complexidade computacional e fácil implementação, e por ter o código fonte disponível na literatura (ZUBAIDA, 2012).

A ideia principal do funcionamento do CMIA, parte da emissão de pulsos UWB por antenas em diversas posições e com a informação coletada do sinal refletido, calcula-se o tempo de voo do sinal a partir da velocidade média e a posição do ponto desejado. Com a informação do tempo de voo, determina-se a intensidade do sinal em cada ponto do espaço amostral

definido. Com os valores de intensidades médios pode-se construir o mapa de intensidades, com o fim de identificar a posição e o tamanho do tumor (FEAR e STUCHLY, 2000).

Figura 15. Fluxo de processamento do algoritmo CMIA

Fonte: Autor

A Figura 15 apresenta um diagrama em blocos, com o fluxo de processamento do algoritmo CMIA, implementado como uma função dentro do programa de reconstrução de imagens, utilizando como base, o código fonte descrito em (ZUBAIDA, 2012). Porém, no decorrer do trabalho, o algoritmo foi adaptado e surgiram novos blocos, como por exemplo, a introdução do algoritmo de Hilbert como pré-processamento do sinal de entrada. O código fonte do algoritmo CMIA desenvolvido neste trabalho encontra-se no APÊNDICE B.

3.5.3 Calibração e Pré-processamento

Inicialmente, com o sinal de entrada coletado ou simulado, será retirado a componente estática do sinal recebido no cenário modelado com tumor, apresentado na Figura 16a, subtraindo-se o sinal de calibração, apresentado na Figura 16b, gerado de um modelo da mama sem tumor. O resultado da subtração será o sinal de cada antenna, apresentado na Figura 16c, sem as componentes geradas pela reflexão da mama e reflexões internas na antenna.

Por outro lado, pode-se utilizar o algoritmo de Hilbert como pré-processamento do sinal calibrado para concentrar a energia em um único pico, isso porque o algoritmo de Hilbert gera um “envelope” sobre o sinal, minimizando o efeito de múltiplos picos do pulso gaussiano de ordem elevada. O resultado com Hilbert é apresentado na Figura 16d.

Figura 16. Sinais de 36 antenas coletados: a) Com tumor; b) Sem tumor; c) Calibrado; d) Calibrado com pré-processamento utilizando Hilbert

Fonte: Autor

Na Figura 17a e Figura 17b, apresentam-se os gráficos de intensidade em cada célula da grade do espaço amostral definido para o CMIA, usando os sinais gerados a partir de um cenário composto de 36 antenas, o modelo da mama e um tumor de 20mm de diâmetro na posição x e y (0,60). Nesta interação não foi utilizado o algoritmo de Hilbert como pré-processamento.

Na sequência temos a Figura 17c e Figura 17d, que apresentam os gráficos de intensidade em cada célula da grade do espaço amostral definido para o CMIA para o mesmo cenário descrito para Figura 17a e Figura 17b. Nesta interação, foi utilizado o algoritmo de Hilbert como pré-processamento. O sinal transmitido pelas antenas em ambos os casos foi o gaussiano default na faixa de 2 a 9 GHz gerado automaticamente pelo software *CST Microwave Studio*.

Figura 17. Resposta do CMIA sem Hilbert (a) e (b) e com Hilbert (c) e (d).

Fonte: Autor

3.5.4 Remoção do *Clutter*

O sinal extraído da simulação, mesmo após o processo de calibração, contém componentes de ruído somadas ao sinal, provenientes de reflexões na antena e do cenário. Com objetivo de

reduzir este tipo de ruído, definido na literatura como *Clutter*, será utilizado um algoritmo de extração de *Clutter*. Para tanto é calculada a média $A_X(t)$, com a equações (14) , a partir dos sinais recebidos nas antenas e, posteriormente, esta média é removida de cada sinal recebido, utilizando a equação (15) (ZUBAIDA, 2012).

$A_X(t) = \frac{\sum_{Y=1}^N B_{XY}(t)}{N}$	(14)
$P_{XY}(t) = B_{XY}(t) - A_X(t)$	(15)

Onde N representa o número de antenas (ou número posições da antena com coordenada espacial diferentes para sistemas SAR), B_{XY} representa os sinais no domínio do tempo para as antenas nas posições XY e $P_{XY}(t)$ representa a matriz de sinais resultante da remoção do *Clutter*.

3.5.5 Foco Sintético

O bloco foco sintético é responsável por gerar o mapa de intensidades do cenário simulado, a partir dos sinais capturados das antenas. O seu funcionamento baseia-se na determinação do tempo de voo do pulso gerado na antena até o seu retorno à antena de origem. Para o cálculo do tempo de voo (tp) é utilizado um algoritmo discreto extraído das equações (16) e (17).

$d = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}$	(16)
$tp = \frac{2 \times d}{v}$	(17)

Onde Δx é distância em mm entre a antena e o pixel no eixo x, Δy é a distância em mm da antena e o pixel no eixo y e v é a velocidade de propagação no meio.

A Figura 18 apresenta uma ilustração representativa de um cenário com uma antena e o mapa dielétrico de uma mama e um tumor, divididos em células (Pixel) com tamanhos e características (permissividade relativa e condutividade) definidos para cada cenário de simulação. Para este caso, o tempo de voo (tp) pode ser calculado como duas vezes a distância entre a antena e o pixel, dividido pela velocidade média de propagação do meio, calculada pela equação (18).

Figura 18. Mapa de pixels utilizado para o foco sintético

Fonte: Autor

A matriz de tempos de propagação (tempos de voo) gerada nesta etapa será utilizada para calcular o mapa de intensidades. Para isso, faz-se uso do algoritmo de interpolação padrão do software Matlab, correlacionando o tempo de propagação (tempo de voo) calculado, com os sinais capturados pelas antenas, em cada elemento da matriz de tempos de propagação, como apresentado na Figura 19a. O produto da interpolação será gerado uma matriz de intensidades. Por fim, as linhas da matriz de intensidades serão somadas e resultará em um vetor de intensidades médias, conforme ilustrado na Figura 19b, e poderá ser representada como uma imagem reconstruída do cenário.

Figura 19. Interpolação do sinal utilizando a matriz de tempos de propagação.

$$\begin{bmatrix} P[1,1] & P[2,1] & P[3,1] & \dots & P[65536,1] \\ & & + & & \\ P[1,2] & P[2,2] & P[3,2] & \dots & P[65536,2] \\ & & + & & \\ P[1,36] & P[2,36] & P[3,36] & \dots & P[65536,36] \end{bmatrix} \Rightarrow I[1], I[2], I[3] \dots I[65536] \quad (b)$$

Fonte: Autor

3.5.6 Cálculo da resolução teórica

Para efeito do cálculo da resolução, considerou-se a mama como meio de propagação da onda com uma permissividade relativa $\epsilon_r = 4,6023$, antenas isotrópicas (propagação uniforme em todas as direções) e calculou-se a velocidade por meio da equação (18)

$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$	(18)
-----------------------------------	--------

Obtendo-se um valor da velocidade $v = 1,3984 \times 10^8$ m/s, a largura de banda considerada foi de $B = 7$ GHz (a partir da expectativa de banda do circuito transmissor), e as antenas foram distribuídas ao redor da mama numa configuração circular com raio $r_a = 10$ cm (o diâmetro considerado da mama foi 180 mm com uma separação de 10 mm entre as antenas e a mama).

Com este valor, calculou-se o comprimento da abertura sintético equivalente, usando a equação do perímetro da circunferência ($l = 2\pi r_a = 62,83 \text{ cm}$). O valor da profundidade do tumor foi definido como $R=18 \text{ cm}$, como pior caso, quando o sinal transmitido precisa atravessar todo o diâmetro da mama. Desta maneira, usando a equação (2), obteve-se a resolução na direção perpendicular à propagação da onda (*cross-range resolution*).

$$\delta_c = \frac{0,18}{0,6283} \times \frac{1,39 \times 10^8}{7 \times 10^9} = 5,7 \text{ mm}$$

Da mesma maneira calculou-se a resolução em profundidade (*slant range resolution*) δ_d por meio da equação (1)

$$\delta_d \cong \frac{1,3984 \times 10^8}{2 \cdot 7 \times 10^9} = 10 \text{ mm}$$

3.5.7 Método de determinação do diâmetro do tumor

Para determinar o diâmetro do tumor reconstruído a partir de imagens geradas pelo algoritmo CMIA, foi utilizado um método empírico de análise do mapa de intensidades em suas componentes X e Y. Foram medidos os níveis de intensidade em que, a sua base projetada no eixo das abcissas, representasse o mesmo valor do diâmetro do tumor simulado. Para tanto foram utilizados 30 amostras com tumores cilíndricos posicionados em 10 posições homogeneamente afastados do centro da mama, com três diâmetros de tumores para cada posição (5, 10 e 20 mm) adentro da mama, que resultou em um valor de limiar médio de 20%. A Figura 20a e Figura 20b apresentam um exemplo de aplicação do método empírico na determinação do diâmetro do tumor, neste caso foi simulado um tumor cilíndrico de 20 mm de diâmetro de base na posição ($X = 0 \text{ mm}$ e $Y = 60 \text{ mm}$). O mapa de intensidades resultante das componentes X e Y é apresentado na Figura 20c.

Figura 20. Mapa de intensidades para tumor de 20 mm de diâmetro localizado na posição ($X = 0$ mm e $Y = 60$ mm): a) componente do eixo X; b) componente do eixo Y e c) mapa resultante.

Fonte: Autor

3.5.8 Análise dos resultados

Inicialmente, foram utilizados tumores circulares grandes com 20 mm de diâmetro, colocados em diferentes posições dentro do perímetro da mama, para verificar o grau de acerto do CMIA em relação à localização de tumores grandes e constatou-se que o erro máximo foi de 1,17 mm em uma das dimensões e o erro mínimo de 0,19mm. Para este teste, foram realizados três ensaios compostos de 36 antenas medidas com a técnica SAR (Figura 21). As simulações incluíam o modelo da mama com 180 mm de diâmetro, com o centro posicionado em (0,100) para todas as simulações, e com 2 mm de camada de pele e fazendo uso do

algoritmo de Hilbert. Na Tabela 1 são apresentados as diferentes posições consideradas dos tumores e os erros obtidos nos eixos x e y.

Tabela 1. Valores de erro na localização do tumor

Tumor em X	Tumor em Y	Localizado em X	Localizado em Y	Erro em X	Erro em Y
20	100	20,78	100,39	0,78431	0,39216
0	60	-0,39	58,82	0,39216	1,1765
30	130	30,19	130,19	0,19608	0,19608

Fonte: Autor

Os valores das constantes de permissividade e condutividade utilizados em todas as simulações a seguir, são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Constantes de permissividade e condutividade utilizadas nas simulações

	Permissividade	Condutividade
Tecido da mama	4,6023	0,4
Tumor	65,89	4,8
Pele	31,29	3,9

Fonte: Autor

Figura 21. Simulação com três cenários e tumor de 20mm

Fonte: Autor

Com o fim de avaliar a capacidade do CMIA para detectar a mínima dimensão do tumor, considerou-se a posição do tumor grande que apresentou o maior erro. Nesta localização de maior erro, posição $x = 0$ e $y = 180$ mm, foram colocados tumores com dimensões de 10, 5 e

4 mm. Foram feitas também, simulações buscando a dimensão mínima do tumor que poderiam ser detectados e a partir dos resultados visuais dos piores casos, nos quais ficaram próximos da superfície da mama. Concluiu-se então, que, com 10 mm, Figura 22a, o erro ainda continua baixo e pode-se determinar o formato visualmente, com 5 mm, Figura 22b, foi possível determinar visualmente o formato do tumor, porém, ele estava deslocado em 5.88 mm. E por fim, o tumor de 4 mm, Figura 22c, não foi possível determinar a dimensão ou a posição.

Figura 22. Imagem reconstruída do modelo de tumores de 10, 5 e 4 mm de diâmetro.

Fonte: Autor

O desempenho do CMIA apresentou melhores resultados, tanto na localização quanto na resolução, para tumores que foram localizados próximos ao centro geométrico da mama, devido à radiação proveniente de todas as antenas que os tumores localizados na posição central recebiam, resultando em um maior conteúdo de energia dos sinais recebidos. Por outro lado, tumores localizados próximos à periferia da mama poderiam não ser detectados corretamente, uma vez que o ângulo de abertura da mama está limitado a 40 graus e a radiação proveniente das antenas próximas poderiam não atingir o tumor, resultando numa média baixa de energia e em um valor alto do erro, tal como é ilustrado na Figura 23.

Figura 23. Imagem representando tumor que não foi iluminado por duas antenas.

Fonte: Autor

4 Transmissor UWB

Este capítulo apresenta o circuito transmissor UWB proposto neste trabalho, além dos detalhes de cada um de seus blocos, formados por um circuito de atraso (*Delay Circuit*), gerador de pulsos por meio do detector de fase (*Phase Detector* - PD) e circuito formador de pulsos (*pulse shaping circuit*).

4.1 Arquitetura

Com base no pulso selecionado com modelos matemáticos para determinar qual a melhor configuração do pulso em detrimento as tecnologias disponíveis para fabricação do *chip* e, restrita as rodadas de fabricação do convênio FAPESP-LSI. Para tanto foi definida a arquitetura proposta por (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010) como base para o projeto do circuito transmissor proposto.

A arquitetura do transmissor de pulsos UWB proposto foi baseada principalmente no circuito Detector de Fase (*Phase Detector* - PD) e é composta dos seguintes blocos: circuitos gerador de atrasos (*Delay Circuit*), gerador de pulsos por meio do detector de fase – PD e o circuito formador de pulsos (*pulse shaping circuit*). Um diagrama do circuito completo é mostrado na Figura 24:

Figura 24. Circuito Gerador de pulsos usado com referência

Fonte: MOREIRA, SILVEIRA, NOIJE, TAKEO (2010).

Cada circuito detector de fase foi projetado para gerar um pulso com um formato definido tomando as características da quinta derivada da função gaussiana. Os valores da largura do canal dos transistores PMOS foram selecionados para atingir os requisitos de velocidade, amplitude e deslocamento no tempo necessário para gerar o pulso gaussiano de quinta derivada.

A soma deslocada dos sinais gerados por cada detector de fase constitui o pulso com a característica desejada, neste caso o pulso corresponde aproximadamente à quinta derivada da função gaussiana apresentada na Figura 25.

Figura 25. Pulso gerado com a quinta derivada da função gaussiana

Fonte: Autor

4.2 Circuito formador de onda quadrada

O circuito formador de onda quadrada executa a função de gerar um sinal de onda quadrada no caso em que o sinal de entrada não seja quadrado. O circuito é formado por uma resistência de $50\ \Omega$ na entrada com o fim de garantir casamento de impedância na entrada, uma capacitância de filtragem para rejeitar os sinais de baixas frequências e três circuitos inversores em cascata com realimentação para gerar pulsos quadrados com tempos de descida e subida pequenos. O diagrama esquemático do circuito formador de onda quadrada é apresentado na Figura 26.

Figura 26. Diagrama esquemático do circuito formador de onda quadrada

Fonte: Autor

O circuito formador de onda quadrada foi projetado com base em um *Balun* e um *Buffer* para saída de RF é apresentado em (RIANO, 2010). Eles funções de converter o sinal diferencial em *single-ended* e suportar a carga de 50 Ω , como é mostrado na Figura 27.

Figura 27. *Balun* e *Buffer* para saída de RF

Fonte: CABRERA RIAÑO (2010)

No caso do circuito gerador de onda quadrada não é preciso que a entrada seja diferencial, desta maneira modificou-se a entrada para ter um só terminal, e, de acordo com as polaridades relativas do sinal de saída exigido, adicionou-se um inversor na saída, ficando o circuito gerador de pulso como foi mostrado na Figura 26. As dimensões das larguras dos transistores PMOS e NMOS foram ajustadas para obter a melhor característica de onda quadrada, ou seja, tempos de subida e descida pequenos em relação ao período do sinal de entrada, o qual para uma frequência do sinal de entrada de 100 MHz corresponde a 10 ns. Em resumo, foi eliminado o *Balun* e adicionado um inversor na saída para ter polaridade correspondente com a borda de subida do sinal de entrada. Os sinais simulados correspondentes às tensões dos nós do circuito formador de onda quadrada são apresentados na Figura 28. Observa-se um comportamento adequado em relação aos requisitos para um sinal de entrada senoidal com frequência de 100 MHz.

Figura 28. Resultados da simulação do circuito formador de onda quadrada

Fonte: Autor

4.3 Circuito gerador de atrasos (Delay Circuit)

O circuito gerador de atrasos foi configurado para gerar atrasos constantes de maneira estática e consiste, composto de uma cascata de oito inversores CMOS idênticos, implementados com as dimensões mínimas, procurando operar em alta velocidade e baixo consumo de potência. O comprimento do canal é mantido com a mesma dimensão para todos os transistores ($L = 180 \text{ [nm]}$), a largura do canal dos transistores PMOS é especificada com o valor de $W_p = 2 \text{ [}\mu\text{m]}$ e a largura dos transistores NMOS é ajustada no valor $W_n = 1 \text{ [}\mu\text{m]}$. A implementação do leiaute foi realizada com a técnica *full custom* com o fim de obter as melhores características do circuito. Quatro valores de atraso (ΔT_i) são gerados por dois inversores cada, e este sinal constitui uma entrada para o circuito detector de fase. A outra entrada para cada detector de fase é fornecida pelo seguinte atraso, como é apresentado na Figura 29. Os atrasos produzidos de acordo com os resultados das simulações são da ordem de 47 ps (Figura 30).

Figura 29. Circuito gerador de atrasos

Fonte: Autor

Figura 30. Resultado da simulação do gerador de atrasos utilizando *clock* de entrada de 100MHZ e vdd 1,8V

Fonte: Autor

4.4 Circuito Detector de fase (Phase Detector Circuit)

O circuito detector de fase, mostrado na Figura 31, é composto de três blocos: um bloco *n*-dinâmico, um *n-latch* e um inversor estático tal como é apresentado em (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010). O funcionamento básico do circuito detector de fase baseia-se na comparação da diferença de fases entre os sinais nas entradas *in_1* e *in_2*, o sinal de saída *out* é o resultado da diferença de fase nas entradas.

Figura 31. Diagrama esquemático do circuito detector de fase

Fonte: Autor

O funcionamento do circuito é apresentado idealmente na Figura 32, os sinais de entrada V1 e V2 apresentam uma diferença de fase, o qual gera um sinal na saída. O valor médio do sinal de saída Vout é proporcional à diferença de fase entre os sinais de entrada. Quando a diferença de fase é comparável aos tempos de subida e descida do circuito detector de fase o pulso gerado na saída tem um formato característico muito parecido com os pulsos componentes do sinal Gaussiano, o qual é aproveitado para gerar o pulso Gaussiano da quinta derivada. Isso é mostrado, de acordo com os resultados dos testes, na Figura 33.

Figura 32. Relação entre os sinais de entrada e saída em um circuito detector de fase ideal

Fonte: Autor

Figura 33. Resultado simulação do circuito detector de fase – 4 para uma diferença de fase de 200 ps

Fonte: Autor

A operação do circuito detector de fase pode ser descrita por meio da análise de três situações principais:

1. As tensões de entrada são iguais a zero ($V_1 = V_2 = 0$ [Volts]) e geram a descida do sinal de saída V_{OUT} . No bloco n-dinâmico o transistor TP0, é ativado e o nó net7 é pré-carregado para nível alto. Adicionalmente, os transistores TN0 e TN1, em relação à **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, são cortados. No circuito *n-latch*, os transistores TP1 e TN3 são cortados e o nó net061 permanece em nível alto. Finalmente, o transistor TP2 é cortado e o transistor TN4 é ativado. Desta maneira, o nó de saída out é mantido em nível baixo.
2. Se a tensão V_1 precede à tensão V_2 , gera-se uma subida do sinal de saída. Quando a tensão V_1 tem uma transição de baixo para alto, no bloco n-dinâmico o transistor TP0 é cortado e o nó net7 permanece em nível alto. Adicionalmente, o transistor TN0 é cortado devido a tensão V_2 permanecer em nível baixo e o transistor TN1 é ativado devido a que a tensão V_1 está em nível alto. Nessas condições o nó net7 está em nível alto. No circuito *n-latch*, o transistor TP1 é desativado enquanto o transistor TN2 é ativado. O estado do transistor TN3 define então o nível “alto ou baixo” na saída do detector de fase. Por exemplo, se o transistor TN3 é ativado o nó net061 muda para nível baixo e o transistor TP2 é ativado e o nó de saída out é fixado em nível alto.
3. Se as tensões de entrada estão em nível alto ($V_1 = V_2 = 1,8$ [Volts]), gera-se uma saída em nível baixo no nó de saída out. Quando a tensão de entrada V_2 tem uma transição de baixo para alto no bloco n-dinâmico, o transistor TP0 permanece no estado prévio (segundo caso). O transistor TN0 é ativado e o nó net7 mudará para o nível baixo. No circuito *n-latch*, o transistor TP1 é ativado enquanto o transistor TN2 é cortado e o nó net061 vai para o nível alto. Portanto, o transistor TP2 é cortado, o transistor TN4 permanece ativo e o nó de saída out desce para o nível baixo. Desta maneira, pode-se detectar a diferença de fase entre as tensões V_1 e V_2 . Tal como é mostrado na Figura 33.

4.5 Circuito Formador de Pulso (*Pulse Shaping Circuit*)

O circuito formador de pulsos é implementado com transistores NMOS e é apresentado na Figura 34. Basicamente realiza a soma dos pulsos deslocados no tempo para formar um pulso com a característica da quinta derivada do sinal gaussiano.

A capacitância C é implementada no circuito integrado, a resistência R_L representa a resistência de carga de $50\ \Omega$.

Figura 34. Circuito formador de pulsos

Fonte: Autor

O funcionamento do circuito formador de pulsos pode ser explicado por meio dos resultados gráficos das tensões no circuito apresentado na Figura 35. Cada tensão de entrada no circuito designadas como V_A , V_B , V_C e V_D (nos pontos A, B, C e D respectivamente) é um pulso gerado por cada circuito detector de fase, como estes pulsos são gerados a partir do circuito gerador de atrasos, o resultado são as tensões V_A , V_B , V_C e V_D formando pulsos estreitos deslocados no tempo com amplitudes e larguras de tempo específicas para formar um sinal de saída com as características aproximadas à quinta derivada da função Gaussiana, tal como é apresentado na Figura 35. Os transistores NMOS conduzem a corrente quando uma tensão com polaridade positiva é aplicada na porta. Os pulsos dos nós V_A , V_B , V_C e V_D estão deslocados no tempo e

interagem para injetar corrente de saída à carga e gerar o pulso com a característica da quinta derivada da função Gaussiana.

Figura 35. Diagrama no tempo da interação das tensões no circuito formador de pulsos

Fonte: Autor

4.6 Leiaute do circuito e *Chip* Fabricado

O leiaute foi realizado no ambiente de software CADENCE utilizando o design Kit do fabricante IBM processo $0.18 \mu m$ em tecnologia CMOS. Uma imagem ilustrativa é apresentada na Figura 36, na qual é apresentado apenas o *core* do circuito, excluindo o circuito formador de onda quadrada e o capacitor de saída.

Figura 36. Leiaute do circuito principal excluído o circuito gerador de onda quadrada, realizado no ambiente software *CADENCE* com o *design kit* da IBM 0.18 μm Tecnologia CMOS.

Fonte: Autor

O leiaute do circuito gerador de atrasos é apresentado na Figura 37, onde os transistores PMOS foram implementados considerando uma cavidade “n” (*n-well*) comum para todos de tal maneira que a área total possa ser minimizada. Da mesma maneira, os transistores NMOS foram arranjados o mais próximos possível.

Figura 37. Leiaute do Circuito Gerador de atrasos realizado no ambiente software CADENCE com o design kit da IBM 0.18 μm Tecnologia CMOS

Fonte: Autor

Após o término do projeto e leiaute dos blocos funcionais do transmissor UWB, foi realizado o desenvolvimento do leiaute completo do circuito transmissor considerando os *PADS* e suas proteções. Na Figura 38a apresenta-se o leiaute geral do circuito gerador de pulsos implementado com os *PADS*. A entrada e a saída do CI são compostas por três *PADS* cada, sendo um pad para o sinal e dois *PADS* ligados a referência do circuito, utilizando uma configuração própria para medições com ponta de prova RF. Além disso, todos os *PADS* tem proteção contra ESD, cujos circuitos foram fornecidos pela *foundry* IBM em seu *design kit*.

Foram fabricadas vinte unidades do *chip* transmissor UWB. Foram disponibilizadas cinco amostras aleatórias para caracterização e utilização neste trabalho. O restante dos *chips* foi destinado a outros projetos dos grupos pertencentes ao LSI-USP (Laboratório de Sistemas Integráveis da USP). A tecnologia utilizada para a fabricação foi CMOS 0.18 μm na *foundry* IBM.

A Figura 38b apresenta uma fotografia tirada utilizando o microscópio de posicionamento das pontas RF, na qual pode se observar o procedimento de caracterização de um *chip*, realizado no laboratório de micro eletrônica da USP.

Figura 38. a) Leiaute realizado no ambiente software *CADENCE* com o *design kit* da IBM 0.18 μm ; b) *Chip* fabricado em tecnologia CMOS 0.18 μm na *foundry* IBM.

4.7 Simulação pós-leiaute do circuito transmissor UWB

A Figura 39 apresenta os gráficos dos principais nós do circuito transmissor, gerados a partir de simulação, utilizando os parâmetros extraídos do leiaute, obtidos do circuito fabricado. Neste sentido, para representar o funcionamento completo do circuito transmissor, foram gerados gráficos para os nós de saída da cada bloco funcional do circuito e o sinal de estrada. Os sinais foram ordenados seguindo o fluxo de processamento do circuito integrado, iniciando por: sinal de entrada senoidal de frequência 100 MHz gerado externamente ao circuito, o sinal gerado pelo bloco formador de onda quadrada, os quatro sinais do bloco gerador de atrasos, os quatro sinais de saída gerados pelo bloco detector de fase, o sinal do circuito formador de pulsos e por último o pulso gaussiano de saída do circuito transmissor já considerando o uma carga de saída de 50 Ω .

Figura 39. Sinais gerados em simulação a partir dos parâmetros pós-leiaute extraídos do *chip* fabricado

Fonte: Autor

4.8 Teste do circuito integrado

A caracterização do *chip* transmissor foi realizada variando os valores de frequência do sinal de entrada (50, 75 e 100 MHz) e a tensão de alimentação do *chip* (vdd) e foram coletados os pulsos de saída do *chip* utilizando o osciloscópio Lecroy 808Zi, com taxa de amostragem de 40Gs/s. Também foram realizadas medidas de corrente de alimentação com o multímetro Tectronics DMM4020. Na Tabela 3 encontram-se os valores médios dos parâmetros medidos em laboratório (tabela completa encontra-se no Apêndice A). Os valores de desvio padrão, extraídos da tabela completa, encontram-se na Tabela 4. A tensão de alimentação utilizada nos experimentos foram definidas para 1,80 [V] (padrão da tecnologia utilizada) , 1,62 [V] (90% de vdd padrão) e 1,98 [V] (110% de vdd padrão).

Tabela 3. Valores médios dos parâmetros coletados

Sinal de entrada senoidal	Valores médios dos ensaios		
	P [μW]	ΔV_{pp} [mV]	ΔT [ps]
$V_{in} = 863$ [mV] $f = 50$ [MHz]	156,82	118,62	410,60
$V_{in} = 839$ [mV] $f = 75$ [MHz]	200,05	120,68	409,40
$V_{in} = 806$ [mV] $f = 100$ [MHz]	244,44	115,20	407,80

Fonte: Autor

Tabela 4. Desvio padrão dos parâmetros coletados

Sinal de entrada senoidal	Desvio Padrão dos ensaios		
	σ_P [%]	$\sigma_{\Delta V}$ [%]	$\sigma_{\Delta T}$ [%]
$V_{in} = 863$ [mV] $f = 50$ [MHz]	9,73	2,55	2,33
$V_{in} = 839$ [mV] $f = 75$ [MHz]	8,41	2,69	7,68
$V_{in} = 806$ [mV] $f = 100$ [MHz]	8,04	6,61	3,80

Fonte: Autor

A partir das informações apresentadas na Tabela 3 é possível concluir que, considerando as cinco amostras dos *chips* avaliados, os valores médios variaram pouco com o aumento da frequência de entrada, com exceção dos valores de potência médios, que obtiveram uma variação grande devido a maior quantidade de pulsos transmitidos por segundo. Contudo, os

valores médios ficaram próximos ao esperado, se comparados aos valores obtidos em simulação.

Considerando os valores de desvio padrão, exibidos na Tabela 4, é possível comprovar que o circuito transmissor apresentou pouca variação em relação aos parâmetros críticos à aplicação, como largura de pulso ($\sigma_{\Delta T}$) e amplitude ($\sigma_{\Delta V}$) e, indicou uma variação grande na potência, sendo que este parâmetro não é significativo para a aplicação proposta neste trabalho. Alguns valores mostrados na Tabela 4 obtiveram erros fora do esperado, devido à imprecisão nas medidas e ruídos esporádicos externos, oriundos do local de medida.

Na Figura 40, apresenta-se a comparação dos pulsos medido experimentalmente, simulado e o teórico obtido por meio da quinta derivada da função Gaussiana. A geração dos gráficos dos sinais simulados e medidos foi feita a uma taxa de 40 GSamples/s, devido ao osciloscópio utilizado para fazer as medidas. Os exibidos na Figura 40 indicam que os sinais são muito próximos em relação a amplitude e largura do pulso.

Figura 40. Comparação Pulso Medido no CI fabricado, Pulso obtido da simulação e Pulso teórico ideal da quinta derivada da função Gaussiana

Fonte: Autor

O circuito apresentou boa robustez relacionada a variação de tensão de alimentação (vdd), para tanto foram utilizados três valores de vdd: 1,62V , 1,80V e 1,98V. Na Figura 41 é mostrado graficamente a variação dos pulsos gerados para *chip* nº1 com frequência de entrada

de 100 MHz. Considerando os resultados, pode-se concluir que o circuito se mostrou robusto, com uma pequena variação na largura do pulso, que se comportou inversamente proporcional ao valor de vdd. Comportamento esperado para circuitos com arquitetura digital, como é o caso do circuito proposto neste trabalho.

Figura 41. Medidas do circuito integrado 1 com para as tensões VDD=1,62 V, VDD=1,80 V e VDD=1,98 V

Fonte: Autor

Os resultados da análise de Monte-Carlo, com variação de parâmetros aleatórios, do circuito completo gerados no software CADENCE, são apresentados na Figura 42c, os quais podem ser comparados com os obtidos por meio das medidas tomadas para os cinco circuitos integrados testados, os resultados das medidas experimentais são apresentados na Figura 42a e Figura 42b. O sinal apresentado na Figura 42b é uma interpolação do sinal da Figura 42a, com taxa da amostragem de 800 GSamples/s utilizando a função *interp1* com o método *spline* no software Matlab.

A partir dos resultados é possível verificar que houve uma pequena variação entre os sinais medidos, apresentados na Figura 42b, para os parâmetros críticos do sistema: largura do pulso e amplitude. Além disso, é possível concluir que os sinais medidos são similares aos simulados com Monte-Carlo, conforme mostrado nas Figuras 42b e 42c.

Figura 42. Comparação entre os sinais medidos de cinco circuitos integrados fabricados e simulação Monte-Carlo: a) Medido; b) Medido interpolado; c) Simulado Monte-Carlo.

4.8.1 Análise no domínio da frequência

Para determinar a variação da largura de banda no domínio da frequência devido a variação da tensão de alimentação, fez-se uso do algoritmo PSD (densidade espectral da potência), descrito anteriormente, para gerar os gráficos da Figura 43, onde foram considerados os sinais medidos no CI nº 3 para os valores ($V_{DD} = 1,62 [V]$, $V_{DD} = 1,8 [V]$ e $V_{DD} = 1,98 [V]$). A partir dos gráficos gerados pode-se concluir que a largura de banda variou pouco, mas houve um deslocamento da faixa espectral, com aumento da frequência central, devido ao aumento do VDD.

Com o intuito de verificar a variação da largura de banda e excursão do espectro de frequência, considerando os sinais dos cinco CIs medidos, fez-se uso do algoritmo PSD e o resultado é mostrado na Figura 44, onde se pode constatar que a variação é pequena, tanto para a largura de banda como para a variação da frequência central.

Figura 43. Densidade Espectral de Potência do circuito integrado 3 para valores de tensão de alimentação VDD=1,62 V, VDD=1,80 V e VDD=1,98 V

Fonte: Autor

Figura 44. Densidade Espectral de Potência medida nos cinco circuitos integrados testados usando o osciloscópio Lecroy com 40 GS/s com uma tensão $V_{DD}=1,8$ [V]

Fonte: Autor

4.9 Comparação entre circuitos transmissores UWB

Com o fim de avaliar o desempenho do circuito integrado fabricado em relação a circuitos integrados com arquiteturas semelhantes, reportados na literatura, foram considerados como referência, os trabalhos desenvolvidos em (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010) e (SALEHI-ABARI e PLETT, 2010). O trabalho apresentado em (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010) foi selecionado devido à arquitetura baseada no circuito detector de fase que foi a referência do presente trabalho. Da mesma maneira o circuito integrado apresentado por (SALEHI-ABARI e PLETT, 2010) possui características muito próximas do circuito apresentado neste trabalho e foi fabricado em uma tecnologia mais avançada. Os principais parâmetros considerados para esta avaliação foram apresentados na Tabela 5.

Tabela 5. Desempenho e comparação em relação a geradores de pulsos gaussianos UWB.

PARAMETROS	Este trabalho (Fabricado)	(MOREIRA, SILVEIRA, et al., 2010) (Não fabricado)	(SALEHI-ABARI e PLETT, 2010) (Fabricado)
<i>Dimensão mínima do processo</i> [μm]	0.18	0.18	0.13
V_{DD} [V]	1,8	2.0	1,2
Área do <i>Chip</i> [μm^2]	745x626	---	800x540
Área do <i>Core</i> [μm^2]	97x73	53.4x43.6	---
<i>Largura do pulso</i> [ps]	407.8	187	510
<i>Frequência entrada</i> [MHz]	100	100	300
<i>Amplitude do pulso</i> [mV]	115.2	156	540

Fonte: Autor

A largura de pulso medido do circuito integrado projetado constitui um valor adequado para a largura de banda desejada, a qual resultou num valor de 6,65 GHz (2,15 a 8,8 GHz). O valor da área do circuito integrado foi menor em relação aos trabalhos de referência para uma área total de 0.47 mm² incluindo os *PADS* e circuitos de proteção. Pode-se concluir que o gerador de pulsos gaussianos UWB (Quinta ordem) possui as características adequadas para ser usado em aplicações UWB-MT na detecção de câncer de mama.

4.10 Comparação da resposta do sistema com sinal simulado e medido

Com o objetivo de comparar o comportamento do sistema com um pulso UWB ideal e com um pulso UWB medido do *chip* transmissor fabricado, foram gerados dois cenários, similares com distintos diâmetros de tumor. A Figura 45a apresenta o resultado da simulação com um tumor com tamanho de 10 mm de diâmetro, utilizando como pulso de entrada um sinal ideal de 5º ordem do pulso gaussiano e a Figura 45b apresenta a mesma simulação, mas utilizando como entrada o pulso medido do *chip* fabricado. A resposta deste ensaio, para ambos os sinais, resultaram em imagens do tumor com formatos próximos aos esperados, mas alongados na direção do eixo x.

O segundo cenário, tem as mesmas características do anterior, porém o tamanho do tumor foi alterado para 4 mm de diâmetro. O resultado com o sinal ideal representado pela Figura 46a, foi semelhante ao com o sinal medido do *chip*, representado na pela Figura 46b. Onde o formato do tumor não pode ser identificado em ambos os casos.

Figura 45. Resposta do algoritmo CMIA utilizando sinal gaussiano ideal e sinal medido do *chip* para o modelo de tumor com 10 mm de diâmetro.

Fonte: Autor

Figura 46. Resposta do algoritmo CMIA utilizando sinal gaussiano ideal e sinal medido do *chip* para o modelo de tumor com 4 mm de diâmetro.

Fonte: Autor

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões do sistema UWB-MT

A partir dos resultados simulados com o algoritmo CMIA, foi possível concluir que a detecção dos tumores atinge melhores resultados quando estão no centro geométrico da mama e piores quando estão próximos da periferia da mama. Isso se deve ao fato que os tumores, localizados no centro da mama recebem mais radiação em detrimento aos da periferia, devido principalmente ao ângulo de abertura das antenas restrito a 40 graus. Com isso, os tumores centrais recebem maior concentração de energia e na soma de todos os sinais coletados.

A resolução experimental mínima foi de 5 mm o qual significa que tumores deste tamanho ou maiores podem ser detectados em qualquer posição dentro do plano da mama o resultado para tumores de menor tamanho apresentam incertezas na sua localização e dimensão tal como aconteceu com o tumor de 4 mm.

O Sistema UWB-MT, em nível de simulação, cumpriu seu objetivo principal de fornecer informações dos parâmetros mínimos que serviram como base para a escolha e projeto do circuito transmissor UWB, entre eles, destacasse a definição da largura de banda mínima e o formato do pulso necessários para detectar tumores até 5 mm. Também com o sistema UWB-MT, foi possível validar a aplicabilidade do pulso gerado pelo transmissor UWB em um sistema UWB-MT.

5.2 Conclusões do transmissor de pulsos UWB

Conforme a análise feita no levantamento bibliográfico, definiu-se como melhor opção o pulso gaussiano de 5º ordem. Com isso foi selecionado a arquitetura de circuito descrito por (MOREIRA, SILVEIRA, *et al.*, 2010), pois ocupava menor área e atingia os requisitos de largura de banda e formato do pulso.

Com o objetivo de comprovar a robustez foram testados cinco *chips* de amostras aleatórias e comparado o resultado com um teste de Monte-Carlo também para cinco casos aleatórios. O resultado em ambos os casos obtiveram com valores médios próximos e desvio padrão pequeno.

A largura da banda medida a partir da densidade espectral da potência (PSD) do *chip* projetado foi de 2,15 a 8,8 GHz, a qual é adequada para aplicação de micro-ondas na detecção precoce de câncer de mama. Este fato foi verificado por meio de uma prova de conceito realizada no sistema em nível de simulação implementado.

5.3 Trabalhos Futuros

- Desenvolver novos algoritmos de reconstrução de imagens com técnicas mais precisas, que considerem um modelo mais real da mama, por exemplo, levar em consideração uma permissividade variável em cada ponto do espaço. Possibilitando, com isso, melhoras os modelos atuais.
- Desenvolver um circuito receptor UWB, capaz de detectar pulsos UWB, aplicado para geração de imagens médicas.

Referências

- ABBOSH, A.; MOHAMMED, B.; BIALKOWSKI, M. **Planar array antenna for ultra wideband microwave imaging system**. Communications and Information Technology (ICCIT), 2011 International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 199-202.
- ASCAMA, H. D. O.; DIONISIO, C. R. P.; KOFUJI, S. T. **Experimental and electromagnetic simulation investigation of an Ultrawideband CPW-Fed Disc monopole antenna used through-wall detection and localization of targets**. Communications, 2009. LATINCOM '09. IEEE Latin-American Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 1-6.
- BASSI, M. et al. Integrated SFCW Transceivers for UWB Breast Cancer Imaging: Architectures and Circuit Constraints. **Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 6, p. 1228-1241, 2012. ISSN ISSN: 1549-8328.
- DAVIS, S. K. et al. Breast Tumor Characterization Based on Ultrawideband Microwave Backscatter. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 1, p. 237-246, 2008. ISSN ISSN: 0018-9294.
- DE OLIVEIRA, A. M. **Sistema transmissor CMOS de Radar UWB por varredura eletrônica com arranjo de antenas Vivaldi**. Universidade de São Paulo, SÃO PAULO. [S.l.]. 2012.
- DE OLIVEIRA, A. M. et al. **A CMOS UWB pulse beamforming transmitter with Vivaldi array antenna for vital signals monitoring applications**. Circuits and Systems (LASCAS), 2012 IEEE Third Latin American Symposium on. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 1-4.
- EL-GABALY, A. **Pulsed RF Circuits for Ultra Wideband Communications and Radar Applications**. [S.l.], p. --. 2012.
- ELMORE, J. G. et al. Ten-Year Risk of False Positive Screening Mammograms and Clinical Breast Examinations. **New England Journal of Medicine**, v. 338, n. 16, p. 1089-1096, 1998. ISSN DOI: 10.1056/NEJM199804163381601. Disponível em: <<http://www.nejm.org/doi/full/10.1056/NEJM199804163381601>>.

FEAR, E. C. et al. Enhancing breast tumor detection with near-field imaging. **Microwave Magazine, IEEE**, v. 3, n. 1, p. 48-56, 2002. ISSN ISSN: 1527-3342.

FEAR, E. C.; MEANEY, P. M.; STUCHLY, M. A. Microwaves for breast cancer detection? **Potentials, IEEE**, v. 22, n. 1, p. 12-18, 2003. ISSN ISSN: 0278-6648.

FEAR, E. C.; STUCHLY, M. A. **Microwave detection of breast cancer: a study of tumor response variations**. Engineering in Medicine and Biology Society, 2000. Proceedings of the 22nd Annual International Conference of the IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2000. p. 74--77 vol.1.

GHARAIBEH, K. M. **Simulation of Nonlinear Systems in MATLAB®, in Nonlinear Distortion in Wireless Systems: Modeling and Simulation with MATLAB®**. Chichester, UK.: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.

GIESS, C. S.; FROST, E. P.; BIRDWELL, R. L. Difficulties and Errors in Diagnosis of Breast Neoplasms. **Seminars In Ultrasound Ct and Mri**, v. 33, n. 4, p. 288-299, #aug# 2012. ISSN DOI: 10.1053/j.sult.2012.01.007.

GILMORE, C. et al. A Wideband Microwave Tomography System With a Novel Frequency Selection Procedure. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, v. 57, n. 4, p. 894-904, 2010. ISSN ISSN: 0018-9294.

GOMIDE, I. M. **Projeto de antena UWB visando aplicações de RFID**. Universidade de São Paulo. São Paulo. 2013.

GUARDIOLA, M. et al. **UWB BiFocusing Tomography for Breast Tumor Detection**. New York: Ieee, 2009. 1775-1779 p. Disponível em: <<http://dx.doi.org/>>.

HAGNESS, S. C.; TAFLOVE, A.; BRIDGES, J. E. Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: fixed-focus and antenna-array sensors. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, v. 45, n. 12, p. 1470-1479, 1998. ISSN ISSN: 0018-9294.

HEIN, M. A. et al. **Antennas for ultra-wideband medical sensor systems**. Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 1868-1872.

HEYWANG-KOBRUNNER, S. H.; HACKER, A.; SEDLACEK, S. Advantages and Disadvantages of Mammography Screening. **Breast Care**, v. 6, n. 3, p. 199-207, 2011. ISSN DOI: 10.1159/000329005. Disponivel em: <://WOS:000292301600005>.

HUYNH, P. T.; JAROLIMEK, A. M.; DAYE, S. The false-negative mammogram. **Radiographics**, v. 18, n. 5, p. 1137--54; quiz 1243--4, 1998. Disponivel em: <http://dx.doi.org/>.

HYUNSEOK, K.; YOUNGJOONG, J. Fifth-Derivative Gaussian Pulse Generator for UWB Systems. **IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium**, p. 671-674, 2005.

INCA. **INCA - Instituto Nacional de Câncer - Estimativa 2012**. [S.l.]: [s.n.]. 2013.

KIM, H.; PARK, D.; JOO, Y. All Digital low-power CMOS Pulse Generator for UWB System. **IEEE Electronics Letter**, v. 40, n. 24, p. 1534-1535, November 2004.

KURRANT, D. J.; FEAR, E. C.; WESTWICK, D. T. Tumor Response Estimation in Radar-Based Microwave Breast Cancer Detection. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 12, p. 2801-2811, 2008. ISSN ISSN: 0018-9294.

MEANEY, P. M. et al. **Clinical microwave breast imaging 2014; 2D results and the evolution to 3D**. Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 881-884.

MOREIRA, L. C. et al. **A 5th derivative Gaussian pulse CMOS IR-UWB generator using a Phase Detector**. German Microwave Conference, 2010. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 154-157.

OKUNADE, A. A. Method for the evaluation of a average glandular dose in mammography. **Med Phys**, v. 33, n. 4, p. 1153-64, 2006. Disponivel em: <http://dx.doi.org/>.

POPLACK, S. P. et al. Electromagnetic breast imaging: Results of a pilot study in women with abnormal mammograms. **Radiology**, v. 243, n. 2, p. 350-359, 2007. ISSN DOI: 10.1148/radiol.2432060286. Disponivel em: <://WOS:000246691500008>.

RIANO, F. L. C. **Projeto de um Sintetizador de Frequencia Multipadrao em Tecnologia CMOS**. Universidade de Sao Paulo. [S.l.]. 2010.

SALEHI-ABARI, O.; PLETT, C. A Differential 5th Derivative Gaussian Pulse Generator for UWB Transceivers. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS**, p. 1089-1092, 2010.

SALEHI-ABARI, O.; PLETT, C. **A differential 5th derivative Gaussian pulse generator for UWB transceivers**. Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 1089-1092.

SCHANTZ, H. G. **Introduction to ultra-wideband antennas**. Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 1-9.

SOCIETY, A. C. **Breast Cancer: Early Detection TOC**. [S.l.]: [s.n.]. 2013.

WANG, X.; DINH, A.; TENG, D. **Ultra wide-band high-order pulse digital transmitter IC in 90nm CMOS for biomedical radar sensing**. Ultra-Wideband (ICUWB), 2011 IEEE International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 336-340.

WENTZLOFF, D. D. **Pulse-Based Ultra-Wideband Transmitters for Digital Communication**. Departamento de Engenharia Elétrica e Ciências da Computação do Massachusetts Institute of Technology, Cambridge. [S.l.]. 2007.

WHO. **WHO | Breast cancer: prevention and control**. [S.l.]: [s.n.]. 2012. <http://www.who.int/cancer/detection/breastcancer/en/>.

XU, M. L.; THULASIRAMAN, P.; NOGHANIAN, S. Microwave tomography for breast cancer detection on Cell broadband engine processors. **Journal of Parallel and Distributed Computing**, v. 72, n. 9, p. 1106-1116, 2012. ISSN DOI: 10.1016/j.jpdc.2011.10.013. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jpdc.2011.10.013>>.

YU, K.-D. et al. Effect of Large Tumor Size on Cancer-Specific Mortality in Node-Negative Breast Cancer. **Mayo Clinic Proceedings**, v. 87, n. 12, p. 1171-1180, #dec# 2012. ISSN ISSN: 0025-6196. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0025619612009330>>.

ZHURBENKO, V. Challenges in the Design of Microwave Imaging Systems for Breast Cancer Detection. **Advances in Electrical and Computer Engineering**, v. 11, n. 1, p. 91-96, 2011. ISSN DOI: 10.4316/aece.2011.01015. Disponível em: <://WOS:000288761800015>.

ZUBAIDA, A. S. Experimental Analysis on Effectiveness of Confocal Algorithm for Radar Based Breast Cancer Detection. Durham University. [S.l.]. 2012.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Corresponde a tabela completa dos resultados das medições do *chip* transmissor:

Vin = 863 [mVpp]		Freq = 50MHz	Data 31/10/2013	Arq. Vin = VINF50.DAT					
CHIP	VDD [V]	I [uA]	P[uW]	ΔV[mVpp]	Vin_min [mVpp]	ΔT[ps]	VDD_min [mVpp]	ΔT para VDD_min[ps]	Arquivo
1	1,80	84,90	152,82	121,40	-	423,00	0,56 V	3,38 ns	C1VDD180F50.DAT
1	1,62	59,30	96066,00	109,00	-	443,00			C1VDD162F50.DAT
1	1,98	116,80	231264,00	124,00	-	400,00			C1VDD198F50.DAT
2	1,80	78,80	141,84	116,60	-	404,00	0,67 V	2,7 ns	C2VDD180F50.DAT
2	1,62	57,80	93636,00	103,80	-	433,00			C2VDD162F50.DAT
2	1,98	109,00	215,82	119,90	-	395,00			C2VDD198F50.DAT
3	1,80	80,10	144,00	121,70	-	405,00	0,73 V	1,31 ns	C3VDD180F50.DAT
3	1,62	64,60	104652,00	110,80	-	430,00			C3VDD162F50.DAT
3	1,98	134,10	265518,00	127,20	-	385,00			C3VDD198F50.DAT
4	1,80	94,165,3	169,38	118,70	-	404,00	0,74 V	1,51 ns	C4VDD180F50.DAT
4	1,62	65,30	105786,00	111,30	-	454,00			C4VDD162F50.DAT
4	1,98	135,20	267696,00	129,00	-	388,00			C4VDD198F50.DAT
5	1,80	97,80	176,04	114,70	-	414,00	0,65 V	2,06 ns	C5VDD180F50.DAT
5	1,62	64,40	104328,00	105,10	-	428,00			C5VDD162F50.DAT
5	1,98	132,70	262746,00	120,00	-	381,00			C5VDD198F50.DAT
Vin = 839 [mVpp]		Freq = 75MHz	Data 31/10/2013	Arq. Vin= VINF75.DAT					
CHIP	VDD [V]	I [uA]	P[uW]	ΔV[mVpp]	Vin_min [mVpp]	ΔT[ps]	VDD_min [mVpp]	ΔT para VDD_min[ps]	Arquivo
1	1,80	103,60	219,24	121,80	-	398,00	0,62 V	2,98 ns	C1VDD180F75.DAT
1	1,62	77,80	126036,00	116,70	-	438,00			C1VDD162F75.DAT
1	1,98	135,30	267894,00	129,50	-	388,00			C1VDD198F75.DAT
2	1,80	96,60	173,88	120,10	-	405,00	0,66 V	2,36 ns	C2VDD180F75.DAT
2	1,62	74,30	120366,00	113,70	-	421,00			C2VDD162F75.DAT
2	1,98	130,40	258192,00	127,20	-	395,00			C2VDD198F75.DAT
3	1,80	109,60	197,28	119,80	-	396,00	0,6 V	1,65 ns	C3VDD180F75.DAT
3	1,62	81,00	131,22	111,80	-	416,00			C3VDD162F75.DAT
3	1,98	151,30	299574,00	126,40	-	378,00			C3VDD198F75.DAT
4	1,80	111,90	201,42	125,30	-	384,00	0,59 V	1,88 ns	C4VDD180F75.DAT
4	1,62	82,20	133164,00	117,20	-	418,00			C4VDD162F75.DAT
4	1,98	154,50	305,91	134,10	-	402,00			C4VDD198F75.DAT
5	1,80	115,80	208,44	116,40	-	464,00	0,54 V	2,86 ns	C5VDD180F75.DAT
5	1,62	85,00	137,70	113,60	-	424,00			C5VDD162F75.DAT
5	1,98	157,60	312048,00	120,60	-	381,00			C5VDD198F75.DAT
Vin = 806 [mVpp]		Freq = 100MHz	Data 31/10/2013	Arq. Vin= VINF100.DAT					
CHIP	VDD [V]	I [uA]	P[uW]	ΔV[mVpp]	Vin_min [mVpp]	ΔT[ps]	VDD_min [mVpp]	ΔT para VDD_min[ps]	Arquivo
1	1,80	128,00	230,40	118,80	-	418,00	0,62 V	1,56 ns	C1VDD180F100.DAT
1	1,62	97,80	158436,00	110,00	-	465,00			C1VDD162F100.DAT
1	1,98	165,70	328086,00	126,90	-	390,00			C1VDD198F100.DAT
2	1,80	122,50	220,50	115,70	-	399,00	0,68 V	2,45 ns	C2VDD180F100.DAT
2	1,62	93,60	151632,00	108,70	-	429,00			C2VDD162F100.DAT
2	1,98	159,30	315414,00	122,80	-	395,00			C2VDD198F100.DAT
3	1,80	138,40	249,12	109,60	-	394,00	0,65 V	1,56 ns	C3VDD180F100.DAT
3	1,62	103,20	167184,00	85,80	-	428,00			C3VDD162F100.DAT
3	1,98	184,50	365,31	107,80	-	368,00			C3VDD198F100.DAT
4	1,80	139,50	251,10	125,60	-	430,00	0,62 V	2,42 ns	C4VDD180F100.DAT
4	1,62	102,60	166212,00	112,60	-	430,00			C4VDD162F100.DAT
4	1,98	187,90	372042,00	133,80	-	374,00			C4VDD198F100.DAT
5	1,80	150,60	271,08	106,30	-	398,00	0,55 V	2,61 ns	C5VDD180F100.DAT
5	1,62	110,90	179659,00	97,20	-	408,00			C5VDD162F100.DAT
5	1,98	190,00	376,26	121,60	-	376,00			C5VDD198F100.DAT

APÊNDICE B: - Algoritmo CMIA (*Confocal Microwave Imaging Algorithm*).

```
function [tumorCenter,varReturn,hlineConfocal] =
confocal_timedomain_multiMedium(listComTumor,listSemTumor,haxes,delayAntena
,selName,tumorpos,mamaPar,calcVel,coodGrid)
%% CONSTANTES
CONST_Er = struct('Skin',31.29,'Fat',4.6023,'Vacuum',1,'Tumor1',65.89);
%%

% With tumor
for n=1:size(listComTumor,1)
    cellWith(n,:) = listComTumor{n,3}(:,1);
    antPosition(n,:) = listComTumor{n,2};
end
% Without tumor
if size(listSemTumor,1) == size(listComTumor,1)
    for n=1:size(listSemTumor,1)
        cellWithout(n,:) = listSemTumor{n,3}(:,1);
    end
else
    for n=1:size(listComTumor,1)
        cellWithout(n,:) = listSemTumor{1,3}(:,1);
    end
end
[Time,With,Without,numAntPorGrupo] = alinhaSinais_b(cellWith,cellWithout);
Time = Time*1e-9; % Time in [ns]
Time = Time-delayAntena; %atraso (0.53 ou 0.6)  pico sinal = 1.1765e-9
antigo = 0.88e-9    1.1765e-9

cols = size(With,2);
rows = length(Time);
%% CALIBRATION
Calibrated_With = With - Without;
%% Hilbert----teste
if strcmpi(selName,{'Hilbert'})
    Calibrated_With = abs(hilbert(Calibrated_With));
end
%% REMOVAL OF CLUTTER
Average = zeros(rows,1);
l = 1;
for k = 1:cols
    Average(:,l) = Average(:,l) + Calibrated_With(:,k);
    if (rem(k,cols)==0)
        l = l+1;
    end
end
Average = Average./rows;
New_With = zeros(rows,cols);
l = 1;
for k = 1:cols
    New_With(:,k) = Calibrated_With(:,k) - Average(:,l);
    if(rem(k,cols)==0)
        l=l+1;
    end
end
RemovedSignal = abs(New_With);
%% Test hilbert pos processing
% RemovedSignal = abs(hilbert(RemovedSignal));
%% DISTANCE OF ANTENNA LOCATION FROM EACH FOCAL POINT
```

```

AntennaDistance = 0;
tempAntPos = antPosition;
for n=1:cols/numAntPorGrupo
    AntennaLocations_x(1+(n-1)*numAntPorGrupo:n*numAntPorGrupo) =
tempAntPos(1:numAntPorGrupo,2);
    AntennaLocations_y(1+(n-1)*numAntPorGrupo:n*numAntPorGrupo) =
tempAntPos(1:numAntPorGrupo,3);
    tempAntPos = circshift(tempAntPos,[-1,0]);
end
if isempty(coodGrid)
    minAntX = min(AntennaLocations_x);
    minAntY = min(AntennaLocations_y);
    maxAntX = max(AntennaLocations_x);
    maxAntY = max(AntennaLocations_y);
else
    minAntX = coodGrid(1);
    minAntY = coodGrid(2);
    maxAntX = minAntX+coodGrid(3);
    maxAntY = minAntY+coodGrid(4);
end
MAX = 256;
% MAX = 512;
[X,Y]=meshgrid(linspace(minAntX,maxAntX,MAX),linspace(minAntY,maxAntY,MAX))
;
% [X,Y]=meshgrid(linspace(-200,200,MAX),linspace(0,400,MAX));
X=X(:);
Y=Y(:);
Distance = zeros(length(X),cols);
for k = 1:cols
    for m = 1:length(X)
        D1 = sqrt((AntennaLocations_x(k) - X(m) )^2 +
(AntennaLocations_y(k) - Y(m) )^2);
        Distance(m,k) = sqrt(D1^2 + AntennaDistance^2);
    end
end
end
%% TIME VALUES FOR ANTENNA DISTANCE FROM EACH FOCAL POINT
e0 = 3e11; % [mm/s] (3e8m/s)

if strcmpi(calcVel,{'Simplificado'}) || isempty(mamaPar)
    vdelt =
ones(length(X),length(AntennaLocations_x))*e0/sqrt(CONST_Er.simplificado);
else
    if strcmpi(calcVel,{'Aproximacao'})
        Er.mama = CONST_Er.(mamaPar(1).mamaMat);
        Er.vaccum = CONST_Er.Vacuum;
        Er.skin = CONST_Er.(mamaPar(1).skinMat);
        [ vdelt, validInds ] = fnc_AverSpeefProp_Vector_b(
X,Y,AntennaLocations_x,AntennaLocations_y,mamaPar(1),Er,e0 );
    end
end

end

% -----
TmR=zeros(length(X),cols);
Dist=zeros(length(X),cols);
len = length(X);
numG = numAntPorGrupo;
ind = 1;
for k=1:cols/numG
    for w=1:numG
        % Soma a dist entre a antena gerad. e a antena dest para cada pixel

```

```

        Dist(1:len,ind)=(Distance(1:len,1+(k-1)*numG)+Distance(1:len,w+(k-
1)*numG));
        TmR(1:len,ind) = Dist(1:len,ind)./vdelt(1:len,ind); % t =
dist/veloc
        ind=ind+1;
    end
end

%% INTERPOLATION
InterpolatedData = zeros(length(TmR),cols);
for k = 1:cols
    InterpolatedData(:,k) =
interp1(Time,RemovedSignal(:,k),TmR(:,k),'spline');
end
%% MASK OF VALID VELOCITY MATRIX
if strcmpi(calcVel,{ 'Aproximacao' })
    InterpolatedData(~validInds) = 0;
end
%% INTENSITY VALUES
IntensityValues=zeros(length(InterpolatedData),1);
for i=1:length(InterpolatedData)
    IntensityValues(i)=sum(InterpolatedData(i,:));
end
IntensityValues=IntensityValues./max(IntensityValues);
Intensity=IntensityValues.^cols;
%% Calculate Center
[~,maxPos] = max(Intensity);
tumorCenter = [X(maxPos),Y(maxPos)];
%% IMAGE
% plot scatter
hlineConfocal = scatter(haxes,X,Y,100,(Intensity),'.');
set(haxes,'xgrid','on','ygrid','on');
set(haxes,'XDir','reverse','YDir','reverse');
axis(haxes,'equal');
% plot tumor ideal position tumorpos
set(haxes,'NextPlot','add');
scatter(haxes,tumorpos(:,2),tumorpos(:,3),100,'LineWidth',2,'MarkerEdgeColor','k');
set(haxes,'NextPlot','replace');
% % plot pick of intensity
set(haxes,'NextPlot','add');
scatter(haxes,tumorCenter(1),tumorCenter(2),100,'LineWidth',1.5,'MarkerEdgeColor','w');
set(haxes,'NextPlot','replace');
disp(num2str(tumorCenter(1:2)-tumorpos(1,2:3)));
%% Return
varFilds =
{ 'Time', 'Calibrated_With', 'Intensity', 'X', 'Y', 'vdelt', 'With', 'Without', 'Average', 'New_With', 'RemovedSignal' };
varValue =
{Time,Calibrated_With,Intensity,X,Y,vdelt,With,Without,Average,New_With,RemovedSignal};
varReturn = cell2struct(varValue,varFilds,2);
end

```