ALEXANDRE MANIÇOBA DE OLIVEIRA

**Sistema transmissor CMOS de Radar UWB por varredura
eletrônica com arranjo de antenas Vivaldi**

**SÃO PAULO
2012**

ALEXANDRE MANIÇOBA DE OLIVEIRA

**Sistema transmissor CMOS de Radar UWB por varredura eletrônica com arranjo
de antenas Vivaldi**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
como pré-requisito para obtenção de título
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração:
Microeletrônica

Orientador:
Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

SÃO PAULO
2012

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada à fonte.

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

São Paulo, 28 de novembro de 2012.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

De Oliveira, Alexandre Manicoba

Sistema transmissor CMOS de radar UWB por varredura eletrônica com arranjo de antenas Vivaldi / A.M. de Oliveira. -- ed.rev. -- São Paulo, 2012.

170 p.

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

1. Circuitos integrados MOS 2. Antenas 3. Transmissor de radar UWB I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II. t.

Nome: De Oliveira, Alexandre Maniçoba

Título: Sistema transmissor CMOS de Radar UWB por varredura eletrônica com arranjo de antenas Vivaldi

Dissertação apresentada a Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovado em: 21 de novembro de 2012.

Banca Examinadora

Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

Instituição: EP - USP

Julgamento: _____

Assinatura_____

Profª. Drª. Denise Consonni

Instituição: EP - USP

Julgamento: _____

Assinatura_____

Profª. Dr. Eduardo Victor dos S. Pouzada

Instituição: IMT - Externo

Julgamento: _____

Assinatura_____

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo amor demonstrado a toda humanidade, por dar-me a vida e sua manutenção.

A meus orientadores e pais acadêmicos, Prof. Dr. Sérgio Takeo Kofuji e Prof. Dr. João Francisco Justo Filho pelo apoio incondicional, pelo exemplo de virtudes, pela credibilidade a mim depositada, pelo companheirismo, proteção, paciência e acima de tudo generosidade em compartilhar seus imensuráveis conhecimentos.

Ao Laboratório de Sistemas Integráveis, nas pessoas dos professores Doutores João Antonio Zuffo e Wilhelmus M. van Noijs, pela acolhida àquele maravilhoso ambiente de trabalho.

Ao Laboratório de Microeletrônica, na pessoa de sua Coordenadora Geral, a professora Doutora Inés Pereyra, pelo agradável ambiente de trabalho e pela acolhida.

Ao Prof. Dr. Wilhelmus M. van Noijs por todo apoio e revisões dos circuitos CMOS apresentados neste trabalho.

Ao Prof. Dr. Marcelo B. Perotoni por toda revisão e apoio no desenvolvimento adjacente aos assuntos de micro-ondas e antenas.

Ao Dr. Roberto Kenji e ao Dr. Héctor D. O. Ascama por todo apoio acadêmico nesta árdua caminhada.

Aos colegas do Grupo de Sistemas Pervasivos e de Alto Desempenho, pelo suporte, apoio e amizade a mim dedicada.

Ao Prof. Dr. Leandro Nunes de Castro por ter me ensinado os primeiros passos no rumo da produção científica e acadêmica.

A meus pais Francisco Saldanha e Amélia Ana pelo apoio incondicional e financeiro, sobretudo nos momentos mais difíceis onde me carregaram no colo.

A minhas irmãs Ingrid Danilla e Ursula Anne pelo carinho, torcida e apoio.

A minha esposa Valéria pela paciência, companheirismo e esperança transmitida.

A meu pequeno príncipe, Felipe, pelos momentos em que me deu força e inspiração.

A Universidade Católica de Santos na pessoa de seu magnífico reitor prof. Dr. Marcos Medina Leite por todo apoio financeiro e logístico.

Ao Centro Universitário Monte Serrat na pessoa de seu magnífico reitor Dr. Ozires Silva por todo apoio logístico e financeiro.

A Prof^a. Dr^a. Maria Aparecida, coordenadora das engenharias na UNISANTOS e uma das maiores incentivadoras para a realização deste trabalho.

A Prof^a. Dr^a. Cintia Miyaji, coordenadora de área na UNIMONTE pelo suporte, confiança e toda força transmitida por atos e palavras.

Ao prof. Dr. Etienne Sicard do Dept. of Electrical & Computer Engineering INSA Toulouse - FR, pelo apoio no desenvolvimento deste trabalho, sobretudo na forma de uma licença de uso e suporte a ferramenta Microwind, ao senhor meu *merci beaucoup*.

A Dra. Magda Lahorgue Nunes, Coordenadora do programa de pós-graduação em Medicina e Ciências da Saúde da PUCRS, uma autoridade sobre os estudos relacionados à síndrome da morte súbita do lactante, pelo cordial suporte e orientação.

A Mitra Diocesana de Santos e a Paróquia Nossa Senhora das Graças, na pessoa de Vossa Excelência Reverendíssima Bispo Dom Jacir Francisco Braido e Vosso Reverendíssimo Padre Joseph Thomas pelas orações e todo apoio na minha formação humana, espiritual e acadêmica.

A Fundação Educacional de Praia Grande, na pessoa de sua respeitável presidente, Dr^a. Maria Cristina Rossi Paula por dar-me tanto apoio, sobretudo nos primeiros passos da minha vida acadêmica.

A secretaria acadêmica da Pós-graduação da Engenharia Elétrica da EPUSP nas pessoas Sr^a. Cláudia Cristina Marcelino, Sr^a. Simone dos Santos e ao Sr. Marcelo Vantini por toda presteza e cordialidade que lhe são marca de excelência na qualidade daquele departamento.

Àqueles que anonimamente trabalharam para que este trabalho pudesse ser desenvolvido.

Àqueles que trabalharam no contrafluxo do desenvolvimento deste trabalho, pelo inconsciente e importante incentivo que me deram.

A meus queridos alunos, por todas as palavras de força e pela torcida. Vocês motivam a busca incansável pelo conhecimento.

E em especial a todo corpo docente da Escola Politécnica da USP que participou de minha formação acadêmica e humana, com muito profissionalismo e competência, a eles um especial muito obrigado.

Eu creio em mim mesmo. Creio nos que trabalham comigo, creio nos meus amigos e creio na minha família. Creio que Deus me emprestará tudo que necessito para triunfar, contanto que eu me esforce para alcançar com meios lícitos e honestos. Creio nas orações e nunca fecharei meus olhos para dormir, sem pedir antes a devida orientação a fim de ser paciente com os outros e tolerante com os que não acreditam no que eu acredito. Creio que o triunfo é resultado de esforço inteligente, que não depende da sorte, da magia, de amigos, companheiros duvidosos ou de meu chefe. Creio que tirarei da vida exatamente o que nela colocar.

Serei cauteloso quando tratar os outros, como quero que eles sejam comigo. Não caluniarei aqueles que não gosto. Não diminuirei meu trabalho por ver que os outros o fazem. Prestarei o melhor serviço de que sou capaz, porque jurei a mim mesmo triunfar na vida, e sei que o triunfo é sempre resultado do esforço consciente e eficaz. Finalmente, perdoarei os que me ofendem, porque compreendo que às vezes ofendo os outros e necessito de perdão.

Mahatma Gandhi.

RESUMO

De Oliveira, Alexandre Maniçoba. **Sistema transmissor CMOS de Radar UWB por varredura eletrônica com arranjo de antenas Vivaldi;**

2012. 170 f. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um modelo conceitual de um sistema transmissor de pulsos eletromagnéticos de banda ultra-larga, capaz de realizar o controle da formação do feixe irradiado de forma totalmente eletrônica. Para isso, é proposto um sistema formado por quatro canais iguais e independentes, sendo que cada um é formado por um controlador de atraso programável, com o qual se pode ajustar a defasagem temporal entre os pulsos de cada canal, um gerador de pulso, capaz de sintetizar a quinta derivada do pulso Gaussiano a partir de uma nova proposta de topologia, e um arranjo de antenas do tipo planar de abertura exponencial conhecida como antena Vivaldi. O sistema proposto é apoiado por modelos matemáticos e simulações elétricas post-layout com variação dos parâmetros por Monte Carlo com os programas LTSpice 4 e Microwind 2.6, utilizando as regras de processo padrão CMOS 180nm e eletromagnética tridimensional com o uso do programa CST Microwave 2011. Os resultados obtidos nas simulações, comparados com propostas anteriores, indicam que realmente houve o controle da formação do feixe irradiado cujo lóbulo principal teve uma magnitude média de 11dBi com uma largura angular do feixe de $33^\circ \times 38^\circ$ e possibilidade de variar os ângulos azimutal e de elevação de -15° a 9° e -18° a 6° , respectivamente, para uma frequência central de 6GHz. O pulso utilizado para estimular as antenas foi o pulso Gaussiano em sua quinta ordem de derivação, que teve como resultados médios de simulação uma amplitude de 90mVpp, uma largura de pulso de 370ps a uma taxa de repetição de 100MHz e uma frequência central de 6GHz.

PALAVRAS-CHAVES: UWB, RFIC, Timed-Array, Arranjo temporizado, Vivaldi, CMOS.

ABSTRACT

De Oliveira, Alexandre Maniçoba. **Conceptual Model of a CMOS UWB Radar transmitter by electronic scanning with Vivaldi array antenna**; 2012. 170 p. Dissertation (MSc) – Polytechnic School at University of São Paulo, São Paulo, 2012.

This work aims to develop a conceptual model of the new Ultra Wide-band fifth-order derivative Gaussian pulse transmitter with Vivaldi antenna array for beamforming using the technique of timed-array. It is proposed a system formed by four equal and independent channels, each of which is formed by a programmable delay controller in which one can adjust the delay time between pulses of each channel, a pulse generator, capable to synthesize the fifth derivative of a Gaussian pulse using a new topology, and a planar Vivaldi antenna. The proposed system was supported by mathematical models and post-layout electrical simulations with parameters variation by Monte Carlo in programs LTSpice 4 and MicroWind 2.6 using the CMOS 180nm Standard process rules and using three-dimensional electromagnetic program CST Microwave 2011. The simulation results indicated that there was indeed control on the beam formation irradiated whose main lobe has an average magnitude of 11dBi with an angular width of the beam 33 x 38 (degrees square) and possibility of varying the angles of azimuth and elevation from -15 to 9 degrees and -18 to 6 degrees, respectively, at a center frequency of 6GHz. The pulse used to stimulate the antennas was the fifth order Gaussian one, which had the average results of a simulation 90mVpp amplitude, a pulse width 370ps to a 100MHz repetition rate and a center frequency of 6 GHz.

KEY-WORDS: UWB, RFIC, Timed-Array, Vivaldi, CMOS.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Ilustração de possíveis cenários de aplicações de radar UWB. (a) Monitoramento de motoristas e pilotos. (b) Monitoramento de pacientes em hospitais. (c) Monitoramento de berços infantis. (ZITO <i>et al.</i> 2011).	24
Figura 2 - Diagrama do circuito do gerador de pulso UWB proposto por Kim <i>et al.</i> (2010). .	28
Figura 3 - Uso da tecnologia UWB para transmissão de vídeo o de aplicações médicas (AYAR, 2010).	29
Figura 4 - Monitor Samsung C27A750 recebendo imagens de um Samsung Galaxy Tab através do uso da tecnologia UWB (KENNEMER, 2012).	30
Figura 5 - Plataforma de desenvolvimento de Radar UWB P400 da Time Domain com duas antenas Planares (TIME DOMAIN, 2012).	30
Figura 6 - Máscara da FCC para aplicações UWB móveis e fixas internas (indoor) e móveis externas (outdoor) (FCC, 2002).	33
Figura 7 - Três pulsos candidatos a aplicações UWB. (a) Pulso Sinc; (b) Pulso de onda quadrada; (c) Pulso Gaussiano (WENTZLOFF, 2007).	34
Figura 8 - Pulso Gaussiano. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (ORNDORFF, 2004).	35
Figura 9 - Pulso Gaussiano de 1ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).	36
Figura 10 - (a) Níveis de emissão do (b) pulso Gaussiano derivado em 1ª ordem com vários valores de largura de pulso (SHENG <i>et al.</i> , 2003).	37
Figura 11 - Pulso Gaussiano de 2ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).	37
Figura 12 - Pulso Gaussiano de 3ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).	38
Figura 13 - Pulso Gaussiano de 4ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).	38
Figura 14 - Pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).	39
Figura 15 - Pulso Gaussiano de 6ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003).	40
Figura 16 - Pulso Gaussiano de 7ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; EL-GABALY, 2011).	40

Figura 17 - Níveis de emissão das diversas ordens de derivação do pulso Gaussiano (SHENG <i>et al.</i> , 2003)	41
Figura 18 - Sistema <i>Beamforming</i> de n-canais. (a) Diagrama de n canais de um sistema onde cada canal é formado pela linha de entrada onde é injetado o sinal (V_{ent}), um controlador de atraso programável (PDC ou τ), um gerador de pulso UWB (PG) e por fim uma antena. (b) Detalhe do ângulo formado pela direção do feixe ($c\tau$) e a perpendicular do alinhamento das antenas separadas pela distância “ d ” (ZHAO, 2009).....	43
Figura 19 - Ilustração da linearização de um transistor NMOS com base nos parâmetros extraídos do layout para um modelo linear. (a) Vista 3D do transistor. (b) Esquema elétrico do transistor. (c) Modelo linear (KIM, 2012).	45
Figura 20 - Mapeamento das matrizes A, x e b e sua respectiva relação (KIM, 2012).....	45
Figura 21- Discretização do domínio do problema eletromagnético em malhas ortogonais (CST, 2011; WEILAND, 1996).....	48
Figura 22 - Ilustração das etapas de aplicação das equações de Maxwell nas faces do hexaedro (CST, 2011; WEILAND, 1996).....	49
Figura 23 - Ilustração da aplicação do método <i>leap-frog</i> para cálculo dos potenciais elétricos e fluxos magnéticos no domínio do tempo (CST, 2011).	51
Figura 24 - Comparação ilustrativa entre radar de varredura mecânica convencional (a) e o radar de varredura eletrônica (d) proposto neste trabalho. Observa-se que, diferentemente dos pulsos sincronizados do radar convencional (b), os pulsos do radar por varredura eletrônica são defasados o que gera a diretividade do lóbulo principal sem a necessidade de movimento da antena e pode ser visto nos diagramas de radiação (c) e (e) respectivamente.	53
Figura 25 - Rede RC de primeira ordem (RABAEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002).	55
Figura 26 - Inversor estático sendo (a) seu símbolo, (b) esquema elétrico com o t com os dois transistores complementares e a capacitância do nó de saída (C_L) e modelo com chave do comportamento dinâmico do inversor estático com $V_{in}=0$ em (c) e $V_{in}=V_{dd}$ em (d) (RABAEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002).	55
Figura 27 - Diagrama de um elemento básico de atraso formado pelo inversor estático. (a) Ajuste do tempo pela variação da resistência, (b) da capacitância e (c) ambos. ...	56
Figura 28 - Elemento de atraso formado por dois inversores estáticos (a) e suas respectivas formas de ondas ilustradas (b).	57
Figura 29 - Elemento de atraso variável formado por dois inversores estáticos (a) e suas respectivas formas de ondas ilustradas (b).	58

Figura 30 - (a) Controlador de atraso programável de 4 bits, o (b) detalhe esquemático do capacitor variável e (c) símbolo do PDC proposto (DE OLIVEIRA; ASCAMA; VAN NOIJE; KOFUJI; MOREIRA, 2012).....	59
Figura 31 - Topologia do gerador de pulso Gaussiano de 5ª Ordem de derivação proposto por (KIM <i>et al.</i> , 2004; KIM <i>et al.</i> , 2010).....	60
Figura 32 - Topologia do Gerador de pulso Gaussiano de 5ª Ordem de derivação proposto por (Bo <i>et al.</i> , 2009a, 2009b).....	61
Figura 33 - Circuitos de cada bloco. A primeira coluna apresenta à(s) referência(s) que utiliza(m) o bloco, a primeira linha apresenta os blocos, a segunda coluna refere-se ao circuito conformador de onda quadrada, da terceira à sexta coluna apresenta os vários geradores de pulso e a última coluna apresenta o estágio de saída.....	61
Figura 34 - Topologia do novo gerador de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação proposto (DE OLIVEIRA <i>et al.</i> , 2012b,c).....	62
Figura 35 - Formador de onda quadrada. (a) Bloco do subsistema. (b) Bloco lógico. (c) Circuito CMOS. (d) Layout. (KIM <i>et al.</i> , 2004; DE OLIVEIRA <i>et al.</i> 2012b,c). 63	
Figura 36 - Janela de configuração dos parâmetros de simulação do programa Microwind com o detalhe dos parâmetros de modelo MOS Empírico nível 3, variação de parâmetros de processo por Monte Carlo, adição de ruído no sinal de entrada de 100mV e detalhe de parte do arquivo netlist com a extração dos parâmetros.. 64	
Figura 37 - Forma de onda do sinal de entrada do bloco formador de onda quadrada ($v_{ent.}$) que passa pelo primeiro inversor estático ($v_{ent. inv.}$) e sai pelo segundo inversor estático ($v_{qua.}$) (DE OLIVEIRA <i>et al.</i> , 2012b).....	65
Figura 38 - Gerador de pulso triangular. (a) Bloco do gerador de pulso triangular. (b) Circuito do gerador de pulso triangular. (c) Circuito da porta E estática. (d) Formas de onda do circuito gerador de onda triangular sendo a forma de onda quadrada ($v_{qua.}$), a onda interna do gerador no nó x entre o dreno do transistor $M4n$ e o <i>gate</i> do transistor $M10n$ (v_x) e o pulso triangular de saída (v_{pulso}) (RABAEY; CHANDRAKASAN; NIKOLIC, 2002; ZHANG <i>et al.</i> , 2007).....	66
Figura 39 - Circuito de atraso fixo. (a) Bloco de atraso fixo. (b) Circuito lógico do atraso fixo. (c) Esquema elétrico do atraso fixo. (d) Parte do <i>layout</i> do gerador de pulso onde há em detalhe os três inversores que formam o atraso fixo.	68
Figura 40- Estágio de saída. (a) Bloco do estágio de saída. (b) Esquema elétrico do circuito do estágio de saída. (c) Parte do <i>layout</i> do gerador de pulso com o detalhe do estágio de saída.	69
Figura 41- <i>Layout</i> do circuito gerador de pulso UWB de 5ª ordem de derivação.....	69

Figura 42 - <i>Layout</i> do circuito gerador de pulso UWB proposto com os Pads.	70
Figura 43 - Novo gerador de pulso UWB de 5ª ordem de derivação Gaussiana proposto. (a) Formador de onda quadrada. (b) Gerador de pulso triangular. (c) Linha de atraso fixo. (d) Estágio de saída. (e) Antena (Carga). (f) Diagrama de tempo simplificado.	71
Figura 44 - Diagrama de tempo completo com as formas de onda da simulação de Monte-Carlo e suas respectivas médias em evidência. (a) Sinal de entrada (v_e) e o sinal após o formador de onda quadrada (v_{qua}). (b) Pulso formado pelo gerador de pulso triangular (v_{pulso}). (c) Formas de onda triangulares que excitam o estágio de saída (v_a , v_b , v_c e v_d). (d) Pulso UWB da 5ª ordem de derivação sintetizado após a simulação.	72
Figura 45- Diagrama de tempo completo com as formas de onda dos valores médios sem as ondas resultante da variação dos parâmetros por Monte-Carlo. (a) Sinal de entrada (v_e) e o sinal após o formador de onda quadrada (v_{qua}). (b) Pulso formado pelo gerador de pulso triangular (v_{pulso}). (c) Formas de onda triangulares que excitam o estágio de saída (v_a , v_b , v_c e v_d). (d) Pulso UWB da 5ª ordem de derivação sintetizado após a simulação.	73
Figura 46 - Pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso simulado em linha contínua e pontilhada representando o pulso teórico; (b) Pulso simulado em linha continua e teórico em linha pontilhada, ambos no domínio do tempo.	74
Figura 47 - Linha de Transmissão em Microfita onde h e t são as espessuras do substrato e do condutor em fita respectivamente e w é a largura do condutor em fita (a). Representação da análise de um corte transversal de uma MTL com propagação quase-TEM (b) (BAHL; TRIVEDI, 1977).	75
Figura 48 - Nova antena Vivaldi proposta com detalhe da abertura exponencial do irradiador (DE OLIVEIRA <i>et al.</i> , 2012b).	77
Figura 49 - Parâmetros do projeto da antena planar Vivaldi proposta (DE OLIVEIRA <i>et al.</i> , 2012b).	77
Figura 50 - Perda por retorno da antena Vivaldi proposta com detalhe da faixa de melhor propagação acima de 5,27GHz.	78
Figura 51 - Curva VSWR resultado da simulação da antena Vivaldi proposta com detalhe da frequência de 5,27GHz da qual o índice passa a ser menor que 2.	79
Figura 52 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação no plano azimutal representado pela linha pontilhada e do plano de elevação pela linha contínua.	80

Figura 53 – Diagrama 3D de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação da vista superior (plano azimutal) onde se observa o desvio de 9° do lóbulo principal na direção oposta ao plano terra.....	80
Figura 54 - Diagrama 3D de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação da vista lateral (plano de elevação) onde se observa o simetria do lóbulo principal.....	81
Figura 55 - <i>Screen-shot</i> de parte da tela do programa CST MW 2011 com o arranjo de antenas Vivaldi 2x2 proposto e no canto inferior esquerdo o detalhe da cota " d " que é a distância entre as antenas no eixo <i>x</i> e <i>y</i> além de ser a largura da antena. .	81
Figura 56 - Diagrama de irradiação em 3D do arranjo proposto a 6GHz .	82
Figura 57 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjos em atraso entre si.	83
Figura 58 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano <i>x, y</i> a 0,5mm da porta de entrada do sinal. No plano <i>x, y</i> que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa. .	83
Figura 59 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano <i>x, y</i> a 12,5mm da porta de entrada do sinal. No plano <i>x, y</i> que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.....	84
Figura 60 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano <i>x, y</i> a 25mm da porta de entrada do sinal. No plano <i>x, y</i> que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa. .	85
Figura 61 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano <i>x, y</i> a 37,5mm da porta de entrada do sinal. No plano <i>x, y</i> que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.....	85
Figura 62 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no	

plano x, y a 50mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa. . 86

- Figura 63 – Vista Lateral (a) e Superior (b) do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos no plano y, z (a) e x, z (b). Cada linha representa o corte transversal a 0,5 (A); 12,5 (B); 25 (C); 37,5(D) e 50mm (E) de distância da porta de entrada do sinal. Cada um destes cortes representa o plano x, y vistos nas figuras anteriores cujas miniaturas estão ilustradas de (c) a (g) respectivamente. 86
- Figura 64 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta (em linha pontilhada) versus o arranjo de antenas Vivaldi proposto (em linha contínua) com detalhe da irradiação no plano de elevação. 87
- Figura 65 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta (em linha pontilhada) versus o arranjo de antenas Vivaldi proposto (em linha contínua) com detalhe da irradiação no plano azimutal. 88
- Figura 66 – Arranjo de PDC proposto; (a) Arranjo de PDC; (b) Unidade PDC; (c) Esquema elétrico do PDC proposto e (d) Detalhe do capacitor digital variável. 89
- Figura 67- Topologia do arranjo de PDC proposto (a) e as respectivas formas de onda da transição de nível lógico de baixo para alto do PDC com diferentes ajustes do capacitor digital variável..... 90
- Figura 68 - Simulação *Spice* do circuito PDC com diferentes ajustes de temperatura (-48, -23, 2, 27, 52 e 77° C) com as respectivas curvas e suas equações de tendência. .. 91
- Figura 69 – Diagrama do transmissor UWB com capacidade de controle do feixe eletromagnético irradiado proposto. (a) topologia geral do transmissor *Beamforming* proposto. (b) Diagrama de irradiação do ângulo azimutal correspondente a vista inferior do arranjo com linha tracejada para geração sem atraso nos elementos e traço ponto para a configuração 0 para elemento 1, 25ps para elemento 2, 53ps para o elemento 3 e 25ps para o elemento 4. (c) Vista traseira do arranjo. (d) Diagrama de irradiação do ângulo de elevação correspondente à vista lateral do arranjo com linha tracejada para geração sem atraso nos elementos e traço ponto para a configuração 0 para elemento 1, 25ps para elemento 2, 53ps para o elemento 3 e 25ps para o elemento 4..... 92
- Figura 70 – Transmissão usando arranjo de antenas temporizado com o uso de controlador de atraso programável para o controle da varredura e ajuste de foco para maior precisão na formação do feixe. 93

Figura 71- Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[0ps], PDC2[25ps], PDC3[53ps] e PDC4[25ps].	94
Figura 72 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 53ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 25ps.....	94
Figura 73 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[0ps], PDC2[0ps], PDC3[39ps] e PDC4[39ps].....	95
Figura 74 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 39ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 39ps.	95
Figura 75 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[25ps], PDC2[0ps], PDC3[25ps] e PDC4[53ps].....	96
Figura 76 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 25ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 53ps.	96
Figura 77 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[25ps], PDC2[53ps], PDC3[25ps] e PDC4[0ps].	97
Figura 78 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 53ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 25ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) não possui atraso.	97
Figura 79 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[45ps], PDC2[0ps], PDC3[0ps] e PDC4[45ps].	98
Figura 80 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 39ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 39ps.	98

Figura 81 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[53ps], PDC2[25ps], PDC3[0ps] e PDC4[25ps].....	99
Figura 82 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 53ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) não possui atraso e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 25ps.	99
Figura 83 - Segundo cenário de simulação contendo o arranjo de 4x4 antenas Vivaldi proposto para transmissão do pulso e nove antenas cujas portas distam da origem de 26,5cm e todas estão posicionadas com foco na origem, para isso foram separadas por uma distância angular de 10° entre si.	100
Figura 84 – Diagrama de tempo com a forma de onda dos nove sinais das antenas receptoras da simulação sem atraso entre o estímulo das quatro portas das antenas transmissoras, onde é evidente a separação em três conjuntos de sinais com amplitudes distintas, sendo o sinal de maior amplitude de pico-a-pico o obtido na porta da antena 22 (linha solida espessa), os de menores amplitudes de pico-a-pico obtidos pelas portas das antenas 11, 13, 31 e 33. Finalmente os sinais de amplitude de pico-a-pico intermediária obtidos pelas portas das antenas 12, 21, 23 e 32.....	101
Figura 85 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos nove sinais das antenas receptoras da simulação com atraso entre os sinais que estimulam as quatro antenas transmissoras.....	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Limites de emissão de radiofrequência estabelecidos pela FCC para aplicações UWB embarcadas em dispositivos móveis (<i>indoor/outdoor</i>) e fixas no interior das edificações (<i>indoor</i>) (FCC, 2002).	33
Tabela 2 - Comparação de parâmetros entre transmissores UWB.	74
Tabela 3 - Dimensões da antena Vivaldi proposta.	78
Tabela 4 - Dados e resultados de algumas possíveis configurações.....	93

LISTA DE SÍMBOLOS

Ω	Ohms – unidade de resistência elétrica
ω	Frequência ou velocidade angular
$\delta(.)$	Delta de Dirac
μ	Média
σ^2	Variância
σ	Desvio padrão
A	Amplitude
c	Velocidade de propagação eletromagnética no ar
d	Distância entre dois elementos adjacentes do arranjo
τ	Atraso em segundos
θ	Ângulo de elevação
φ	Ângulo azimutal
n	Índice de iteração
k	Índice de iteração
ω_c	Frequência central
γ	Fator de proporcionalidade
W	Largura do canal do transistor MOS
L	Comprimento do canal do transistor MOS
$(+)$	Estágio de saída
$\Delta\tau$	Atraso fixo
ε	Permissividade elétrica
ε_{eff}	Permissividade elétrica efetiva
h	Espessura do substrato
w	Largura da linha de transmissão em microfita
Z_0	Impedância característica
dx	Distância entre dois elementos do arranjo no eixo x
dy	Distância entre dois elementos do arranjo no eixo y

LISTA DE ABREVIATURAS

3D EM	Estudo eletromagnético em três dimensões
B_{tw}	Produto de tempo por largura de banda
CI	Circuito integrado
CMOS	Complementary metal-oxide-semiconductor
DC	Corrente contínua ou frequência zero
dBi	Decibel isotropic
ECG	Eletrocardiograma
ESLR	Irradiador em abertura exponencial
FBW	Largura de banda fracionada
FCC	Federal Communications Commission
f_h	Limite de frequência superior
f_l	Limite de frequência inferior
g(n)	n-ésima ordem de derivação do pulso Gaussiano
GPS	Global position system
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
INSA	Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse
iRadar	Radar de impulsos
MTL	Microstrip transmission line
P400	PulseOn 400
PDC	Programmable delay control
PG	Pulse generator
PRR	Pulse rate repetition
PSD	Power Spectral Density
SIDS	Sudden infant death syndrome
SMSL	Síndrome da morte súbita do lactante
Spice	Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis
TATX	Timed-Array Transmitter
TEM	Propagação eletromagnética transversal

USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra-Wideband
VSWR	Voltage standing wave ratio
W-LAN	Wireless local area network
Yn()	Transformada de Fourier

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	23
1.1 Motivação	23
1.2 Justificativa	26
1.3 Objetivos.....	27
1.4 Revisão do estado da arte.....	27
1.5 Impactos e contribuições esperados.....	31
1.6 Estrutura da Dissertação	31
CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	32
2.1 Tecnologia UWB	32
2.1.1 Escolha do pulso UWB	34
2.1.2 O Pulso Gaussiano e suas sete primeiras ordens de derivação.....	35
2.1.3 Pulso escolhido	41
2.2 Feixe eletromagnético controlado por arranjo de antena.....	42
2.3 Projeto de circuitos integrados assistido por computador	43
2.3.1 Programas de simulação com ênfase em circuitos integrados.....	44
2.4 Projeto de antenas assistido pelo Computador	47
2.4.1 Técnica de integração de elementos finitos	47
2.4.2 Solucionador de transiente	50
CAPÍTULO 3 - O SISTEMA.....	52
3.1 Controlador de atraso programável.....	54
3.2 Gerador de Pulso UWB	59
3.2.1 Topologia de Gerador de Pulso no estado da arte	59
3.2.2 Proposta da nova topologia	62
3.2.2.1 Formador de onda quadrada	63
3.2.2.2 Gerador de pulso triangular.....	65
3.2.2.3 Circuito de atraso fixo	67
3.2.2.4 Estágio de saída.....	68
3.2.2.5 <i>Layout</i> proposto.....	69
3.2.2.6 Circuito e simulações <i>post-layout</i> gerador de pulso proposto.....	70
3.3 Antena Vivaldi.....	74
3.3.1 Linha de transmissão em microfita.....	75

3.3.2	Irradiador em abertura exponencial	76
3.3.3	Simulação da antena Vivaldi proposta	78
3.4	Arranjo de antena Vivaldi	81
3.5	Arranjo de controladores de atraso programável	88
3.6	Integração do sistema.....	91
3.7	Resultado das simulações	93
CAPÍTULO 4 - CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS		103
4.1	Conclusões	103
4.2	Propostas futuras	105

CAPÍTULO 1

- INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

Os estudos relacionados a ondas de rádio foram inicial e historicamente realizados por Heinrich Rudolf Hertz em 1887. Quase duas décadas depois, seu conterrâneo alemão Christian Hülsmeier propôs o uso de ondas de rádio para detectar a existência de embarcações metálicas a grandes distâncias. Seu invento foi batizado de Telemobiloskop. Nikola Tesla apresentou, em 1917, os fundamentos que estabeleceram os conceitos primitivos da telemetria por ondas de rádio ao relacionar frequência e o nível energético.

À aurora da segunda guerra mundial, impulsionado, sobretudo pela fragilidade britânica a ataques aéreos alemães, muito se pesquisou sobre detecção e telemetria via rádio ou na língua inglesa, *Radio Detection And Ranging* (Radar).

Hoje os sistemas de radar são utilizados tanto para aplicações militares quanto civis, por exemplo, no controle de tráfego aéreo, detecção de colisão em automóveis, monitoramento de velocidade de trânsito e monitoramento de condições atmosféricas (DEVINE, 2000).

Uma variante do tradicional radar é o radar por impulso ou I-Radar, que pode usar pulsos de banda ultra-larga (*Ultra Wideband – UWB*), sendo este também formado pelo sistema transmissor e pelo sistema receptor, em especial na área médica para aplicações de aquisição de sinais de batimentos cardíacos e taxa de respiração.

Segundo os estudos realizados por Karlen, Mattiussi e Floreano (2009), pode-se classificar a intensidade de sono de motoristas ou pilotos de aeronaves através do eletrocardiograma (ECG) e pelos sinais da respiração, desta forma Zito *et al.* (2011) propôs o uso de radar UWB para realizar a aquisição dos sinais respiratórios provenientes do movimento das paredes dos pulmões. Com este estudo, notou-se que um sistema desse tipo poderia ser integrado ao painel de automóveis e aeronaves, possibilitando o monitoramento em tempo real dos sinais vitais do motorista, bem como do piloto (Figura 1(a)), podendo contribuir para a diminuição dos riscos provenientes da desatenção causada pelo sono.

Com base na literatura, nota-se a potencialidade de usar um sistema de radar de impulso UWB para monitoramento de sinais vitais de pacientes (Figura 1(b)) em tratamento residencial, em ambiente hospitalar aplicado em salas de emergência, tratamento intensivo, unidade móveis e operações de resgate (STADERINI, 2002).

Figura 1 - Ilustração de possíveis cenários de aplicações de radar UWB. (a) Monitoramento de motoristas e pilotos. (b) Monitoramento de pacientes em hospitais. (c) Monitoramento de berços infantis. (ZITO *et al.* 2011).

Outra potencial aplicação que motiva as pesquisas com esta tecnologia é o uso de radar UWB para diagnósticos de distúrbios respiratórios, por exemplo as chamadas apneias (CAPLES; GAMI; SOMERS, 2005), que ocorrem tanto em adultos como em crianças.

Pode-se citar outra aplicação, o monitoramento de leitos pediátricos (Figura 1(c)), único ou múltiplos, tanto em ambientes hospitalares quanto domésticos para o alerta e/ou

diagnóstico da síndrome da morte súbita do lactante (SMSL ou SIDS acrônimo na língua inglesa) (STADERINI, 2002).

Segundo Pinho e Nunes (2011) e Lopes (2001), a SMSL tem por definição a morte súbita e inexplicável de uma criança, aparentemente saudável, com menos de um ano de vida, cujos exames *post mortem* completos não evidenciam as causas da morte. Esta doença é observada em aproximadamente 0,1% das crianças menores de um ano de vida e segundo Bergman (2011, p. 87) causa na família da criança vítima desta síndrome o que ele chama de “devastação emocional”. Em seu estudo de acompanhamento aos familiares de crianças acometidas pela SMSL, o Dr. Bergman invariavelmente ouvia perguntas como: “Por que meu filho morreu?”, ou “o que eu fiz para provocar a morte do meu bebê?” e ainda outra pergunta muito comum, que vem de encontro à motivação deste trabalho, “o que eu poderia ter feito para evitar a morte do meu bebê?”.

Ao ser questionada, Nunes, (2012) sobre as chances de sobrevivência da criança que recebe os primeiros socorros segundos após a manifestação da SMSL, a Dra. Magda Lahorgue Nunes, Coordenadora do programa de pós-graduação em Medicina e Ciências da Saúde da PUCRS respondeu: “...acredita-se que o momento final da SIDS seja uma apnéia com parada cardio-respiratória, sim, em tese se isto fosse detectado na hora e a criança reanimada haveria chances de sobrevida...” (NUNES, 2012). Entretanto a Dra. Nunes reforça que: “...o difícil é saber antes do episódio quem vai ter, pois os fatores de risco estudados são populacionais e não individuais.” (NUNES, 2012), neste caso faz-se necessário o desenvolvimento de um sistema acessível ao maior número de pessoas.

Segundo Staderini (2002), a técnica de radar UWB apresenta grande precisão no monitoramento de sinais vitais, o que abriu novas e promissoras áreas de aplicação para medidas das funções vitais de maneira remota e totalmente livre de contato, independente do tamanho do órgão que se deseja monitorar, podendo ser cordas vocais, artérias e veias, coração, pulmão ou até fígado.

Solberg *et al.* (2010) propõem o uso de radar UWB para estimar o raio interno da área da seção transversal da aorta, sendo essa uma das maiores artérias do sistema circulatório humano e a de maior relevância.

Além da potencialidade de aplicações médicas para aquisição de sinais vitais o radar de impulso UWB opera e irradia baixíssima potência, podendo coexistir com outros instrumentos médicos e oferece robustez única a interferências, uma das características da tecnologia UWB (LAZARO; GIRBAU; VILLARINO, 2010). De Oliveira *et al.* (2012c)

propõem o uso de radar UWB para aplicações de localização de coordenadas relativas no campo de batalha.

1.2 Justificativa

Sete décadas após o início dos estudos de H. Hertz, Ross (1973), pesquisador da *Sperry Rand Corporation*, propôs a primeira formulação conceitual sobre UWB através de sua pesquisa e projeto de um sistema de comunicação (transmissão e recepção) através de pulsos de curta duração e livre de portadora a partir de modelos eletromagnéticos no domínio do tempo. Durante os sete anos seguintes ao trabalho de Ross (1973), estes conceitos eram conhecidos pelos termos “carrierless” ou tecnologia de impulso (ROSS, 1973). Só após este período, especificamente na década de oitenta, o termo UWB foi amplamente empregado para aplicações de pulsos de rádio frequência ultra-curtos e vem sendo utilizado até os dias de hoje.

No que se refere à utilização de radares UWB na área médica de monitoramento de pessoas, observa-se com base nos trabalhos de Sharifahmadian *et al.* (2009), Lazaro, Girbau e Villarino (2010), De Oliveira; Ascama; Van Noiye; Kofuji; Moreira (2012a) e De Oliveira *et al.* (2012b), que o grande desafio na detecção de sinais vitais, sendo estes relacionados à frequência cardíaca e taxa de respiração, está no fato de que o(s) indivíduo(s) que está(ão) sendo monitorado(s), pode(m) estar em movimento, o que causa mudanças significativas na forma de onda do pulso UWB irradiado. Outro desafio na detecção de sinais vitais está no fato de que o sistema deve ser imune a interferências de fontes externas.

Esses dois desafios servem como motivação para o desenvolvimento proposto aqui, de forma que estes sejam solucionados através de um sistema de alta precisão e imune a interferências eletromagnéticas.

Com isto, é essencial que o transmissor gere pulsos UWB e seja equipado com arranjo de antenas com alto ganho, com diretividade alta, minimize as reflexões do ambiente e permita o controle da formação e diretividade do feixe do lóbulo principal. Seguindo essas especificações, optou-se pelo projeto de um sistema de geração elétrica de pulsos UWB com a tecnologia CMOS 180nm *Standard*, que oferece os recursos necessários para que o circuito opere na faixa de frequência entre 6 e 10GHz.

Com estas altas frequências envolvidas, o controle da formação do feixe foi feito a partir do uso da técnica de arranjo temporizado (*Timed-Array*) cujos tempos envolvidos estão na ordem de pico segundos. Neste caso, o circuito de controle de tempo, utilizado para gerar o

Timed-Array, também foi projetado em tecnologia CMOS 180nm para garantir maior tolerância às variações de processo, temperatura e tensões de alimentação através da uniformidade dos circuitos.

No que se refere à irradiação do pulso na forma eletromagnética, relacionado ao projeto da antena, optou-se pelo uso de um arranjo de antenas do tipo Vivaldi, uma vez que este tipo de antena pertence à classe de antenas aperiódicas, com abertura progressiva através de sua curva exponencial, o que a torna uma antena de alto ganho, direcional e em teoria com largura de banda ultra larga (YANG; WANG; FATHY, 2008; GREENBERG; VIRGA; HAMMOND, 2003; MEHDIPOUR; AGHDAM; DANA, 2007).

1.3 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é desenvolver um modelo conceitual de sistema transmissor CMOS de radar UWB, com a capacidade de controlar a formação do feixe irradiado e como objetivos secundários a este trabalho, é possível relacionar os seguintes:

- Estudar o ambiente de simulação de circuitos elétricos com ênfase em circuitos integrados com as ferramentas LTSpice e MicroWind; além de
- Estudar a interação eletromagnética para o projeto das antenas pelo uso da ferramenta CST MW 2011;
- Estudar diferentes topologias de circuitos geradores de pulso UWB;
- Desenvolver uma atualização topológica de circuito gerador de pulsos UWB com tecnologia CMOS 180nm;
- Desenvolver uma antena UWB e;
- Desenvolver um arranjo de antenas UWB.

1.4 Revisão do estado da arte

Em maio de 2010, Kim *et al.* (2010) tiveram sua patente número US 7,715,502 B2 publicada com o título “Digital Low-power CMOS pulse generator for Ultra-Widband Systems”. Nela é apresentado um circuito gerador de pulso de baixo consumo para aplicações UWB formado por quatro geradores de pulso na forma de onda triangular que são utilizados

para gerar um pulso aproximado ao pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação através da alternância destes quatro pulsos em instantes distintos.

Figura 2 - Diagrama do circuito do gerador de pulso UWB proposto por Kim *et al.* (2010).

A Figura 2 apresenta o diagrama do circuito CMOS gerador de pulso UWB aproximado do pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação. O circuito é formado pelo estágio de geração do pulso e pelo estágio de saída do pulso (KIM *et al.*, 2010). Em novembro de 2011, a NDS Surgical Imaging (NDSsi) anunciou a aprovação pelas autoridades de saúde canadenses para o uso do sistema ZeroWire que utiliza a tecnologia de comunicação UWB para disponibilizar um enlace, sem fio por radiofrequência, de vídeo de alta definição (LARG, 2011).

Figura 3 - Uso da tecnologia UWB para transmissão de vídeo o de aplicações médicas (AYAR, 2010).

A Figura 3 apresenta uma cena onde o dispositivo ZeroWire é utilizado para criar um enlace de rádio UWB de vídeo com intuito de minimizar as interferências e dando às equipes cirúrgicas um ambiente livre de fios para diversos procedimentos que requerem o uso de monitores de vídeo (AYAR, 2010).

Em janeiro de 2012, a empresa coreana de eletrônicos Samsung apresentou, durante a conferência internacional *Consumer Eletronics Association* (CEA) 2012, seu novo modelo de monitor C27A750 equipado com dispositivo de comunicação sem fio UWB, que, através de um dispositivo USB instalado a um computador portátil, permite enviar imagens para o monitor com qualidade e latência inferior a 14ms (KENNEMER, 2012; MORRIS, 2012). O monitor Samsung C27A750 é apresentado na Figura 4, conectado via tecnologia UWB a um Samsung Galaxy Tab.

Figura 4 - Monitor Samsung C27A750 recebendo imagens de um Samsung Galaxy Tab através do uso da tecnologia UWB (KENNEMER, 2012).

Em maio de 2012, Petroff (2012) da Time Domain apresentou sua plataforma de radar UWB de alta performance PulseOn 400 (P400) (Figura 5) na *IEEE Aerospace and Electronic Systems Society Radar Conference 2012*.

O P400 é uma plataforma de desenvolvimento na forma de um módulo de radar UWB destinado à integração com outros dispositivos eletrônicos de maneira a dotá-los desta tecnologia com muita precisão na telemetria de distâncias (PETROFF, 2012).

Figura 5 - Plataforma de desenvolvimento de Radar UWB P400 da Time Domain com duas antenas Planares (TIME DOMAIN, 2012)

1.5 Impactos e contribuições esperados

Este trabalho tem por objetivo desenvolver um modelo conceitual, baseado em um ambiente de simulação integrado Spice + 3D EM, de um sistema transmissor de radar UWB com controle de formação do lóbulo principal do feixe irradiado e capacidade de varredura totalmente eletrônica com tecnologia CMOS 180nm equipado com um arranjo de antenas planares do tipo Vivaldi.

Complementarmente esperou-se desenvolver:

1. Um modelo de arranjo de antenas capaz de gerar e variar o lóbulo principal do feixe eletromagnético irradiado de forma controlável em elevação e abertura azimutal totalmente em três dimensões (3D).
2. Uma topologia de circuito gerador de pulso UWB que seja robusta e tolerante às variações do processo de fabricação, eficiente em relação ao consumo de energia, bem como aperfeiçoada em comparação com a topologia existente no estado da arte proposta por Kim, H. *et al.* (2010).
3. Uma antena UWB planar de abertura exponencial do tipo Vivaldi que opere entre 6 e 10GHz, com baixa perda por retorno ($S_{11} < -10\text{dB}$) na faixa de operação escolhida, seja compacta (algo entre $50 \times 50 \times 2\text{mm}^3$), leve e permita diversas configurações de arranjos.

1.6 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada em 4 Capítulos. O Capítulo 1 apresenta uma introdução à pesquisa realizada nesta dissertação. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica utilizada no desenvolvimento desta dissertação. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento da pesquisa do modelo conceitual do sistema de radar UWB, com detalhamento de cada um de seus blocos funcionais. O Capítulo 4 apresenta as conclusões e propostas futuras.

CAPÍTULO 2

- FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta uma revisão conceitual e histórica, assim como os fundamentos teóricos para o desenvolvimento das tecnologias utilizadas neste trabalho.

2.1 Tecnologia UWB

Após a liberação de uma determinada largura de banda (de 3,1 a 10,6GHz) para aplicações UWB pela Federal Communications Commission dos Estados Unidos – FCC (2002), um número crescente de pesquisas vem sendo realizadas nesta área, com grande destaque para o desenvolvimento de radares de impulso (iRadar) para aquisição de sinais vitais (STADERINI, 2002; ZITO *et al.*, 2011).

De acordo com o que foi estabelecido e é regulamentado pela FCC para aplicações de comunicações UWB, para receber esta designação, o sinal deve ocupar uma largura de banda igual ou maior a 500MHz no espectro de frequência ou ter uma largura de banda fracionada (FBW) igual ou maior que 1/5. A FBW pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$FBW = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (1)$$

onde f_h e f_l são os limites superior e inferior de frequência que possuam uma emissão irradiada em até 10dB menor que a maior emissão e deve ser baseada em medições com todo sistema transmissor, incluindo a antena.

Inicialmente, a FCC liberou o uso da tecnologia UWB para sistemas de imagens,

sistemas de radares automotivos e sistemas móveis para uso interno em edificações (*indoor*). Embora seja liberado o uso interno, é proibido o uso de antenas externas às edificações para transmissões diretivas UWB (FCC, 2002).

Tabela 1 - Limites de emissão de radiofrequência estabelecidos pela FCC para aplicações UWB embarcadas em dispositivos móveis (*indoor/outdoor*) e fixas no interior das edificações (*indoor*) (FCC, 2002).

Faixa de frequência GHz	Emissão interna dBm/MHz	Emissão externa
0,96 a 1,61	-75,3	-75,3
1,61 a 1,9	-53,3	-63,3
1,9 a 3,1	-51,3	-61,3
3,1 a 10,6	-41,3	-41,3
Após 10,6	-51,3	-61,3

Os dispositivos móveis equipados com a tecnologia UWB podem ser operados fora das edificações (*outdoor*) desde que os níveis de emissões respeitem o limite de -41.3dBm/MHz compreendido na faixa do espectro que vai de 3,1 a 10,6GHz. Maiores detalhes sobre os limites de emissões permitidos pela FCC para aplicações UWB podem ser observados na Tabela 1 e na Figura 6.

Figura 6 - Máscara da FCC para aplicações UWB móveis e fixas internas (*indoor*) e móveis externas (*outdoor*) (FCC, 2002).

Desde que respeitadas as limitações de emissão impostas pelas máscaras da FCC para aplicações UWB, são pequenas as possibilidades de interferências com outros sistemas pré-existentes, como por exemplo, telefonia celular, GPS, Bluetooth e W-LAN IEEE 802.11 (HÄMÄLÄINEN *et al.*, 2002; LIANG, 2006; ARAÚJO, 2011).

2.1.1 Escolha do pulso UWB

Wentzloff (2007) analisou diversos pulsos que seriam potenciais candidatos para aplicações UWB, concluindo que o pulso Sinc (Figura 7 (a)) têm maior eficiência espectral no que diz respeito a pouca ou nenhuma emissão lateral. Entretanto, esse pulso exige um transmissor com circuito eletrônico de grande complexidade. Em contrapartida, o circuito eletrônico gerador de pulso de onda quadrada (Figura 7(b)) é um dos mais simples. Entretanto, ao analisar o pulso no domínio da frequência, Wentzloff (2007) notou que o mesmo apresenta o maior índice de emissões laterais. A melhor relação entre eficiência espectral versus grau de simplicidade do circuito gerador pode ser encontrada no pulso Gaussiano (Figura 7(c)), que tem o menor índice produto de tempo por largura de banda ($Bt\omega$), pouca emissão lateral e circuito eletrônico com moderada complexidade. Por essas razões, é considerado como um dos mais convenientes candidatos para aplicações UWB (WENTZLOFF, 2007).

Figura 7 - Três pulsos candidatos a aplicações UWB. (a) Pulso Sinc; (b) Pulso de onda quadrada; (c) Pulso Gaussiano (WENTZLOFF, 2007).

Outro aspecto importante que deve ser observado é que tanto o pulso de forma de onda quadrada quanto o pulso Gaussiano apresentam componente DC (frequência zero ou corrente contínua), o que torna a radiação menos eficiente (ZHUANG; SHEN; BI, 2003; TOYA *et al.*, 2011; DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

Para solucionar o problema da componente DC, Toya *et al.* (2011), De Oliveira *et al.* (2012b; 2012c), assim como vários outros trabalhos (ex: ZKUANG; SHEN; BI, 2003; KIM, *et al.*, 2010) optam por trabalhar com uma versão derivada do pulso Gaussiano que, além de não apresentar componente DC (o que promove a radiação mais eficiente), podem ser sintetizados por circuitos de baixa a moderada ordem de complexidade.

Pelas razões acima mencionadas, o pulso Gaussiano, em uma de suas formas derivadas, é objetivo de estudo inicial deste trabalho, de forma a permitir seu entendimento e utilização de acordo com as necessidades de projeto a serem atendidas. Segue um estudo do pulso Gaussiano e das suas sete primeiras ordens de derivação, bem como a apresentação das ferramentas matemáticas usadas para este estudo.

2.1.2 O Pulso Gaussiano e suas sete primeiras ordens de derivação

Como discutido anteriormente, a escolha do pulso Gaussiano para utilização em sistema de rádio por impulso UWB é muito comum. Este tipo de pulso não necessita de portadora, opera com níveis de baixa emissão devido à curta duração do pulso (na ordem de algumas centenas de pico segundos) e requer circuitos eletrônicos relativamente simples em comparação com outros sistemas.

Em um sistema de comunicação UWB, deve-se conhecer muito bem os parâmetros do pulso com que se objetiva operar para que seja adequado a todos os blocos do sistema (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b), de forma que o sistema cumpra os requisitos impostos pela FCC.

No domínio da frequência, fica claro que o pulso Gaussiano é um forte candidato para aplicações UWB, pois apresenta seu espalhamento de energia (*Power Spectral Density* – PSD) numa ampla região de frequência (na faixa de GHz), como pode ser observado na Figura 8(a), e sua forma característica no domínio do tempo é ilustrada na Figura 8(b).

Figura 8 - Pulso Gaussiano. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (ORNDORFF, 2004).

Para entender as características do pulso Gaussiano e suas sete primeiras ordens de derivação, analisou-se a PSD da seguinte expressão,

$$P(g(t)) = \frac{\sigma_a^2}{T} |Y_n(g(t))|^2 + \frac{\mu_a^2}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| Y_n\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2 \delta\left(g(t) - \frac{k}{T}\right) \quad (2)$$

onde $Y_n(g(t))$ é a transformada de Fourier da n-ésima ordem de derivação do pulso Gaussiano ($g(t)$), μ e σ^2 são a média e variância respectivamente, $\delta(\cdot)$ é a função Delta de Dirac e T é o período correspondendo a 99,99% do intervalo que está contida a energia do pulso o que corresponde a aproximadamente sete vezes o desvio padrão do pulso Gaussiano de primeira ordem de derivação (SHENG *et al.*, 2003; ORNDORFF, 2004).

No domínio do tempo, o pulso Gaussiano pode ser obtido pela expressão,

$$g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3)$$

onde σ é o desvio padrão do tempo e A é a amplitude do pulso.

Analisando a PSD do pulso Gaussiano, é possível notar a existência da componente DC que, conforme discutido anteriormente, compromete a eficiência da emissão. Uma forma de se eliminar a componente DC é trabalhar com as formas derivadas do pulso Gaussiano. A Figura 9(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de primeira ordem de derivação onde se observa a queda da componente DC para abaixo de -70dBm de níveis de emissão.

Figura 9 - Pulso Gaussiano de 1ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).

A Figura 9 (b) apresenta o pulso Gaussiano de 1ª ordem de derivação, que pode ser obtido pela expressão,

$$g^{(1)}(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (4)$$

Embora não haja componente DC, os níveis de emissão do pulso Gaussiano de 1ª ordem de derivação ainda não estão em conformidade plena com a máscara da FCC. A Figura 10(a) mostra que mesmo variando a largura do pulso Gaussiano de 1ª ordem de derivação (Figura 10(b)) a sua curva PSD ainda não satisfaz totalmente os requisitos da FCC.

Figura 10 - (a) Níveis de emissão do (b) pulso Gaussiano derivado em 1ª ordem com vários valores de largura de pulso (SHENG *et al.*, 2003).

Ao aumentar a largura do pulso, observa-se que há uma diminuição da banda ocupada, entretanto diminui-se também a frequência central, o que ainda não torna os níveis de emissão do pulso totalmente aceitáveis aos níveis da máscara da FCC (LEEPER, 2002). Uma alternativa é mudar a frequência central e ajustar a largura de banda de forma que os requisitos sejam plenamente cumpridos e segundo Sheng *et al.*(2003), isso pode ser feito aumentando-se a ordem de derivação do pulso Gaussiano.

A Figura 11(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de segunda ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC a níveis de emissão abaixo de -100dBm.

Figura 11 - Pulso Gaussiano de 2ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).

A Figura 11(b) ilustra o pulso Gaussiano de 2ª ordem de derivação, que pode ser obtido

pela expressão,

$$g^{(2)}(t) = A \left(\frac{t^2}{\sqrt{2\pi}\sigma^5} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \right) e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (5)$$

A Figura 12(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de terceira ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC a níveis de emissão abaixo de -100dBm.

Figura 12 - Pulso Gaussiano de 3ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).

A Figura 12(b) ilustra o pulso Gaussiano de 3ª ordem de derivação, que pode ser obtido pela expressão,

$$g^{(3)}(t) = -A \left(\frac{t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} - 3 \frac{1t}{\sqrt{2\pi}\sigma^5} \right) e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (6)$$

A Figura 13(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de quarta ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC a níveis de emissão abaixo de -100dBm e uma compatibilidade parcial com a máscara interna do FCC.

Figura 13 - Pulso Gaussiano de 4ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).

O pulso Gaussiano de 4ª ordem de derivação pode ser observado na Figura 13(b) e pode ser obtido pela expressão,

$$g^{(4)}(t) = A \left(\frac{t^4}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - 6 \frac{t^2}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} + 3 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^5} \right) e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (7)$$

Até aqui, fica claro que nem o pulso Gaussiano ou suas quatro primeiras ordens de derivação atendem plenamente aos limites estabelecidos pela máscara do FCC. Desta forma, estes pulsos não são as melhores escolhas para a aplicação UWB desejada.

A Figura 14(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de quinta ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC a níveis de emissão abaixo de -100dBm. Além disso, esse pulso apresenta melhor compatibilidade com a máscara interna do FCC, quando comparado com os pulsos de menor grau de derivação.

Figura 14 - Pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; CHANG, 2005).

A Figura 14(b) apresenta o pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação, e pode ser obtido pela expressão,

$$g^{(5)}(t) = A \left(-\frac{t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (8)$$

A Figura 15(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de sexta ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC e assim como o pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação, apresenta boa compatibilidade com a máscara da FCC.

Figura 15 - Pulso Gaussiano de 6ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003).

A Figura 15(b) apresenta o pulso Gaussiano de 6ª ordem de derivação, que pode obtido pela expressão,

$$g^{(6)}(t) = A \left(\frac{t^6}{\sqrt{2\pi}\sigma^{13}} - \frac{15t^4}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{45t^2}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (9)$$

A Figura 16(a) ilustra a PSD do pulso Gaussiano de sétima ordem de derivação, onde se observa a ausência da componente DC e boa compatibilidade com a máscara da FCC.

Figura 16 - Pulso Gaussiano de 7ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso; (b) Pulso no domínio do tempo (SHENG, 2003; EL-GABALY, 2011).

A Figura 16(b) apresenta o pulso Gaussiano de 7ª ordem de derivação, que pode ser obtido pela expressão,

$$g^{(7)}(t) = A \left(-\frac{t^7}{\sqrt{2\pi}\sigma^{15}} + \frac{21t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{13}} - \frac{105t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{105t}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} \right) e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (10)$$

Figura 17 - Níveis de emissão das diversas ordens de derivação do pulso Gaussiano (SHENG *et al.*, 2003)

Com esse estudo, notou-se que os diversos níveis de emissão do pulso Gaussiano em suas sete primeiras ordens de derivação, como ilustrado na Figura 17, podem diminuir a banda ocupada a partir do incremento da ordem de derivação e o oposto também é válido, ao decrementar a ordem de derivação, aumenta-se a banda ocupada (SHENG *et al.*, 2003; CHANG, 2005; EL-GABALY, 2011).

2.1.3 Pulso escolhido

Com base na fundamentação teórica apresentada na Seção 2.1.2, é possível observar que embora o pulso Gaussiano seja um candidato por natureza à utilização em sistemas UWB, sem os devidos cuidados o mesmo pode não se enquadrar plenamente nos requisitos estabelecidos pela FCC. Desta forma, dos oito pulsos estudados, o pulso Gaussiano e suas sete diferentes formas derivadas, é possível determinar que os de 5ª, 6ª e 7ª ordem de derivação atendem melhor aos requisitos da FCC. Vale ressaltar que cada incremento na ordem de derivação requer um aumento proporcional no grau de complexidade do circuito eletrônico necessário para gerar o pulso (TUAN *et al.*, 2007; MOREIRA *et al.*, 2011; DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

Sendo assim, optou-se por trabalhar com o pulso Gaussiano derivado em 5ª ordem, pois atende melhor a máscara do FCC que os cinco pulsos anteriores (Gaussiano e suas quatro primeiras ordens de derivação) e pode ser sintetizado por um circuito mais simples do que aquele necessário para sintetizar os pulsos de 6ª e 7ª ordem de derivação (DE OLIVEIRA *et*

al., 2012b; 2012c).

2.2 Feixe eletromagnético controlado por arranjo de antena

Pode-se definir um arranjo de antenas como a associação de duas ou mais antenas dispostas fisicamente próximas, de forma a se obter um diagrama de irradiação adequado à aplicação, o que não seria obtido através da utilização de apenas uma antena operando isoladamente (RIBEIRO, 2012).

Cada antena de um arranjo é denominada elemento da rede, que pode ser formado por elementos iguais ou diferentes, o que irá determinar a forma do diagrama de irradiação final. O campo final irradiado em qualquer lugar do espaço é equivalente à soma dos campos produzidos por cada um dos elementos e a potência do sinal irradiado em cada um, o que dá forma ao campo irradiado, para que seja atendida a necessidade demandada.

A direção de máxima irradiação, também conhecida como direção do lóbulo principal, pode ser dada através do ajuste de alguns parâmetros da rede, individual ou simultaneamente, sendo eles: amplitude dos sinais de excitação de cada elemento, dos tempos entre eles, de suas fases e pelo espaçamento entre os elementos. Esses parâmetros são variados de forma a encontrar um ajuste que privilegia irradiação para algumas regiões do espaço, em detrimento de outras, de maneira a controlar eletronicamente a formação do feixe (RIBEIRO, 2012; KRAUS, 1997; WOLFF, 1966).

Ao controle eletrônico da formação do feixe irradiado se dá o nome de *Active Beamforming* ou apenas *Beamforming*. Esta técnica consiste na formação controlada de feixe que serve para receber ou transmitir sinais a uma direção específica em detrimento e atenuação dos sinais a outras direções (VEEN; BUCKLEY, 1988).

Uma das principais vantagens da técnica *Beamforming* é o fato de se alterar a direção do feixe irradiado de maneira totalmente eletrônica, dispensando complicados sistemas mecânicos para realizar o movimento da antena (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012a, 2012b, 2012c; BALANIS, 2008; CHU; RODERICK; HASHEMI, 2007; KRAUS, 1997).

O princípio de operação do sistema *Beamforming* é ilustrado na Figura 18(a), onde um sistema de n -canais formados pela entrada do sinal de excitação (v_{ent}), um controlador de atraso programável (Seção 3.1), um gerador de pulso UWB (Seção 3.2) e por fim uma antena (Seção 3.3). Cada antena está posicionada a uma distância “ d ” da antena imediatamente ao lado e a direção do feixe irradiado é representada pelo ângulo θ entre o eixo de irradiação (cr), que corresponde ao produto do tempo de atraso pela velocidade de propagação da onda

eletromagnética no meio, e a perpendicular do alinhamento das antenas (Figura 18(b)) (ZHAO, 2009).

Figura 18 - Sistema *Beamforming* de n-canais. (a) Diagrama de n canais de um sistema onde cada canal é formado pela linha de entrada onde é injetado o sinal (V_{ent}), um controlador de atraso programável (PDC ou τ), um gerador de pulso UWB (PG) e por fim uma antena. (b) Detalhe do ângulo formado pela direção do feixe ($c\tau$) e a perpendicular do alinhamento das antenas separadas pela distância “d” (ZHAO, 2009).

Segundo Natarajan, Komijani e Hajimiri (2005), Jeon *et al.* (2008), Zhao (2009) e Khanh, Sasaki e Asada (2010), o atraso (τ_n) de um dado canal n pode ser obtido pela expressão,

$$\tau_n = (n - 1) \frac{d \sin \theta}{c} \quad (11)$$

E, segundo Natarajan, Komijani e Hajimiri (2005) e Zhao (2009), a amplitude, $S(t)$, no domínio do tempo da onda irradiada pode ser representada por,

$$S(t) = \sum_{k=0}^{n-1} A(t - \tau_k) \cos[\omega_c(t - \tau_k) + \varphi(t - \tau_k)] \quad (12)$$

onde $A(t)$ e $\varphi(t)$ representam a amplitude e a fase da onda e ω_c a frequência central.

2.3 Projeto de circuitos integrados assistido por computador

No que diz respeito ao projeto de circuitos eletrônicos convencionais, ou seja, circuitos formados por pontes ou placas de circuito impresso com diversos componentes discretos

(resistores, capacitores, transistores, indutores, diodos, dentre outros), após os primeiros esboços do projeto pode-se implementar protótipos do circuito projetado, com intuito de se estudar o funcionamento através de medições e testes que servem para aperfeiçoar o projeto, estudar efeitos indesejados e realizar a análise como um todo.

A mesma metodologia seria difícil de ser empregada na produção de circuitos integrados (CI), haja visto serem elevados os custos de fabricação, o que abre uma lacuna no projeto de circuitos integrados. Esta lacuna pode ser suprimida pelo uso de programas de simulação com ênfase em circuitos integrados, ou da língua inglesa, *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*, doravante referidos neste trabalho pelo seu acrônimo Spice.

Segundo Tuinenga (1991), existem várias vantagens em se utilizar ambiente Spice para o projeto de CI, sendo elas:

- Antever o comportamento de um circuito;
- Variar parâmetros e configurações disponíveis com intuito de otimizar o desempenho da sua aplicação;
- Dispensar o uso de montagens experimentais para estudar o funcionamento do circuito;
- Evitar testes que danifiquem o circuito no caso do uso de componentes defeituosos ou fora de especificação.
- Ao contrário do projeto assistido por computador, se o protótipo não funcionar corretamente, haverá dificuldade para saber se a causa se deve a erro de projeto, a montagem incorreta ou danos ou especificações erradas de componentes.

O ambiente Spice utiliza análise nodal, o que garante o modelamento do circuito a um sistema matricial, tornando a análise do circuito basicamente em um trabalho de solução numérica do sistema de equações obtido (PEDERSON, 1984).

Com base nas diversas vantagens em seu utilizar o ambiente Spice, segue um breve estudo do referido ambiente de simulação.

2.3.1 Programas de simulação com ênfase em circuitos integrados

O programa Spice foi desenvolvido por Laurence W. Nagel na Universidade da Califórnia - Berkeley em 1972. Foi escrito inicialmente em FORTRAN IV, com algumas de suas rotinas de manipulação de matrizes escritas em Assembly (NAGEL, 1975). Hoje, as variantes do Spice, LTSpice por exemplo, são escritos em linguagem C (LINEAR, 2012) e

têm interfaces gráficas. Em geral, as simulações no ambiente Spice são realizadas com a combinação de três análises, sendo elas: Análise DC, Análise de transiente e Análise AC.

Segundo Mehl (2012), pela **análise DC** pode-se determinar o ponto de operação quiescente do circuito através da substituição de elementos capacitivos por circuitos abertos e elementos indutivos como circuitos fechados. Como resultado, a análise DC fornece as tensões em todos os nós, as correntes nas fontes de tensão independentes e a potência quiescente total dissipada no circuito.

Figura 19 - Ilustração da linearização de um transistor NMOS com base nos parâmetros extraídos do layout para um modelo linear. (a) Vista 3D do transistor. (b) Esquema elétrico do transistor. (c) Modelo linear (KIM, 2012).

Inicialmente se substitui todos os elementos não lineares do circuito por modelos linearizados para simulação sob pequenos sinais, obtendo-se o ponto de operação do circuito. Por exemplo um transistor NMOS seria substituído por um modelo formado por um resistor, um capacitor e uma fonte de corrente, como ilustra a Figura 19 (KIM, 2012).

Figura 20 - Mapeamento das matrizes A, x e b e sua respectiva relação (KIM, 2012).

A partir da especificação das variáveis de saída e de uma fonte de entrada, o programa

Spice propõe a função transferência do circuito para pequenos sinais e constrói a matriz esparsa $\mathbf{A}$ com base nas duas leis de Kirchhoff, a matriz $\mathbf{x}$ e a matriz $\mathbf{b}$, com os parâmetros obtidos como ilustra a Figura 20.

Mehl (2012), salienta, ainda, que o ponto de operação do circuito pode ser calculado de forma iterativa com a variação dos valores de determinada fonte, com intuito de se obter as características de transferência DC do circuito.

Para frequência zero, ou seja, para analisar o comportamento no tempo “zero” é feita a resolução na forma direta pela análise DC como segue:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (13)$$

sendo assim, a análise DC é sempre realizada no instante inicial da **análise transiente**.

Para realizar a análise levando em conta os elementos não lineares (análise transiente), observa-se nas referências (MEHL, 2012; MITCHESON, 2012; KIM, 2012; NICHOLS *et al.*, 1994; HMURCIK *et al.*, 1990; LINDSTROM, BATES, 1988) o uso de algoritmos como Newton-Raphson, o que permite determinar a resposta do circuito em função de sinais variáveis no domínio do tempo. A resolução iterativa pelo método de Newton-Raphson é realizado por:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n - (\mathbf{f}(\mathbf{x}_n) \mathbf{f}'(\mathbf{x}_n)^{-1}) \quad (14)$$

Os coeficientes da série de Fourier de um sinal específico são obtidos por uma sub-rotina incorporada ao Spice, para se avaliar a taxa de distorção harmônica de um sinal em qualquer caso.

Finalmente, é possível também realizar a **análise AC** do circuito com o intuito de se determinar a resposta, no domínio da frequência, que pode ser apresentada em valores absolutos ou relativos (*dB*) ou apresentados na forma de diagramas com fase, componente imaginária e real pelos diagramas de Bode e de Nichols.

Características de ruído em componentes semicondutores podem ser analisadas pela análise AC através do modelamento matemático em fontes de ruído a cada um dos elementos, sendo computadas separadamente para a obtenção do ruído total dos valores eficazes das fontes de ruído individuais (MEHL, 2012).

2.3.2 Análise estatística por Monte Carlo

Conforme OrCAD (1998), para realizar uma análise de tolerância à variação dos

parâmetros de construção dos dispositivos semicondutores em função das variações próprias do processo, o que influi diretamente nas características elétricas do dispositivo, deve-se realizar simulações com parte ou todos os parâmetros do circuito variando aleatoriamente. Este modelo de análise estatística de Monte Carlo, realiza múltiplas análises (DC, AC, ou transient) verificando-se a resposta do circuito para checar sua tolerância.

2.4 Projeto de antenas assistido pelo Computador

Assim como no projeto de circuitos eletrônicos, a metodologia empírica de prototipação, sobretudo orientada a tentativa e erro, para determinar os vários parâmetros que constituem uma antena podem ser ineficientes e/ou dependerem da experiência do projetista.

Na área do estudo dos efeitos do eletromagnetismo, pode-se citar o artigo “*Finite Elements Solution of Saturable Magnetic Fields Problems*” de Silvester e Chari (1970) como um dos precursores, embora não o primeiro, da utilização do método de elementos finitos (*Finite Element Method* – FEM) para o desenvolvimento de resoluções de problemas eletromagnéticos, incluindo os de comportamento não linear (SILVESTER e CHARI, 1970).

Atualmente os programas de simulação eletromagnética usam várias técnicas de cálculo numérico para solucionar os problemas propostos. Um destes programas é o CST *Studio Suite* 2011, que usa a técnica de integração de elementos finitos (*Finite Integration Technique* – FIT) (CST, 2011).

2.4.1 Técnica de integração de elementos finitos

Proposto inicialmente por Weiland em 1976, o método numérico da técnica da integração elementos finitos, base do simulador eletromagnético de propósito geral CST *Microwave* 2011 utilizado nesta dissertação, fornece um método universal de discretização espacial aplicável a problemas eletromagnéticos de diversas naturezas, podendo ir de cálculos de campos estáticos à aplicações de alta frequência, tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência (CST, 2011).

Segundo as referências (CST, 2011; CLEMENS, WEILAND, 2001; WEILAND, 1996), o método numérico FIT discretiza na forma integral as equações de Maxwell, em vez da diferencial:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (15)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} \quad (16)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho \cdot dV \quad (17)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (18)$$

Para resolver numericamente estas equações, o programa define um domínio finito de cálculo onde é confinado o problema a ser resolvido; cria-se então um sistema de malha (*mesh*) tridimensional através da divisão do domínio em pequenos elementos (*grid cells*) (CLEMENS; WEILAND, 2001). Uma segunda malha ortogonal à primeira é criada. A discretização tridimensional das equações integrais de Maxwell é efetuada com base nos dois sistemas de malha ortogonal como mostra a Figura 21 (CST, 2011; WEILAND, 1996).

Figura 21- Discretização do domínio do problema eletromagnético em malhas ortogonais (CST, 2011; WEILAND, 1996).

Os campos elétricos tangenciais (**e_i**) e o fluxo magnético perpendicular (**b_j**) são alocados

na primeira malha enquanto os campos magnéticos tangenciais ($\mathbf{h}_j$) e o fluxo elétrico perpendicular ($\mathbf{d}_j$) são alocados na segunda malha. Feito isso, aplicam-se as equações de Maxwell para cada uma das superfícies do hexaedro (CST, 2011; WEILAND, 1996).

Figura 22 - Ilustração das etapas de aplicação das equações de Maxwell nas faces do hexaedro (CST, 2011; WEILAND, 1996).

Com base na Lei de Faraday, a integral de linha pode ser reescrita como a soma das quatro tensões da malha sem introduzir erros suplementares além dos erros da discretização. Em seguida, a variação do fluxo magnético, definido ortogonalmente na face em questão, é representada pela derivada temporal do fluxo magnético que é equivalente a soma das tensões realizada anteriormente. Repetindo o procedimento para todas as faces disponíveis, incluindo a segunda malha, obtém-se o conjunto completo de equações de Maxwell na forma matricial (EGM) (CST, 2011; CLEMENS; WEILAND, 2001; WEILAND, 1996):

$$\mathbf{C}\mathbf{e} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{b} \quad (19)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{h} = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{d} + \mathbf{j} \quad (20)$$

$$\tilde{\mathbf{S}}\mathbf{d} = \mathbf{q} \quad (21)$$

$$\mathbf{S}\mathbf{b} = 0 \quad (22)$$

Deve-se salientar que a discretização espacial por um algoritmo numérico pode provocar instabilidade após muitas iterações. Entretanto a CST, (2011) afirma que com base nas relações fundamentais apresentadas, pode-se mostrar que o método FIT não afeta a estabilidade, pois o conjunto de EGM mantém a energia e conservação de carga (CST, 2011; WEILAND, 1996).

Finalmente, são aplicadas as relações materiais. Tais relações apresentam uma inevitável imprecisão numérica, devido ao processo de discretização espacial. Ao se definir as relações entre tensões e fluxos, seus valores integrais são aproximados ao longo das bordas da rede e as áreas das células, respectivamente. Consequentemente, os coeficientes resultantes dependem dos parâmetros dos materiais envolvidos, bem como sobre a resolução espacial da malha, resultando em suas matrizes correspondentes (BARTSCH, 1992).

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \varepsilon \vec{E} & \mathbf{d} &= \mathbf{M}_\varepsilon \mathbf{e} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} & \Rightarrow & \mathbf{b} = \mathbf{M}_\mu \mathbf{h} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} + \vec{J}_s & \mathbf{j} &= \mathbf{M}_\sigma \mathbf{e} + \mathbf{j}_s\end{aligned}$$

Todas as equações na forma matricial estão disponíveis para resolver problemas eletromagnéticos, de forma discretizada em malhas tridimensionais (CST, 2011; CLEMENS, WEILAND, 2001; WEILAND, 1996; BARTSCH, 1992).

O CST MW 2011 conta com três diferentes solucionadores para alta frequência, sendo eles: O *Transient Solver*, utilizado ao longo desta dissertação; o *Frequency Domain Solver*; e por fim o *Eigenmode Solver*.

A seguir será apresentado o mecanismo de funcionamento do *Transient Solver* e os demais solucionadores não serão abordados nesta seção.

2.4.2 Solucionador de transiente

Segundo a CST (2011), o *Transient Solver* permite a simulação do comportamento eletromagnético de um dado problema em uma ampla faixa de frequência com apenas uma iteração computacional. Como resultado, tem-se um solucionador rápido para a maioria dos problemas dirigidos, em especial para análise com limites abertos ou de grandes dimensões.

O *Transient Solver* utiliza os dados discretizados pelo método FIT para resolver a análise do problema proposto, substituindo as derivadas temporais por diferenças centrais produzindo a formulação explícita para o caso de perdas:

$$\mathbf{e}^{n+1/2} = \mathbf{e}^{n-1/2} + \Delta t \mathbf{M}_\varepsilon^{-1} [\tilde{\mathbf{C}} \mathbf{M}_\mu^{-1} \mathbf{b}^n + \mathbf{j}_s^n] \quad (23)$$

$$\mathbf{b}^{n+1} = \mathbf{b}^n - \Delta t \mathbf{C} \mathbf{e}^{n+1/2} \quad (24)$$

Com base nas relações referidas nas equações (23) e (24), os valores são obtidos através dos valores de tensão elétrica e fluxo magnético, sendo inicialmente desconhecidos e podendo ser calculadas alternadamente no tempo pelo método *leap-frog* (salto de sapo), como ilustra a Figura 23.

Figura 23 - Ilustração da aplicação do método *leap-frog* para cálculo dos potenciais elétricos e fluxos magnéticos no domínio do tempo (CST, 2011).

Esquemas de integração explícitas no domínio do tempo são condicionalmente estáveis. O limite de estabilidade para o intervalo de tempo Δt pode ser obtido pelo critério *Courant-Friedrichs-Levy* (CFL) como segue (CST, 2011):

$$\Delta t \leq \frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (25)$$

As Seções 2.3 e 2.4 apresentaram as principais ferramentas matemáticas utilizadas pelos simuladores utilizados para o desenvolvimento do sistema conceitual de radar proposto no CAPÍTULO 3.

CAPÍTULO 3

- O SISTEMA

Este capítulo apresenta o sistema transmissor de radar de impulso proposto, além dos detalhes de cada um de seus blocos, sendo estes compostos de múltiplos canais independentes e iguais, formados por um controlador de atraso programável (PDC ou τ), um gerador de pulso UWB (PG) e uma antena Vivaldi.

Diferente do sistema de radar por varredura mecânica, onde o movimento do lóbulo principal se dá através do movimento de revolução de toda a antena como ilustrado na Figura 24(a), o sistema proposto nesta dissertação usa a técnica de arranjo temporizado (*Timed-array*). No sistema de radar por varredura mecânica, o pulso é gerado em um único canal, ilustrado na Figura 24(b), que estimula a antena em diferentes instantes de tempo onde em cada um, a antena está em uma posição diferente devido à sua velocidade angular (ω) constante, o que produz a mudança de direção do lóbulo principal, como ilustrado na Figura 24(c).

No sistema de radar *Timed-array*, ilustrado na Figura 24(d), obtêm-se várias vantagens em comparação ao sistema de radar por varredura mecânica. Como não há a necessidade de se movimentar a antena, é dispensado o uso de complicados sistemas mecânicos, o que minimiza a manutenção e aumenta a confiabilidade do sistema.

Outro ponto vantajoso está relacionado à varredura mais ágil, pois no sistema de arranjo de antenas temporizadas, a varredura é feita de forma eletrônica onde há dois ou mais canais independentes que podem ser estimulados pelo mesmo pulso (pulso *a* da Figura 24) podendo ser atrasado em cada PDC, o que poderá gerar defasagens entre os sinais que chegam às antenas, como ilustrado na Figura 24(e) o que produzirá diferentes direções de propagação para o lóbulo principal, como ilustra a Figura 24(f) (DE OLIVEIRA; *et al*, 2012b, 2012c; CHU; RODERICK; HASHEMI, 2007).

Figura 24 - Comparação ilustrativa entre radar de varredura mecânica convencional (a) e o radar de varredura eletrônica (d) proposto neste trabalho. Observa-se que, diferentemente dos pulsos sincronizados do radar convencional (b), os pulsos do radar por varredura eletrônica (e) são defasados o que gera a diretividade do lóbulo principal sem a necessidade de movimento da antena e pode ser visto nos diagramas de radiação (c) e (f) respectivamente.

Ao se associar antenas em arranjo obtêm-se características interessantes, sendo elas, maiores ganho e diretividade em relação a um elemento irradiador isolado. O arranjo pode ser estruturado de várias maneiras diferentes para atender às aplicações UWB. Neste arranjo de antenas geometricamente similares, existem várias maneiras para moldar o diagrama de irradiação, sendo eles: o deslocamento relativo entre os elementos, amplitude relativa, fase de excitação relativa entre os elementos (obtido pelas técnicas de *phased-array* ou *timed-array*), diagramas de irradiação individuais de cada antena do arranjo e pela configuração global do

arranjo (ALLEN *et al.*, 2007). Detalhes sobre o arranjo aqui proposto são apresentados na Seção 3.4. Na sequência, cada bloco do sistema transmissor proposto é explicado, incluindo o arranjo de antenas.

3.1 Controlador de atraso programável

Controladores de atraso programável (*Programmable Delay Control* - PDC) são normalmente caracterizados de forma a modificar os tempos de subida e descida de sinais digitais ou demais sinais de transição do circuito integrado (*CI*). No PDC, o atraso gerado entre a transição de saída e a de entrada pode ser controlado de forma analógica ou digital. Na forma analógica, o atraso pode ser controlado por meio da variação de uma tensão de controle analógica, permitindo um nível de ajuste contínuo do atraso (ROTHERMEL, DELL'OVA, 1993). Já na forma digital, pode-se obter o controle do elemento de atraso por níveis de tensão discreta (CHIANG, CHEN, 1999), ou por variação discreta da capacitância (BARONTI *et al.*, 2004).

Há várias aplicações para circuitos do tipo PDC, por exemplo em circuitos de osciladores controlados digitalmente (CHIANG, CHEN, 1999), circuitos *Phase-Locked Loops* - PLL (RAZAVI, 1996), circuitos *Delay-locked Loops* (WANG, KAO, LIU, 2006) e circuitos CMOS VLSI de alta performance, tais como microprocessadores e memórias dinâmicas (KIM, 2009). Nota-se que, em todas essas aplicações, o PDC é um componente essencial e sua precisão afeta diretamente o desempenho do circuito (NEJAD, SACHEDEV, 2005).

Para iniciar o projeto de um PDC, é necessário estudar algumas estruturas elementares de célula de atraso. Desta forma, segundo Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), é possível modelar o elemento básico de atraso como uma rede **RC** de primeira ordem, mostrada na Figura 25. O atraso que o transiente sofre ao se propagar em tal rede pode ser observado quando se aplica uma transição de nível lógico baixo para alto (V_{in} passando de 0 para V). É possível notar que o comportamento de resposta transiente deste circuito é exponencial e pode ser dado pela equação (26) (RABAEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002),

$$v_{out}(t) = \left(1 - e^{-t/RC}\right) \quad (26)$$

onde **R** é a resistência e **C** é a capacitância do nó de saída, ambos do elemento de atraso.

Figura 25 - Rede **RC** de primeira ordem (RABAHEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002).

Outro elemento básico de atraso é o inversor estático que, segundo Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), é o coração de todos os projetos digitais e seu símbolo é ilustrado na Figura 26(a).

Figura 26 - Inversor estático sendo (a) seu símbolo, (b) esquema elétrico com os dois transistores complementares e a capacitância do nó de saída (C_L) e modelo com chave do comportamento dinâmico do inversor estático com $V_{in}=0$ em (c) e $V_{in}=V_{dd}$ em (d) (RABAHEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002).

Conforme Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), o inversor estático é composto basicamente de dois transistores CMOS (Figura 26(b)), sendo um PMOS (M1p) e outro NMOS (M2n) e a capacitância do nó de saída (C_L) que é composta pelas capacitâncias de dreno dos transistores, pela capacitância da via metálica e pela capacitância das portas *fan-out*. Este modelo pode ser estudado com o auxílio do modelo de chaves, sendo o transistor CMOS considerado uma chave aberta (resistência infinita) para $|v_{gs}| < |v_t|$ e chave fechada (resistência finita) para $|v_{gs}| > |v_t|$.

Desprezando o tempo de transição da tensão na entrada (V_{in}), ou seja, considerando uma transição instantânea de nível lógico alto para baixo, doravante representada simplificada como $1 \rightarrow 0$ (Figura 26(c)), teremos um tempo de transição de $0 \rightarrow 1$ em V_{out} que será determinado pelo tempo de carga do capacitor C_L através da resistência de canal do transistor M1p (R_p). O oposto também é válido (Figura 26(d)), quando temos uma transição

na tensão de entrada V_{in} de $0 \rightarrow 1$, teremos uma relação do tempo de transição da tensão de saída V_{out} de $1 \rightarrow 0$ determinado pela relação R_n e C_L .

Desta forma, é possível definir que o tempo de propagação (t_p) do sinal é diretamente proporcional à capacitância C_L e a resistência $R_{(n \text{ ou } p)}$ e segundo Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), pode ser representado pela equação,

$$t_p = \ln(2) C_L \left(\frac{R_n + R_p}{2} \right) \quad (27)$$

É possível notar que R_n e R_p são consideradas, no modelo dinâmico, as resistências dos transistores NMOS e PMOS respectivamente, durante o instante de interesse. Desta forma, é possível afirmar que uma maneira de se obter um elemento básico de atraso ajustável seria através do uso do inversor estático com controle de ajuste da resistência dos canais dos transistores (Figura 27(a)), das capacitâncias (Figura 27(b)), ou ambas (Figura 27(c)).

Figura 27 - Diagrama de um elemento básico de atraso formado pelo inversor estático. (a) Ajuste do tempo pela variação da resistência, (b) da capacitância e (c) ambos.

Um inconveniente de se utilizar o inversor como elemento básico de atraso é o fato de que o mesmo inverte o sinal. Desta forma, embora haja realmente um atraso na propagação do sinal, o mesmo sofre inversão de nível lógico, o que nem sempre é interessante. Para solucionar esse problema, basta utilizar um arranjo de dois inversores ligados em série, embora nesse caso, além da capacitância de carga (C_L), deve-se levar em consideração a capacitância de porta (C_g) de entrada do inversor de saída, que irá influenciar diretamente no tempo de propagação do sinal e ambas são proporcionais às dimensões das portas dos transistores, desta forma Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002) definiram,

$$C_{int} = \gamma C_g \quad (28)$$

onde C_{int} é a capacitância intrínseca da saída do inversor e γ é o fator de proporcionalidade relacionado com a tecnologia de processo e que em geral é próxima de 1 na maioria das tecnologias (RABAEY, CHANDRAKASAN, NIKOLIC, 2002).

Figura 28 - Elemento de atraso formado por dois inversores estáticos (a) e suas respectivas formas de ondas ilustradas (b).

No caso em que dois inversores estáticos iguais são associados (Figura 28(a)) para criar um elemento de atraso, o problema da inversão do sinal pode ser solucionado. Entretanto, devem ser consideradas novas características que irão influenciar o t_p . Neste caso, considera-se que o t_p será diretamente proporcional ao tempo de atraso intrínseco dos inversores (t_0) e segundo Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), pode ser dado pela expressão,

$$t_p = \ln(2) C_L \left(\frac{R_n + R_p}{2} \right) \left(2 + \frac{C_{g2}^2 + C_{g1} C_L}{C_{g1} C_{g2}} \right) \quad (29)$$

o que indica que o tempo de propagação será maior que o dobro do tempo de propagação de um elemento básico formado com um inversor estático, uma vez que, além de se considerar as capacitâncias isoladas de cada inversor, deve-se também considerar as capacitâncias de porta mais a capacitância da via entre os dois inversores. O resultado do atraso nesta topologia pode ser visto na ilustração da Figura 28(b) onde a transição de V_{linha} ocorre depois da transição de V_{in} e antes da transição de V_{out} , sendo que V_{out} agora não mais está invertido em função de V_{in} .

Encontrado um elemento básico de atraso que não inverte o sinal de saída em função de sua entrada, pode-se criar um elemento de atraso variável, através da variação de qualquer uma de suas características resistivas, capacitivas ou ambas.

A Figura 29(a) ilustra a topologia do elemento básico de atraso formado por dois inversores estáticos ligados entre si através de uma linha interna com uma capacitância à V_{ss} que pode ser variada para se obter diferentes tempos de atraso, uma vez que esta capacitância influi diretamente no tempo de subida e descida da tensão V_{linha} . Uma vez escolhida a característica elétrica que será utilizada para controlar o atraso, agora se faz necessário escolher o tipo de capacitor variável.

Figura 29 - Elemento de atraso variável formado por dois inversores estáticos (a) e suas respectivas formas de ondas ilustradas (b).

Por questões de projeto, foi especificado que o controle deveria ser feito de forma discreta (digital) com ao menos 2^4 níveis diferentes de capacitâncias. Sendo assim, foi proposto um capacitor controlado digitalmente com 4 bits de controle para integrar o controlador de atraso programável, como ilustra a Figura 30(a). O detalhe do capacitor discretamente ajustável é ilustrado na Figura 30(b), onde todos os quatro transistores NMOS possuem largura de canal (W) igual a $0,7\mu\text{m}$ e comprimento (L) de $0,18\mu\text{m}$ e os capacitores são todos múltiplos de $1,5\text{fF}$. A Figura 30(c) ilustra o símbolo do PDC proposto.

Figura 30 - (a) Controlador de atraso programável de 4 bits, o (b) detalhe esquemático do capacitor variável e (c) símbolo do PDC proposto (DE OLIVEIRA; ASCAMA; VAN NOIJE; KOFUJI; MOREIRA, 2012).

3.2 Gerador de Pulso UWB

Alguns aspectos foram levados em consideração no início do projeto do gerador de pulsos UWB e são listados a seguir:

- O primeiro aspecto observado antes de propor o gerador de pulsos UWB (PG) foi saber a forma do pulso desejada.
- Escolher um pulso cuja sintetização seja feita por um circuito de menor complexidade possível, quando comparado ao circuito eletrônico necessário para gerar o pulso Sinc.

3.2.1 Topologia de Gerador de Pulso no estado da arte

Kim *et al.* (2004; 2010) propuseram uma topologia de geração de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação que consiste nos seguintes estágios: retificador de onda quadrada, gerador digital de pulso triangular e finalmente o estágio de saída. O diagrama em blocos do funcionamento do gerador de pulso é ilustrado na Figura 31. O diagrama mostra que o pulso de excitação temporalmente variável e de forma arbitrária entra no primeiro bloco que é responsável por conformar o sinal de entrada em uma onda quadrada.

Figura 31 - Topologia do gerador de pulso Gaussiano de 5ª Ordem de derivação proposto por (KIM *et al.*, 2004; KIM *et al.*, 2010).

Após a retificação da onda na forma quadrada, a mesma entra simultaneamente no primeiro gerador de pulso triangular (PG-1), no inversor 1 e no inversor 2. No segundo instante, o PG-1 gera um pulso triangular invertido de curta duração que excita o estágio de saída (+), simultaneamente à forma de onda quadrada que passou no inversor 1 excita o segundo gerador de pulso triangular (PG-2) ao mesmo tempo que o sinal de saída do segundo inversor excita o terceiro inversor. No terceiro instante, o PG-2 gera um pulso triangular de curta duração que excita o estágio de saída (+), simultaneamente o sinal que sai do inversor 3 excita o PG-3 e o inversor 4. Logo após, o PG-3 gera um pulso triangular invertido que excita o estágio de saída (+) ao mesmo tempo em que o inversor 4 excita o último gerador de pulso triangular (PG-4), que alguns instantes depois gera o último pulso triangular de curta duração que excita o estágio de saída (+), que somou todos os pulsos triangulares de maneira a sintetizar o pulso Gaussiano derivado na 5ª ordem de derivação. Esta topologia pode ser observada em diversas referências na literatura (KIM *et al.* 2004; 2010; TUAN *et al.*, 2007; XIE *et al.* 2008).

Uma atualização da topologia proposta inicialmente por Kim *et al.* (2004) pode ser observada nos trabalhos de Bo *et al.* (2009a, 2009b), onde é adicionado um estágio de atraso, apresentado na Figura 32. Este novo estágio é formado por elementos de atraso fixo ($\Delta\tau$) ligados em série e é utilizado em substituição dos inversores do gerador de pulsos proposto Kim *et al.* (2004).

Nesta nova topologia, o gerador de pulso triangular possui duas entradas que comparam a diferença de fase dos sinais de entrada e gera um pulso triangular com largura proporcional ao atraso entre os dois sinais que excitam o PG.

Figura 32 - Topologia do Gerador de pulso Gaussiano de 5ª Ordem de derivação proposto por (Bo *et al.*, 2009a, 2009b).

O funcionamento desta topologia se assemelha à de Kim *et al.* (2004), onde uma onda quadrada entra na primeira porta do PG-1 e simultaneamente na entrada do $\Delta\tau$ -1. No segundo instante, o sinal sai do $\Delta\tau$ -1 e excita a segunda porta do PG-1, a primeira porta do PG-2 e a entrada do $\Delta\tau$ -2. Neste mesmo instante, PG-1 gera o primeiro pulso triangular que excita o estágio de saída (+) e instante por instante o mesmo ocorre com os demais estágios de forma a gerar os três últimos pulsos triangulares que somados no estágio de saída (+) geram o pulso Gaussiano derivado em 5ª ordem. Além dos trabalhos de Bo *et al.* (2009a,b), pode-se citar o uso da mesma topologia nos trabalhos de Moreira, van Noije, Silveira, Kofuji, Sassaki, (2011) e De Oliveira; Ascama; Van Noije; Kofuji; Moreira (2012).

Bloco	Formador de onda quadrada	PG	PG	PG	PG	Estágio de saída
Referência						
(KIM et al., 2004) (TUAN et al., 2007) (XIE et al., 2008)				--	--	
(BO et al., 2009)		--	--			
(MOREIRA; VAN NOIJE; SILVEIRA; KOFUJI; SASSAKI, 2011)	--	--	--			
(DE OLIVEIRA; ASCAMA; VAN NOIJE; KOFUJI; MOREIRA, 2012)	--	--	--			

Figura 33 - Circuitos de cada bloco. A primeira coluna apresenta a(s) referência(s) que utiliza(m) o bloco, a primeira linha apresenta os blocos, a segunda coluna refere-se ao circuito conformador de onda quadrada, da terceira à sexta coluna apresentam-se os vários geradores de pulso e a última coluna apresenta o estágio de saída.

A Figura 33 apresenta cada bloco utilizado nos geradores de pulso UWB discutidos anteriormente bem como seus respectivos circuitos.

Observa-se na Figura 33 que dos trabalhos de Kim *et al.*, (2004), Tuam *et al.*, (2007), Xie *et al.*, (2008), Bo *et al.*, (2009), Moreira, van Noije, Silveira, Kofuji, Sasaki, (2011) e De Oliveira, Ascama, van Noije, Kofuji, Moreira, (2012), com exceção dos dois últimos, todos usam o mesmo conformador de onda quadrada, apenas os três primeiros utilizam geradores de pulso triangular com uma entrada apenas, ao contrário dos três últimos que usam com duas entradas. Finalmente, os quatro primeiros usam o mesmo circuito do estágio de saída, enquanto que o último utiliza um estágio formado apenas com transistores PMOS e o penúltimo com NMOS.

3.2.2 Proposta da nova topologia

Ao analisar as topologias estudadas na Seção 3.2.1, é possível perceber que há certa redundância dos sinais utilizados para alimentar o estágio de saída. Nota-se que todos os circuitos tem topologia semelhante, que está ligada ao fato de que primeiro se gera um controle do fluxo da onda quadrada por uma linha de atraso que por sua vez alimentará cada um dos quatro geradores de pulso triangular. Esta topologia exige quatro elementos de atraso e quatro elementos geradores de pulso triangular, além do conformador de onda quadrada e o estágio de saída.

Apresentamos uma topologia (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b, 2012c) que requer apenas um (em contraste a quatro) gerador de pulso triangular e três (em contraste a quatro) elementos de atraso, como observado na topologia da Figura 34.

Figura 34 - Topologia do novo gerador de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação proposto (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b,c)

A ideia é, ao contrário das topologias anteriores, gerar o pulso triangular e só depois propagá-lo na linha de atraso que irá excitar o estágio de saída. Neste caso, o sinal de entrada passa pelo conformador de onda quadrada em seguida excita o gerador de pulso triangular que em seguida excita a primeira entrada do estágio de saída e a entrada do primeiro elemento de atraso, daí em diante cada elemento de atraso, que estão ligados em série, excita simultaneamente o elemento seguinte e/ou o estágio de saída (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b, 2012c).

A seguir será apresentado cada um dos circuitos que formam o gerador de pulso UWB proposto para integrar o sistema transmissor objetivo desta dissertação.

3.2.2.1 Formador de onda quadrada

Este subsistema (formador de onda quadrada) representa o primeiro bloco do diagrama apresentado na Figura 34 e é utilizado com o intuito de retificar uma onda de entrada em uma onda quadrada de maneira a garantir que o bloco seguinte, o gerador de pulso triangular, seja excitado por uma onda quadrada, garantindo assim o adequado funcionamento do mesmo.

O formador de onda quadrada, Figura 35(a), consiste de dois inversores estáticos idênticos ligados em série (KIM *et al.*, 2004).

Figura 35 - Formador de onda quadrada. (a) Bloco do subsistema. (b) Bloco lógico. (c) Circuito CMOS. (d) Layout. (KIM *et al.*, 2004; DE OLIVEIRA *et al.* 2012b,c).

A arquitetura lógica do formador de onda quadrada é ilustrada na Figura 35(b) e seu esquema elétrico é apresentado na Figura 35(c). O circuito consiste de dois inversores estáticos iguais ligados em série, ambos formados por um transistor pMOS com largura do canal (W) de $4\mu\text{m}$ e comprimento de canal (L) de $0.2\mu\text{m}$ e seu par complementar nMOS ($W=2\mu\text{m}$ e $L=0.2\mu\text{m}$), ambos operando como chave. A região do *layout* do gerador de pulso UWB proposto é apresentado na Figura 35(d).

A operação do circuito dá-se quando com um sinal de nível lógico baixo (V_{ss}) na entrada do circuito, a porta (*gate*) do transistor nMOS do primeiro inversor, este é reversamente polarizado enquanto o *gate* do transistor pMOS é diretamente polarizado. Desta forma, há um canal de resistência finita formado entre V_{dd} e a saída do primeiro inversor, enquanto o transistor nMOS forma um canal de alta impedância entre a saída do primeiro inversor e V_{ss} . Desta forma, a saída do primeiro inversor (a entrada do segundo) fica em nível lógico alto (V_{dd}).

Quando um sinal de nível lógico alto entra nos *gates* dos transistores do segundo inversor, polariza diretamente o *gate* do nMOS e reversamente do pMOS formando um canal de resistência finita entre a saída do segundo inversor e V_{ss} e um canal de alta impedância entre V_{dd} e a saída do segundo inversor, que é a saída do módulo formador de onda quadrada.

A condição de sinal de entrada em nível lógico alto irá condicionar nível lógico baixo na saída do primeiro inversor (entrada do segundo) que levará o nível lógico do segundo inversor para alto.

Figura 36 - Janela de configuração dos parâmetros de simulação do programa Microwind com o detalhe dos parâmetros de modelo MOS Empírico nível 3, variação de parâmetros de processo por Monte Carlo, adição de ruído no sinal de entrada de 100mV e detalhe de parte do arquivo netlist com a extração dos parâmetros.

Antes de apresentar os resultados das simulações *post-layout*, é apresentada uma nota sobre a forma como as mesmas foram conduzidas. Para realizar as simulações dos circuitos elétricos CMOS, foram realizadas as extrações dos parâmetros de capacitâncias parasitas pelo

programa Microwind e adicionadas ao esquemático do circuito no LTSpice. Outro aspecto importante para se salientar é que tanto no LTSpice quanto no Microwind foram utilizadas simulações de Monte Carlo para variar aleatoriamente os parâmetros de construção dos transistores. Assim, foi possível obter resultados de simulação levando-se em conta as tolerâncias do circuito a estas variações. Nas simulações *post-layout* realizadas no Microwind, foram ajustados os seguintes parâmetros de simulação: Modelo MOS nível 3, variação por Monte Carlo com distribuição normal de 20% (Figura 36). Para extração *post-layout* foi considerado o acoplamento lateral e vertical (LINEAR, 2012; SICARD, 2009).

A partir do conhecimento deste padrão de ajustes adotado, pode-se iniciar a análise dos resultados das simulações *post-layout*. A Figura 37 ilustra as formas de onda $v_{ent.}$, $v_{ent. inv.}$ e $v_{qua.}$ como o resultado da simulação.

Com base nestas simulações *post-layout* de Monte Carlo, é possível observar que o tempo de resposta do inversor proposto é por volta de 40ps (7,5 vezes mais rápido em comparação com a transição da onda senoidal de mesma frequência). Esta topologia de dois inversores estáticos iguais ligados em série conformou o sinal de entrada em uma onda quadrada.

Figura 37 - Forma de onda do sinal de entrada do bloco formador de onda quadrada ($v_{ent.}$) que passa pelo primeiro inversor estático ($v_{ent. inv.}$) e sai pelo segundo inversor estático ($v_{qua.}$) (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

3.2.2.2 Gerador de pulso triangular

O gerador de pulso triangular, Figura 38(a), usado neste trabalho é baseado no gerador de *Glitch* proposto por Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002) e foi utilizado para geração de pulsos triangulares em circuitos UWB pela primeira vez no trabalho de Zhang *et al.* (2007). Este circuito é o coração do circuito gerador de pulso UWB proposto neste trabalho. A Figura 38(b) apresenta o circuito do gerador de pulso triangular formado por uma simples rede de

realimentação e uma porta *E* estática, cujo circuito é apresentado em detalhe na Figura 38(c). As formas de ondas do gerador de pulso triangular são apresentadas na Figura 38(d).

Figura 38 - Gerador de pulso triangular. (a) Bloco do gerador de pulso triangular. (b) Circuito do gerador de pulso triangular. (c) Circuito da porta *E* estática. (d) Formas de onda do circuito gerador de onda triangular sendo a forma de onda quadrada ($v_{qua.}$), a onda interna do gerador no nó *x* entre o dreno do transistor *M4n* e o *gate* do transistor *M10n* (v_x) e o pulso triangular de saída (v_{pulso}) (RABAEY; CHANDRAKASAN; NIKOLIC, 2002; ZHANG *et al.*, 2007).

Quanto à operação do gerador de pulso triangular, observa-se que quando $v_{qua.}$ passa para nível lógico baixo (V_{ss}), a saída da porta *E* também vai para nível lógico baixo. Desta forma, o transistor nMOS *M4n* ($L=0.2\mu\text{m}$ e $W=1\mu\text{m}$) recebe em seu *gate* a realimentação da saída da porta *E* o que polariza reversamente alterando seu comportamento de condução para um canal de alta-impedância (*off*).

A capacitância parasita do nó *x* (C_x), formada pelas capacitâncias de dreno dos transistores *M4n* e *M3p* ($W=4\mu\text{m}$ e $L=0.2\mu\text{m}$), pela capacitância da via de metal e pelas capacitâncias de porta dos transistores *M10n* ($L=0.2\mu\text{m}$ e $W=3\mu\text{m}$) e *M6p* ($L=0.2\mu\text{m}$ e $W=6\mu\text{m}$), é carregada para V_{dd} pelo transistor pMOS *M3p*. No instante em que $v_{qua.}$ passa para nível lógico alto (V_{dd}), *M3p* passa a ter alta impedância em seu canal imediatamente e a porta *E* opera com um comportamento dinâmico devido a capacitância do nó *x* (C_x) e fica em nível lógico alto ($V_{pulso} = V_{dd}$) por um pequeno intervalo de tempo denominado atraso da porta *E* ou apenas τ_E , portanto *M4n* passa a ter seu canal conduzindo o que descarrega a capacitância do nó *x* (C_x). Quando a tensão v_x cai para um valor menor que a tensão de limiar da porta *E* (V_{thE}), a saída da porta *E* vai para nível lógico baixo ($V_{pulso} = V_{ss}$) novamente, resultando em um pulso triangular (v_{pulso}).

Considerando-se que a impedância do canal de *M4n* é R_{ON} quando o mesmo está com seu *gate* diretamente polarizado, Zhang *et al.* (2007) e Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002) consideraram que,

$$V_x(t) = V_{dd} \times e^{-t/R_{ON}C_x} \quad (30)$$

Quando $v_x(t)$ muda para um valor menor que v_{thE} , a saída da porta **E** vai para nível lógico baixo (V_{ss}) e corta a condução do canal de **M4n** após um atraso de porta (τ_E). Segundo Zhang *et al.* (2007), o tempo de descarga é dado por,

$$\tau_D = R_{ON}C_x \ln \left(V_{dd}/V_{thE} \right) \quad (31)$$

e segundo Zhang *et al.* (2007) e Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), a largura do pulso triangular (τ_{tp}) é igual à soma do tempo de atraso da porta **E** (τ_E) com o tempo de descarga determinado pela expressão,

$$\tau_{tp} = \tau_E + \tau_D = \tau_E + R_{ON}C_x \ln \left(V_{dd}/V_{thE} \right) \quad (32)$$

Pode-se concluir que a largura do pulso está relacionada às seguintes características do circuito:

- Atraso da porta **E** (τ_E);
- Capacitância do nó **x** (C_x); e
- Resistência do canal do transistor **M4n** (R_{ON});

R_{ON} não é constante, uma vez que v_{pulse} é variável, e simulações mais exaustivas podem ser necessárias se o objetivo for obter um valor preciso para a largura do pulso.

3.2.2.3 Circuito de atraso fixo

O circuito de atraso fixo, Figura 39(a) é formado por três inversores estáticos idênticos ligados em série, como apresentado na Figura 39(b). A Figura 39(c) apresenta o esquema elétrico e a Figura 39(d) apresenta em detalhe a área correspondente aos três primeiro inversores. Como os três inversores são idênticos, assim também serão as dimensões adotadas ($W=4\mu m$ e $L=0,3\mu m$) para todos.

Neste elemento de atraso fixo há uma particularidade. O sinal de entrada v_e ao atravessar o elemento, além de sofrer um atraso, é invertido ($v_{atr.}$) devido a topologia formada por número ímpar de inversores.

Figura 39 - Circuito de atraso fixo. (a) Bloco de atraso fixo. (b) Circuito lógico do atraso fixo. (c) Esquema elétrico do atraso fixo. (d) Parte do *layout* do gerador de pulso onde há em detalhe os três inversores que formam o atraso fixo.

O tempo de atraso final (t_{af}) que o sinal sofrerá está relacionado à resistência de cada transistor quando em condução, bem como às capacitâncias de porta (C_g) e de saída (C_L). Com base nos estudos de Rabaey, Chandrakasan e Nikolic (2002), assumindo uma constante de proporcionalidade unitária, pode ser aproximado pela expressão,

$$t_{af} = \ln(2) C_L \left(\frac{R_n + R_p}{2} \right) \left(3 + \frac{C_{g2}^2 C_{g3} + C_{g1} (C_{g3}^2 + C_{g2} C_L)}{C_{g1} C_{g2} C_{g3}} \right) \quad (33)$$

3.2.2.4 Estágio de saída

A Figura 40 apresenta o estágio de saída na forma de bloco funcional (Figura 40(a)), esquema elétrico do circuito do estágio de saída (Figura 40(b)) e o detalhe do *layout* do estágio de saída (Figura 40(c)). O estágio de saída foi implementado com dois circuitos do tipo *charge-pumps*, onde cada um consiste de um par de transistores CMOS (M17p – M18n e M19p – M20n). As saídas dos dois *charge-pumps* são interconectadas e as quatro entradas do circuito de saída estão conectadas à saída do gerador de pulso triangular, e às três portas de saída de cada elemento de atraso fixo. As correntes de carga nas saídas dos *charge-pumps* são controladas pela largura dos pulsos “0” aplicados nos *gates* dos transistores M17p ($W=2\mu\text{m}$ e $L=0,2\mu\text{m}$) e M19p ($W=6\mu\text{m}$ e $L=0,2\mu\text{m}$) e dos pulsos “1” aplicados nos *gates* dos transistores M18n ($W=6\mu\text{m}$ e $L=0,2\mu\text{m}$) e M20n ($W=2\mu\text{m}$ e $L=0,2\mu\text{m}$) combinado com o devido dimensionamento dos transistores.

Figura 40- Estágio de saída. (a) Bloco do estágio de saída. (b) Esquema elétrico do circuito do estágio de saída. (c) Parte do *layout* do gerador de pulso com o detalhe do estágio de saída.

Como resultado, um pulso de 5ª ordem de derivação do pulso Gaussiano é gerado na saída. A corrente que passa pelo capacitor de acoplamento (C) é controlada pelos transistores do *charge-pump* cujas dimensões foram modificadas até se encontrar a forma adequada do pulso UWB (KIM *et al.*, 2004; TUAN *et al.*, 2007).

3.2.2.5 Layout proposto

A Figura 41 apresenta o *layout* do gerador de pulso UWB proposto sem os PADs, criado a partir do Microwind, que ocupa uma área de $24 \times 48 \mu\text{m}^2$. A Figura 42 apresenta o *layout* completo incluindo os PADs, ocupando uma área total de $119 \times 155 \mu\text{m}^2$.

Figura 41- *Layout* do circuito gerador de pulso UWB de 5ª ordem de derivação.

Figura 42 - *Layout* do circuito gerador de pulso UWB proposto com os Pads.

3.2.2.6 Circuito e simulações *post-layout* gerador de pulso proposto

A Seção 3.2.2 apresenta uma nova proposta de topologia, de forma a reduzir a topologia existente no estado da arte, sem comprometer o funcionamento e robustez. A Figura 43 apresenta o circuito segundo a nova proposta de topologia para geração de pulso UWB. Nele observa-se que o formador de onda quadrada (Figura 43(a)) foi mantido, entretanto, ao invés de conectá-lo à entrada de uma linha de atraso, como na topologia clássica, o mesmo foi conectado ao gerador de pulso triangular (Figura 43(b)).

O sinal de entrada (v_e) utilizado durante as simulações para teste do circuito gerador de pulso UWB foi uma onda senoidal com amplitude de 2Vpp, com frequência de 1,6GHz e uma componente DC de 1V. O sinal v_e entra no circuito formador de onda quadrada, cujo circuito é apresentado em detalhe na Figura 35(c), onde dois inversores estáticos estão ligados em série, e o sinal de saída ($v_{qua.}$) do formador de onda quadrada é uma onda quadrada que sai com um atraso médio de 70ps.

Figura 43 - Novo gerador de pulso UWB de 5ª ordem de derivação Gaussiana proposto. (a) Formador de onda quadrada. (b) Gerador de pulso triangular. (c) Linha de atraso fixo. (d) Estágio de saída. (e) Antena (Carga). (f) Diagrama de tempo simplificado.

O sinal $v_{qua.}$ entra no circuito gerador de pulso triangular, detalhado na Figura 38(b), e após 56ps de atraso sai o pulso triangular v_{pulso} , com largura média de 92ps, que entra no inversor estático e que após 31ps em média, sai invertido como sinal v_a que possui uma largura média de 90ps. O sinal v_a entra simultaneamente na linha de atraso fixo (Figura 43(c)) formado por três elementos de atraso fixo e no estágio de saída (Figura 43(d)).

Na saída do primeiro estágio de atraso fixo, detalhado na Figura 39(c), o pulso triangular, de 75ps de largura média, v_b excita simultaneamente o segundo elemento de atraso fixo e o estágio de saída. Como saída do segundo estágio de atraso fixo, o pulso triangular, de 75ps de largura média, v_c entra simultaneamente no terceiro elemento de atraso fixo e no estágio de saída. Finalmente, a saída do terceiro elemento de atraso fixo, o pulso v_c com 72ps de largura média, excita o estágio de saída (Figura 43(c)).

O estágio de saída produz um pulso UWB com componente DC (v_e) que passa pelo capacitor C de 570pF utilizado para bloquear a componente DC e sai como o pulso semelhante a uma onda UWB Gaussiana derivada em quinta ordem com 90mVpp e 370ps de largura média. Por sua vez, o pulso entra no elemento de carga, que nesse caso é uma antena planar Vivaldi, cuja impedância característica é próxima a 50Ω e é representada no circuito conforme a Figura 43(e). O diagrama simplificado dos sinais é apresentado na Figura 43(f). O diagrama completo, incluindo as ondas da simulação de Monte-Carlo, é apresentado na Figura 44.

Figura 44 - Diagrama de tempo completo com as formas de onda da simulação de Monte-Carlo e suas respectivas médias em evidência. (a) Sinal de entrada (v_e) e o sinal após o formador de onda quadrada ($v_{qua.}$). (b) Pulso formado pelo gerador de pulso triangular (v_{pulso}). (c) Formas de onda triangulares que excitam o estágio de saída (v_a , v_b , v_c e v_d). (d) Pulso UWB da 5ª ordem de derivação sintetizado após a simulação.

As formas de onda média, sem os detalhes da simulação de Monte-Carlo, são apresentadas na Figura 45.

Figura 45- Diagrama de tempo completo com as formas de onda dos valores médios sem as ondas resultante da variação dos parâmetros por Monte-Carlo. (a) Sinal de entrada (v_e) e o sinal após o formador de onda quadrada (v_{qua}). (b) Pulso formado pelo gerador de pulso triangular (v_{pulso}). (c) Formas de onda triangulares que excitam o estágio de saída (v_a , v_b , v_c e v_d). (d) Pulso UWB da 5ª ordem de derivação sintetizado após a simulação.

A forma de onda do nível de emissão do pulso simulado é apresentada na Figura 46(a), onde o nível de emissão do pulso simulado é representado pela linha contínua e o nível de emissão do pulso teórico é representado em linha pontilhada. No domínio do tempo, é possível observar o pulso UWB Gaussiano de 5ª ordem de derivação na Figura 46(b), onde o pulso simulado é representado pela linha contínua e o pulso teórico é representado pela linha pontilhada.

Figura 46 - Pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação. (a) Nível de emissão do pulso simulado em linha contínua e pontilhada representando o pulso teórico; (b) Pulso simulado em linha contínua e teórico em linha pontilhada, ambos no domínio do tempo.

A Tabela 2 apresenta uma comparação de parâmetros entre o transmissor proposto e seus semelhantes consultados na literatura acadêmica.

Tabela 2 - Comparação de parâmetros entre transmissores UWB.

Parâmetros	Este trabalho	(TUAN, 2007)	(KIM, 2004)	(XIE, 2008)	(HE, 2010)
Ordem de derivação Gaussiana	5ª	7ª	5ª	5ª	5ª
Tecnologia (μm)	0.18	0.18	0.18	0.18	0.18
V_{dd} (V)	2	1.5	1.8	1.8	1.8
Taxa de repetição (PRR em MHz)	100	100	1	100	-
Largura do pulso (ps)	370	800	380	240	820
Amplitude do pulso (mV_{pp})	90	500	700	51	154
Energia consumida por pulso(J)	176fJ	4,7pJ	--	--	--
Potência por pulso (W)	475 μW	--	--	3,6mW	

3.3 Antena Vivaldi

A antena Vivaldi foi escolhida para este projeto, uma vez que preenche todos os requisitos para aplicação em arranjo e por possuir todas as características favoráveis aos efeitos de acoplamento mútuo e montagem do arranjo, sendo elas: geometria relativamente simples, baixo peso, grande largura de banda, alta eficiência, pequenas dimensões e alto ganho (SHIN, SCHAUBERT, 1999; YANG, WANG, FATHY, 2008).

A antena Vivaldi pertence à classe dos irradiadores aperiódicos, continuamente dimensionados por curvas exponenciais. Em teoria, uma antena Vivaldi tem um padrão de

irradiação uniforme sobre uma faixa de frequência ultra larga (GREENBERG, 2003; MEHDIPOUR; AGHDAM; DANA, 2007; YANG; WANG; FATHY, 2008), o que a torna uma ótima opção para aplicações UWB. Todas estas características favorecem a escolha da antena Vivaldi, que é uma pequena antena planar formada por uma linha de transmissão em microfita (*Micro Transition Line* - MTL) e um irradiador em abertura exponencial (Exponential Slot Line Radiator - ESLR) que serão detalhados respectivamente nas Seções 3.3.1 e 3.3.2.

3.3.1 Linha de transição em microfita

A MTL pode ser definida como uma linha de transição formada por um condutor em fita e uma superfície formando o plano terra, onde são isolados (separados) por um substrato estrutural (Figura 47(a)), usualmente com alta constante dielétrica ($\epsilon > 2$), separando o plano terra do condutor em fita, ambos constituídos por um fino filme de material metálico, em geral de cobre (BAHL, TRIVEDI, 1977; WHEELER, 1977).

Figura 47 - Linha de Transmissão em Microfita onde h e t são as espessuras do substrato e do condutor em fita respectivamente e w é a largura do condutor em fita (a). Representação da análise de um corte transversal de uma MTL com propagação quase-TEM (b) (BAHL; TRIVEDI, 1977).

Uma vez que as linhas de campo não são totalmente contidas no substrato (Figura 47(b)), o modo de propagação na linha em microfita não é puramente transversal eletromagnética (TEM), neste caso define-se como quase-TEM (BAHL, TRIVEDI, 1977; WHEELER, 1977).

De acordo com os trabalhos realizados por Bahl e Trivedi (1977), quando a relação entre w e h é maior que 1, a impedância característica (Z_0) e a constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) de uma linha de transmissão em microfita são dadas por:

$$Z_0 = \frac{120 \pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444)} \quad (34)$$

e

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 h/w\right)^{-1/2} \quad (35)$$

A impedância característica (Z_0) da antena proposta foi definida como 50Ω , para garantir casamento com o circuito, com os cabos e com os conectores. Para isso, foram adotados os seguintes parâmetros: O substrato escolhido foi Rogers RO3206, cuja constante dielétrica é de 6,15. A espessura (h) do substrato é de 1mm.

Para determinar a largura do condutor em microfita foi utilizada a rotina de cálculo de impedância características de linhas em microfita do CST MW 2011, tendo por entradas: a largura (w) da linha de transmissão em microfita, a espessura (h) do substrato e a sua permissividade (ϵ). Assim, a partir destes parâmetros, são calculadas a constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) e a impedância, o que levou aos valores de $w=1\text{mm}$ com $\epsilon_{eff} = 4,45$ (CST, 2011).

Finalmente, com base nos modelos teóricos e matemáticos propostos por Bahl e Trivedi, (1977) e Wheeler (1977), foi obtida uma impedância característica teórica de $48,4\Omega$ versus a impedância característica de $46,6\Omega$ resultante da simulação da antena no CST MW 2011. Vale ressaltar que, em ambos os casos, foi adotada uma largura de condutor em fita de 1mm por razões de resolução de processo de fabricação.

3.3.2 Irradiador em abertura exponencial

Após obter o melhor casamento de impedância entre o circuito e a MTL, o objetivo então foi idealizar o melhor irradiador entre a MTL e o meio de propagação (ar) de forma a garantir uma transição naturalmente suave do sinal elétrico em campo eletromagnético. Para melhor atender à necessidade de transição, considerou-se utilizar um irradiador em abertura exponencial, uma vez que isso garante uma impedância de largura de banda relativamente grande (GAZIT, 1988; SHIN; SCHAUBERT, 1999; YANG; WANG; FATHY, 2008).

A Figura 48(c) ilustra a curva da função exponencial, assim como os pontos inicial e final da curva para a obtenção da abertura exponencial do irradiador eletromagnético proposto.

Figura 48 - Antena Vivaldi proposta com detalhe da abertura exponencial do irradiador (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

A abertura do irradiador exponencial proposto é obtida segundo Yang, Wang e Fath (2008), por uma função exponencial dada pelas equações e tem como coeficiente (taxa) de abertura $R=0,105$ e seus pontos inicial e final são $P1_{(x_1, y_1)}$ e $P2_{(x_2, y_2)}$,

$$f(x) = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad (36)$$

onde

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (37)$$

e

$$c_2 = \frac{y_2 e^{Rx_2} - y_1 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (38)$$

A Figura 49 apresenta os parâmetros de projeto da antena Vivaldi proposta e as dimensões estão disponíveis na Tabela 3.

Figura 49 - Parâmetros do projeto da antena planar Vivaldi proposta (DE OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

Tabela 3 - Dimensões da antena Vivaldi proposta.

MTL de 50Ω	w		b		Unidades em mm	
	1,00		21,20			
Dimensões da antena	l	o	s	r	c	a
	57,60	22,66	7,89	13,40	1,90	34,60

3.3.3 Simulação da antena Vivaldi proposta

Segundo Balanis (2008), o parâmetro de projeto mais importante (mas não o único) a ser observado durante o projeto de uma antena como a Vivaldi é a perda por retorno (*return loss* – S_{11}) ou casamento, ou ainda conhecido como coeficiente de reflexão, que é a relação entre a onda refletida pela onda incidente na antena e pode ser observada na expressão,

$$|S_{11}| = \left| \frac{v_{inc}}{v_{ref}} \right| \quad (39)$$

Figura 50 - Perda por retorno da antena Vivaldi proposta com detalhe da faixa de melhor propagação acima de 5,27GHz.

Após simulação da antena Vivaldi proposta no CST MW 2011 observa-se que a mesma apresenta níveis de perda por retorno menores que -10dB após 5,27GHz (Figura 50), tendo a melhor faixa de frequência entre 5,5 e 8GHz.

Outro parâmetro a ser observado é o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), que é a relação entre a tensão máxima ($v_{máx}$), que é equivalente à soma da tensão que incide na antena com a tensão que é refletida da antena ($v_{inc} + v_{ref}$), e a tensão mínima ($v_{mín}$), que é a diferença entre v_{inc} e v_{ref} (BALANIS, 2008). Ainda segundo Balanis (2008), o VSWR também pode ser definido como a razão entre a soma de 1 pelo módulo do coeficiente de reflexão pela diferença de 1 pelo módulo do coeficiente de reflexão como mostra a expressão,

$$VSWR = \frac{v_{máx}}{v_{mín}} = \frac{v_{inc} + v_{ref}}{v_{inc} - v_{ref}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (40)$$

Da simulação da antena Vivaldi proposta, é possível obter-se o gráfico VSWR (Figura 51), que indica o melhor funcionamento da antena a após a frequência de 5,27GHz.

Além dos aspectos de transmissão do sinal, uma característica a ser observada se refere às propriedades de irradiação. Para saber a forma de irradiação de uma antena, deve-se estudar a densidade de potência por ela produzida. Para isso, em geral realizam-se experimentos e simulações dos pontos distantes (fixos) da antena com o intuito de determinar a densidade de potência em diferentes direções, e representa-se graficamente esse comportamento na forma de diagrama de irradiação da antena.

Figura 51 - Curva VSWR resultado da simulação da antena Vivaldi proposta com detalhe da frequência de 5,27GHz da qual o índice passa a ser menor que 2.

Do estudo da potência irradiada com base nas simulações realizadas da antena proposta, é possível representar graficamente a diretividade da antena através da Figura 52. Observa-se, a partir dos resultados apresentados na Figura 53 e Figura 54, que no plano de elevação a irradiação é quase simétrica, ou seja, a distribuição da densidade de potência de ambos os lados do eixo 0° é muito semelhante. Já no plano azimutal observa-se a não similaridade além do deslocamento de -9° da direção do lóbulo principal, isso devido a não similaridade elétrica das duas superfícies que formam o irradiador de abertura exponencial onde a superfície do plano terra acaba por refletir parte da energia na direção da superfície oposta.

Figura 52 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação no plano azimutal representado pela linha pontilhada e do plano de elevação pela linha contínua.

Figura 53 – Diagrama 3D de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação da vista superior (plano azimutal) onde se observa o desvio de 9° do lóbulo principal na direção oposta ao plano terra.

Figura 54 - Diagrama 3D de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta com detalhe da irradiação da vista lateral (plano de elevação) onde se observa a simetria do lóbulo principal.

3.4 Arranjo de antena Vivaldi

O arranjo de antenas Vivaldi 2x2 proposto foi baseado nos trabalhos de (DE OLIVEIRA; ASCAMA; VAN NOIJE; KOFUJI; MOREIRA, 2012).

Figura 55 - *Screen-shot* de parte da tela do programa CST MW 2011 com o arranjo de antenas Vivaldi 2x2 proposto e no canto inferior esquerdo o detalhe da cota "d" que é a distância entre as antenas no eixo x e y além de ser a largura da antena.

O arranjo proposto é chamado de 2x2, uma vez que foram utilizadas duas antenas para realizar o acoplamento de campos elétricos e duas para realizar acoplamento de campos magnéticos, de forma a proporcionar o devido controle em 3D. A Figura 55 apresenta a disposição das antenas, onde há o detalhe da distância “ d ” entre estas que corresponde aproximadamente a 36,3mm ou a $5/7$ do comprimento de onda a 6GHz, o que corresponde a largura de uma antena isolada do arranjo. Esta distância apresentou bons resultados de acoplamento e proporcionou uma montagem simples, compacta e simétrica do arranjo.

A Figura 56 apresenta a forma do lóbulo principal com o diagrama de irradiação 3D a uma frequência de 6GHz, onde se evidencia, além da diretividade, o alinhamento do lóbulo principal com o eixo de propagação “ z ”, devido ao fato de que todos os sinais foram inseridos nas quatro portas das antenas simultaneamente.

Figura 56 - Diagrama de irradiação em 3D do arranjo proposto a 6GHz .

O diagrama de tempo ilustrado na Figura 57, utilizado no CST MW 2011 e dele extraído, apresenta as formas de onda dos sinais que estimulam simultaneamente as quatro antenas do arranjo proposto de forma a gerar o diagrama de irradiação apresentado na Figura 56 correspondendo ao item (e) da Tabela 4.

Figura 57 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjos em atraso entre si.

A Figura 58 apresenta uma perspectiva tridimensional do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos representados em um plano x, y que dista 0,5mm da porta de entrada do sinal de 6GHz que estimula as antenas sem atraso entre elas, considerando que são quatro sinais, um para cada antena.

Figura 58 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano x, y a 0,5mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.

A Figura 59 apresenta um panorama tridimensional do arranjo de antenas Vivaldi proposto, também extraída do CST MW 2011, com detalhe dos campos elétricos representados em um plano x, y que dista 12,5mm da porta de entrada do sinal.

Figura 59 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano x, y a 12,5mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representam a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha representa a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.

A Figura 60 ilustra a vista 3D do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos representados em um plano x, y que dista 25mm da porta de entrada do sinal. Observando o centro do plano x, y da Figura 58, Figura 59 e Figura 60 onde, embora a onda esteja confinada quase totalmente no interior da MTL, as linhas de campo elétrico que escapam para fora, interagem formando uma perturbação no interior do plano. Esta perturbação evidencia com grande probabilidade a formação de campos elétricos provenientes do acoplamento das antenas. Nesse caso, isso é muito importante pois, como revisado na Seção 2.2 o campo final irradiado é a soma dos campos produzidos por cada um dos elementos da rede.

Figura 60 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano x, y a 25mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representa a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha indica a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.

A Figura 61 ilustra a vista 3D do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos representados em um plano x, y , distantes 37,5mm da porta de entrada do sinal.

Figura 61 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano x, y a 37,5mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representa a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha indica a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.

A Figura 62 ilustra a vista 3D do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos representados em um plano x, y que dista 50mm da porta de entrada do sinal.

Figura 62 - Vista 3D do arranjo de antena Vivaldi proposto com estímulo simultâneo de todas as antenas na frequência de 6GHz com detalhe dos campos elétricos no plano x, y a 50mm da porta de entrada do sinal. No plano x, y que representa a distribuição de campo elétrico, a cor vermelha indica a maior amplitude direta, a cor verde representa campo nulo e a cor azul maior amplitude reversa.

A polarização do campo elétrico se dá do interior do plano para as regiões mais periféricas da superfície da antena, o que evidencia a transferência de energia para o meio na forma eletromagnética. O detalhe de cada um dos cortes transversais analisados nas figuras anteriores é apresentado na Figura 63.

Figura 63 – Vista Lateral (a) e Superior (b) do arranjo de antenas Vivaldi proposto com detalhe dos campos elétricos no plano y, z (a) e x, z (b). Cada linha representa o corte transversal a 0,5 (A); 12,5 (B); 25 (C); 37,5(D) e 50mm (E) de distância da porta de entrada do sinal. Cada um destes cortes representa o plano x, y vistos nas figuras anteriores cujas miniaturas estão ilustradas de (c) a (g) respectivamente.

O resultado da soma dos campos produzidos pelas quatro antenas do arranjo pode ser observado claramente quando se compara o diagrama de irradiação do arranjo com a de uma antena isolada. A Figura 64 e a Figura 65 apresentam os diagramas de diretividade absoluta

de uma antena Vivaldi isolada em linha pontilhada e do arranjo em linha cheia para os ângulos de elevação e azimutal respectivamente. No que se refere à diretividade, observa-se um aumento significativo de 6,43dB no lóbulo principal. Adicionalmente, a sua largura teve um estreitamento de 138° para 38° no ângulo azimutal e de 68° para 33° no ângulo de elevação.

Outro aspecto positivo é que a relação *frente x costas* também aumentou o que evidenciou o que a literatura apresenta, pois houve uma melhora significativa nas qualidades do diagrama de irradiação do arranjo em comparação com o mesmo diagrama de uma antena isolada, devido a esses aspectos apresentados, foi escolhido o arranjo formado por quatro antenas dispostas em uma formação 2x2 para equipar o sistema transmissor proposto.

Figura 64 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta (em linha pontilhada) versus o arranjo de antenas Vivaldi proposto (em linha contínua) com detalhe da irradiação no plano de elevação.

Figura 65 - Diagrama de diretividade absoluta da antena Vivaldi proposta (em linha pontilhada) versus o arranjo de antenas Vivaldi proposto (em linha contínua) com detalhe da irradiação no plano azimutal.

3.5 Arranjo de controladores de atraso programável

Com o objetivo de realizar o ajuste eletrônico da formação do feixe irradiado pelo transmissor proposto neste trabalho na faixa de GHz, deve-se obter o controle preciso do atraso entre os sinais de cada antena da matriz na ordem de pico segundos. Para isso, apresentamos uma arquitetura desenvolvida para essa finalidade. A Figura 66(a) mostra o PDC proposto (vide Seção 3.1 para maiores detalhes). O circuito consiste de quatro canais independentes, cujo detalhe de um canal isolado pode ser observado na ilustração da Figura 66(b). Todos os quatro canais são iguais, sendo formados por uma linha de atraso de dois inversores, e entre os dois inversores (nó *linha*) é inserido um capacitor digital variável, que consiste de quatro capacitores com um terminal ligado ao V_{ss} e o outro terminal ligado a um transistor NMOS. Cada transistor tem seu *gate* conectado a um dos sinais de controle (C_0 - C_3) e o outro terminal de cada um dos transistores esta ligado ao nó *linha*.

Figura 66 – Arranjo de PDC proposto; (a) Arranjo de PDC; (b) Unidade PDC; (c) Esquema elétrico do PDC proposto e (d) Detalhe do capacitor digital variável.

No instante em que ocorre a transição do sinal de nível lógico baixo para alto ($0 \rightarrow 1$) na entrada do primeiro inversor, a saída do primeiro inversor (nó *linha*) começa uma transição de nível lógico alto para baixo ($1 \rightarrow 0$), no entanto, este tempo de transição está diretamente relacionado à configuração do capacitor variável. Além disso, para garantir o controle gradual do atraso, foram usados quatro capacitores com valores diferentes dados por,

$$Cap_n = \frac{Cap_{n+1}}{2} \quad (41)$$

onde o primeiro capacitor (Cap_1) tem a capacitância de 1,5fF.

A transição do sinal na saída do primeiro inversor e entrada do segundo inversor (nó *linha*), de nível lógico alto para baixo ($1 \rightarrow 0$) conduz uma transição de nível lógico baixo para alto ($0 \rightarrow 1$) na saída do segundo inversor (nó $PDC_{saída}$), sendo que os valores de atraso são dependentes ao tempo de carga do capacitor digital variável que por sua vez é controlado pelos sinais de controle (C_0-C_3).

A Figura 67 mostra o atraso entre as formas de onda dos quatro canais do arranjo do PDC proposto para diferentes palavras de controle. Os resultados das simulações *post-layout* para os quatro casos apresentados são:

Com a palavra de controle ajustada para 0h, o que significa que $C_0C_1C_2C_3=0000b$, desta forma não é adicionada nenhuma capacitância ao nó *linha* e o atraso do PDC_1 fica em 100ps.

Figura 67- Topologia do arranjo de PDC proposto (a) e as respectivas formas de onda da transição de nível lógico de baixo para alto do PDC com diferentes ajustes do capacitor digital variável.

Nos demais casos, as saídas dos PDCs 2, 3 e 4 são comparadas com o sinal do PDC₁ (atraso mínimo).

O PDC₂ foi configurado com a palavra 1h ($C_0C_1C_2C_3=1000b$), isso significa a menor capacitância adicional sendo 1,5fF, desta forma o atraso entre o sinal de saída do PDC₁ e PDC₂ é de 6ps. A terceira palavra foi 4h ($C_0C_1C_2C_3=0010b$), sendo que uma capacitância de 3fF foi adicionada o que resultou em um atraso de 13ps entre o sinal de saída do PDC₁ e PDC₃ de 13ps e no último caso a palavra de ajuste do PDC₄ foi Fh ($C_0C_1C_2C_3=1111b$). Desta forma, todos os capacitores foram adicionados (valor de 22,5fF) o que resultou em um atraso adicional de 53ps (máximo atraso possível) entre o sinal de saída do PDC₄ e o PDC₁.

Adicionalmente, foram realizadas simulações *Spice* com variação da temperatura por Monte Carlo, conforme mostrado na Figura 68. Neste gráfico, observa-se a variação da temperatura no intervalo entre -23 a 77° C, e isto afeta o tempo de atraso final do PDC em 7% em média (pior caso para a palavra de controle Fh).

Figura 68 - Simulação *Spice* do circuito PDC com diferentes ajustes de temperatura (-48, -23, 2, 27, 52 e 77° C) com as respectivas curvas e suas equações de tendência.

3.6 Integração do sistema

O transmissor UWB proposto neste trabalho é um sistema integrado, apresentado na Figura 69, formado por quatro canais idênticos, onde cada canal é composto por um controlador de atraso programável digital de 4 bits (vide Seção 3.1) ligado em série com um Gerador UWB de pulso Gaussiano de 5ª ordem de derivação (vide Seção 3.2) que por sua vez esta ligado a uma antena planar Vivaldi (vide Seção 3.3).

Como entrada, o transmissor proposto tem uma via de 1-bit (v_{dados}) onde é inserido um pulso que desencadeará a geração do pulso UWB, e um barramento de controle de 16 bits, sendo os primeiros bits menos significativos (C_0-C_3) correspondentes ao controle do PDC₁, os quatro bits seguintes (C_4-C_7) correspondente ao controle do PDC₂, os próximos quatro bits (C_8-C_{11}) correspondente ao controle do PDC₃ e por fim os últimos quatro bits mais significativos ($C_{12}-C_{15}$) correspondentes ao controle do PDC₄.

Um exemplo do funcionamento do transmissor proposto é o caso em que as antenas 1, 2, 3 e 4 recebem o pulso UWB com os tempos de atraso de 0, 25, 53 e 25ps respectivamente resulta em lóbulo principal deslocado tanto no plano de elevação como no azimutal como visto nos diagramas da Figura 69(b, c).

Figura 69 – Diagrama do transmissor UWB com capacidade de controle do feixe eletromagnético irradiado proposto. (a) topologia geral do transmissor *Beamforming* proposto. (b) Diagrama de irradiação do ângulo azimutal correspondente a vista inferior do arranjo com linha tracejada para geração sem atraso nos elementos e traço ponto para a configuração 0 para elemento 1, 25ps para elemento 2, 53ps para o elemento 3 e 25ps para o elemento 4. (c) Vista traseira do arranjo. (d) Diagrama de irradiação do ângulo de elevação correspondente à vista lateral do arranjo com linha tracejada para geração sem atraso nos elementos e traço ponto para a configuração 0 para elemento 1, 25ps para elemento 2, 53ps para o elemento 3 e 25ps para o elemento 4.

O controle do feixe irradiado pelo transmissor proposto dá-se como ilustrado na Figura 70, onde dx e dy representam as distâncias entre as antenas Vivaldi que compõem o arranjo, nos eixos x , e y respectivamente, θ é o ângulo de elevação e ϕ é o ângulo azimutal. A direção do lóbulo principal é dada pela relação entre o atraso do sinal ($\Delta\tau$) promovido pelo PDC, a distância ($dx=dy=d=36,3\text{mm}$) entre as antenas, e a velocidade de propagação da onda no ar (c), como seguem,

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\Delta\tau_x c}{d_x}\right) \frac{180}{\pi} \quad (42)$$

para o ângulo de elevação e

$$\phi = \arcsin\left(\frac{\Delta\tau_y c}{d_y}\right) \frac{180}{\pi} \quad (43)$$

para o ângulo azimutal.

Figura 70 – Transmissão usando arranjo de antenas temporizado com o uso de controlador de atraso programável para o controle da varredura e ajuste de foco para maior precisão na formação do feixe.

3.7 Resultado das simulações

O transmissor UWB proposto apresentou resultados de simulação que evidenciam a existência do controle na formação do feixe irradiado, conforme demonstrado na Tabela 4. A primeira coluna da tabela apresenta alguns cenários de ajuste de simulação, onde o arranjo de PDC é configurado (da segunda à quinta coluna da Tabela 4) o que gerou a defasagem necessária entre os quatro sinais (da sexta à nona coluna da Tabela 4) o que provocou a formação do feixe irradiado com variados parâmetros (da décima à décima segunda coluna da Tabela 4).

O lóbulo principal formado teve uma magnitude média de 11dBi com uma largura angular do feixe de $33^\circ \times 38^\circ$ e uma varredura que varia de -15° a 9° para φ e -18° a 6° para θ a uma frequência central do pulso de 6GHz.

Tabela 4 - Dados e resultados de algumas possíveis configurações.

Item	Ajuste do PDC				atraso no canal:				Lóbulo principal		
	$\tau 1$	$\tau 2$	$\tau 3$	$\tau 4$	1	2	3	4	$\varphi(^{\circ})$	$\theta(^{\circ})$	dire.(dBi)
(a)	0h	8h	Fh	8h	0,0	54,0	114,5	54,0	-10,0	6,0	10.7
(b)	0h	0h	Bh	Bh	0,0	0,0	84,2	84,2	-15,0	-2,0	10.9
(c)	8h	0h	8h	Fh	54,0	0,0	54,0	114,5	-9,0	-10,0	11.1
(d)	8h	Fh	8h	0h	54,0	114,5	54,0	0,0	9,0	6,0	10.9
(e)	Dh	0h	0h	Dh	97,2	0,0	0,0	97,2	0,0	-18,0	10.7
(f)	Fh	8h	0h	08h	114,5	54,0	0,0	54,0	9,0	-9,0	11.1
(e)	0h	0h	0h	0h	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-2,0	11,7

A Figura 71 apresenta o diagrama de irradiação simulado em 3D do pulso UWB transmitido, enquanto que a Figura 72 mostra as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas, obtidos com a palavra de controle 08F8h que ocasionou os seguintes atrasos, em um lóbulo principal com diretividade de 10,7dBi e -10° azimuthal e 6° de elevação correspondendo ao item (a) da Tabela 4.

Figura 71- Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[0ps], PDC2[25ps], PDC3[53ps] e PDC4[25ps].

Figura 72 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 53ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 25ps.

O lóbulo principal apresentado no diagrama de irradiação 3D do pulso UWB transmitido da Figura 73 e as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas

(Figura 74) foram obtidos com a palavra de controle 00BBh. Isto ocasionou os seguintes atrasos {0; 0; 39; 39}ps e que gerou uma defasagem entre os pulsos de {0; 0; 84,2; 84,2}° resultando em um lóbulo principal com diretividade de 10,9dBi e -15° azimuthal e -2° de elevação correspondendo ao item (b) da Tabela 4.

Figura 73 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[0ps], PDC2[0ps], PDC3[39ps] e PDC4[39ps].

Figura 74 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 39ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 39ps.

O lóbulo principal apresentado no diagrama de irradiação 3D da Figura 75 e as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas ilustrados na Figura 74 foram obtidos

com a palavra de controle 808Fh que ocasionou os seguintes atrasos, {25; 0; 25; 53}ps o que gerou uma defasagem entre os pulsos de {54; 0; 54; 114,5}° resultando em um lóbulo principal com diretividade de 11,1dBi e abertura de -9° azimuthal e -10° de elevação correspondendo ao item (c) da Tabela 4.

Figura 75 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[25ps], PDC2[0ps], PDC3[25ps] e PDC4[53ps].

Figura 76 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 25ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 53ps.

A Figura 77 apresenta o diagrama de irradiação simulado em 3D do pulso UWB transmitido e a Figura 78 apresenta as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro

antenas, obtidos com a palavra de controle 8F80h. Isto ocasionou os atrasos {25; 53; 25; 0}ps o que gerou uma defasagem entre os pulsos de {54; 114,5; 54; 0}° resultando em um lóbulo principal com diretividade de 10,9dBi e 9° azimuthal e 6° de elevação correspondendo ao item (d) da Tabela 4.

Figura 77 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[25ps], PDC2[53ps], PDC3[25ps] e PDC4[0ps].

Figura 78 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 53ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 25ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) não possui atraso.

O lóbulo principal apresentado no diagrama de irradiação 3D do pulso UWB transmitido (Figura 79) e as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas

(Figura 80), foram obtidos com a palavra de controle D00Dh que ocasionou os seguintes atrasos, {45; 0; 0; 45}ps o que gerou uma defasagem entre os pulsos de {97,2; 0; 0; 97,2}° resultando em um lóbulo principal com diretividade de 10,7dBi e 0° azimuthal e -18° de elevação correspondendo ao item (e) da Tabela 4.

Figura 79 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[45ps], PDC2[0ps], PDC3[0ps] e PDC4[45ps].

Figura 80 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) não possui atraso, o sinal do canal 2 (linha tracejada) não possui atraso, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) possui um atraso de 39ps e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 39ps.

A Figura 81 apresenta o diagrama de irradiação simulado em 3D do pulso UWB transmitido e a Figura 82 apresenta as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas, obtidos com a palavra de controle F808h. Isto ocasionou os atrasos, {53; 25; 0; 25}ps

o que gerou uma defasagem entre os pulsos de $\{114,5; 54; 0; 54\}^\circ$ resultando em um lóbulo principal com diretividade de 11,1dBi e 9° azimutal e -9° de elevação correspondendo ao item (f) da Tabela 4.

Figura 81 - Diagrama de irradiação 3D com ajuste do arranjo de PDC para PDC1[53ps], PDC2[25ps], PDC3[0ps] e PDC4[25ps].

Figura 82 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos quatro pulsos que estimulam as quatro antenas do arranjo onde o sinal do canal 1 (linha cheia) possui um atraso de 53ps, o sinal do canal 2 (linha tracejada) possui um atraso de 25ps, o sinal do canal 3 (linha pontilhada) não possui atraso e finalmente o sinal do canal 4 (linha traço-ponto) possui um atraso de 25ps.

O segundo cenário de simulação adotado para a análise da relação transmissão e recepção direcional foi à montagem de nove antenas receptoras cujas portas distam de 26,5cm da origem (ponto central do plano formado pelas quatro portas das antenas transmissoras) e estando separadas entre si por uma distância angular de 10° como ilustra a Figura 83.

Figura 83 - Segundo cenário de simulação contendo o arranjo de 4x4 antenas Vivaldi proposto para transmissão do pulso e nove antenas cujas portas distam da origem de 26,5cm e todas estão posicionadas com foco na origem, para isso foram separadas por uma distância angular de 10° entre si.

Inicialmente estimularam-se as quatro portas do arranjo de antenas Vivaldi simultaneamente o que ocasionou o diagrama de irradiação 3D equivalente ao ilustrado na Figura 56, onde se observa a formação de um lóbulo principal alinhado ao eixo de propagação (z). Tal condição resultou em sinais recebidos nas antenas com amplitude inversamente proporcional à distância da antena em relação ao eixo de propagação, ou seja, enquanto na porta da antena 22 foi obtido o sinal com maior amplitude, 27mVpp, os sinais das antenas 12, 21, 23 e 32, foram valores entre 23mVpp e 21mVpp. Já os sinais das antenas mais afastadas do eixo de propagação do arranjo transmissor, as antenas 11, 13, 31 e 33, apresentaram sinais em suas portas com menores níveis de amplitude, sendo estes entre 19mVpp a 17mVpp.

Os resultados acima descritos evidenciam que o lóbulo principal não apresentou variação em seus ângulos azimutal e de elevação, portanto, incidindo com maior intensidade na antena 22 que está alinhada com o eixo z.

Figura 84 – Diagrama de tempo com a forma de onda dos nove sinais das antenas receptoras da simulação sem atraso entre o estímulo das quatro portas das antenas transmissoras, onde é evidente a separação em três conjuntos de sinais com amplitudes distintas, sendo o sinal de maior amplitude de pico-a-pico o obtido na porta da antena 22 (linha sólida espessa), os de menores amplitudes de pico-a-pico obtidos pelas portas das antenas 11, 13, 31 e 33. Finalmente os sinais de amplitude de pico-a-pico intermediária obtidos pelas portas das antenas 12, 21, 23 e 32.

Quando estimuladas as quatro antenas transmissoras com tempos diferentes, conforme a palavra de controle 808Fh que ocasionou os seguintes atrasos, {25; 0; 25; 53}ps o que gerou uma defasagem entre os pulsos de {54; 0; 54; 114,5}° resultando em um lóbulo principal com diretividade de 11,1dBi e abertura de -9° azimutal e -10° de elevação correspondendo ao item (c) da Tabela 4, ao de irradiação 3D da Figura 75 e as formas de onda dos sinais que estimulam as quatro antenas ilustrados na Figura 74, observou-se a mudança das amplitudes dos sinais nas antenas transmissoras em comparação a simulação anterior com a palavra de controle 0000h.

Figura 85 - Diagrama de tempo com a forma de onda dos nove sinais das antenas receptoras da simulação com atraso entre os sinais que estimulam as quatro antenas transmissoras.

Neste segundo caso, o lóbulo principal insidia com maior intensidade nas antenas 13 e 23, que apresentaram sinais com amplitude de 23mVpp e com menor intensidade na antena 31 que apresentou o sinal com menor amplitude, 8mVpp como visto na Figura 85.

CAPÍTULO 4

- CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

4.1 Conclusões

Este trabalho discutiu um modelo conceitual de sistema transmissor de pulsos eletromagnéticos UWB com a capacidade de realizar o controle da formação e variação do lóbulo principal de forma totalmente eletrônica, dispensando o uso de complicados sistemas mecânicos para movimentação da antena.

A literatura sugere que o pulso Sinc é a melhor escolha para aplicações UWB, entretanto a complexidade dos circuitos para o uso deste pulso é muito grande. Por outro lado, o pulso de onda quadrada foi o que apresentou os circuitos mais simples, embora não apresentasse características adequadas para aplicações UWB, por apresentar maior índice de emissões laterais. No nosso caso, o pulso Gaussiano foi escolhido, uma vez que apresenta menores índices de emissões laterais que o pulso de onda quadrada e circuitos mais simples de serem projetados do que os do pulso Sinc.

Embora o pulso Gaussiano seja apropriado para aplicações UWB, a existência de uma componente DC em seu espectro de frequência o torna menos eficiente, além de não ser compatível com os níveis estipulados pela FCC para essas aplicações. Sendo assim, fizemos um estudo da distribuição espectral de energia das sete primeiras ordens de derivação do pulso Gaussiano, e a partir daí escolhemos o pulso de quinta ordem de derivação por dois motivos: o primeiro se deve ao fato de que atende melhor aos níveis de emissão estipulados

pela FCC que o pulso Gaussiano e suas quatro primeiras ordens de derivação e segundo, pode ser sintetizado a partir de um circuito menos complexo que os pulsos de sexta e sétima ordens de derivação.

Ainda com base na literatura, estudamos os melhores métodos para obtenção da formação controlada do feixe e optou-se pela utilização da técnica de arranjo temporizado de antenas. Depois de realizado o estudo teórico, que fundamentou a maior parte dos trabalhos realizados nesta dissertação, foi apresentado, com uma metodologia *bottom-up*, o modelo conceitual do sistema proposto.

Durante o estudo dos vários subsistemas que compunham o sistema proposto, pode-se observar que dois subsistemas eram passíveis de melhorias relevantes, sendo eles: a antena Vivaldi e o gerador de pulso UWB. A antena Vivaldi foi desenvolvida, com base em modelos já existentes, e miniaturizada para dimensões compatíveis com as mínimas exigidas pelos comprimentos de ondas envolvidos, o que proporcionou um arranjo leve e compacto.

O circuito gerador de pulso UWB também foi aprimorado em relação a modelos anteriores da literatura. O gerador de pulsos UWB proposto nesta dissertação apresenta uma redução arquitetural em comparação a seus homólogos sem que suas características fossem comprometidas, o que reduziu consideravelmente o consumo de energia e proporcionalmente aumentou a robustez no que se refere à tolerância a variações no processo de fabricação microeletrônica. Esses dois elementos foram alcançados, pois ao se minimizar o número de blocos no circuito, diminuiu-se o número de transistores, que caiu de 64 transistores no circuito de (ZHANG *et al.*, 2011) para 36 transistores. Uma vez que parte da potência dissipada em um circuito CMOS está relacionada ao produto do quadrado da tensão de alimentação, pela capacitância das portas dos transistores pela frequência de chaveamento dos transistores, ao diminuir-se o número de transistores, contribui-se para a redução da capacitância de porta bem como o chaveamento destas.

Além do gerador de pulso, foi proposto um arranjo de antenas Vivaldi o que possibilitou a formação de um feixe, que a partir dos resultados de simulação, pode ser controlado adequadamente atestando a funcionalidade do arranjo. Outro subsistema utilizado nesta dissertação, foi o controlador de atraso programável, responsável por gerar os atrasos entre os quatro canais o que possibilitou o *Beamforming*.

Em resumo, foi concebido um modelo conceitual de transmissor CMOS de radar UWB equipado com arranjo de antenas planares do tipo Vivaldi usando um ambiente de simulação e projeto integrado com *Spice*, usando os programas LTSpice e Microwind, e 3D EM, com o programa MW CST 2011. Os resultados das simulações mostraram a formação de um lóbulo

principal com uma magnitude média de 11dBi, com largura angular de $33^\circ \times 38^\circ$ e uma varredura que varia de -15° a 9° para ϕ e -18° a 6° para θ a uma frequência central do pulso de 6GHz. Este controle foi realizado utilizando uma matriz de circuitos PDC, capaz de gerar um atraso entre os pulsos de até 53ps. O pulso sintetizado a partir do gerador de pulsos proposto mostra 90mVpp amplitude e duração do pulso de 370ps e um consumo de energia dinâmica de apenas 0.2pJ e potência de $475\mu\text{W}$ por pulso usando uma tensão de alimentação de 2V em PPR de 100MHz.

Com base nos resultados obtidos por simulações, observa-se que há viabilidade em se utilizar este modelo conceitual para a elaboração de um transmissor de Radar UWB com capacidades de controle de feixe.

4.2 Propostas futuras

Esta investigação abre diversas oportunidades. Por exemplo, pode-se propor novas investigações dos conceitos aqui propostos, em especial através da prototipação e otimização do arranjo de antenas, bem como dos circuitos CMOS.

Outros desdobramentos para este trabalhos podem ser listados como:

- Estudo de novas configurações de arranjos de antenas, 3x3, 3+3 e 4+4.
- Desenvolvimento dos circuitos receptores CMOS.
- Criação dos programas computacionais para processamento dos sinais.
- Estudo da conexão entre o circuito e as antenas.

- REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALLEN, B. *et al.* **Ultra-wideband Antennas and Propagation: for Communications, Radar and Imaging**. Chichester: Ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2007. ISB 978-0-470-03255-8.

ARAÚJO, J. S.; DE OLIVEIRA, R. M. S.; SOBRINHO, C. L. S. S. Novel Technique for Locating an Intruder in 3D Environments by Using a Cooperative System of Multistatic Radars. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**. v. 10, n. 2 . p. 308 – 322, 2011.

AYAR, E. **UWB Wireless Video Transmission Technology in Medical Applications**. San Jose: NDSsi, 2010, Disponível em: <<http://www.ndssi.com/products/surgical/visualization/zerowire/Wireless-Video-Transmission-in-Medical-Applications.pdf>>. Acesso em: 7 Jul. 2012.22

BAHL, I. J.; TRIVEDI, D. K. A Designer's Guide To Microstrip Line. **Microwaves**. n. 16, p.174-182. 1977.

BALANIS, C. A. **Modern Antenna Handbook**. Chichester: Ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2008. ISBN 978-0-470-03634-1.

BARONTI, F. *et al.* A self calibrating delay-locked delay line with shunt capacitor circuit scheme. **IEEE Journal Solid-State Circuits**. v. 39, n. 2, p. 348-387, 2004.

BARTSCH, M. *et al.* Solution of Maxwell's equations. **Computer Physics Communications**. v. 72, p. 22-39, 1992.

BERGMAN, A. B. Next steps in the study of sudden infant death syndrome. **Journal Pediatr**. v.87, n.2, p.87-88, 2011.

BO, Q. *et al.*, A Single-Chip 33pJ/pulse 5th-Derivative Gaussian Based IR-UWB Transmitter in 0.13 μ m CMOS. In: **Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS (2009)**. Conference Publications, Taipei: 2009a. p. 401-404. Doi: 10.1109/ISCAS.2009.5117770

BO, Q. *et al.*, An Ultra Low-Power FCC-Compliant 5th-Derivative Gaussian Pulse Generator for IR-UWB Transceiver. **Chinese Journal of Electronics**. v. 18, n. 4, p.605-609, 2009b.

CAPLES, S. M.; GAMI, A. S.; SOMERS. Obstructive sleep apnea. **Annals of Internal Medicine**. v. 142, n. 3, p. 187-197, 2005.

CHANG, S. C. **CMOS 5th Derivative Gaussian Impulse Generator for UWB Application**. 2005. 108 f. Dissertação (M.sc.) – Faculdade da Escola de Graduação da Universidade do Texas, Texas, 2005.

CHIANG, J. S.; CHEN, K. Y. The design of an all-digital phase locked loop with small DCO hardware and fast phase lock. **IEEE Transaction Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**. v. 46, n. 7, p. 945-950, 1999.

CHU, T.S.; RODERICK, J.; HASHEMI, H. An Integrated Ultra-Wideband Timed Array Receiver in 0.13 μ m CMOS Using a Path-Sharing True Time Delay Architecture. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**. v. 42, n. 12, p.2834 – 2850, 2007.

CLEMENS, M.; WEILAND, T. Discrete electromagnetism with finite integration technique. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, v. 32, p. 65-87, 2001.

CST - **Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio (MWS)** v.2011, CST of America, Inc., Wellesley MA. 2011.

DE OLIVEIRA, A.M.; ASCAMA, H. D. O. **Algoritmo para simulação numérica de potenciais elétricos em eletromagnetismo com o uso do método das diferenças finitas**. Revela. v. 6, n. 13, p.1-22, 2012. ISSN: 1982-646X.

DE OLIVEIRA, A. M.; ASCAMA, H. D. O.; VAN NOIJE, W. A. M.; KOFUJI, S. T.; MOREIRA, L. C. **A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications**. In: 2012 IEEE Third Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS), Conference Publications. Playa de Carmen: 2012a. P. 1- 4. doi: 10.1109/LASCAS.2012.6180337.

DE OLIVEIRA, A. M. *et al.* **A CMOS UWB Timed-Array Transmitter with a Vivaldi Antenna Array for I-Radar Applications**. In: 15^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO) e 10^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2012), Publicação do Simpósio. João Pessoa: 2012b.

DE OLIVEIRA, A. M. *et al.* **Radar Tracking System with 180nm CMOS UWB Transmitter and Small Planar Antenna Array**. In: XIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE 2012). Publicação do Simpósio. S. J. dos Campos: 2012c. p.269-273, 2012. ISSN: 1983 7402.

DEVINE, P. **Radar level measurement**. The users guide. Sussex – UK: VIP Print, 2000. P.154. ISBN: 0-9538920-0-X.

EL-GABALY, A. M. **Pulsed RF Circuits for Ultra Wideband Communications and Radar Applications**. 2011. 178 f. Tese (Ph. D.) – Departamento de Engenharia Elétrica e da Computação da Universidade de Queen's, Kingston, 2011.

Federal Communication Commission, **Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems**, adotada Fev. 2002, aprovada em Abr. 2002.

GAZIT, E. Improved design of the Vivaldi antenna. **IEE Proceedings**, v. 135, n. 2, p. 89-92. 1988.

GREENBERG, M. C.; VIRGA, L.; HAMMOND, C. L. Performance characteristics of the dual exponentially tapered slot antenna for wireless communication application, **IEEE Trans. On Vehicular Technology**, v. 52, p.305-310, 2003.

HÄMÄLÄINEN, M. *et al.* On the UWB System Coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**. v. 20, n.9, p. 1712-1721, 2002.

HE, J. *et al.* A fully integrated differential impulse radio transmitter. **Analog Integr. Circ. Sig. Process.** n. 70, p.47-56. 2007. Doi: 10.1007/s10470-011-9651-4

HMURCIK, L. V. *et al.* **SPICE applications to an undergraduate electronics program**. IEEE Transactions on education. v. 33, n. 2. p. 183-189. 1990.

JEON, S. *et al.* A Scalable 6-to-18 GHz Concurrent Dual-Band Quad-Beam Phased-Array Receiver in CMOS. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 43, n.12. p.2660-2673. 2008.

KARLEN, W.; MATTIUSSI, C.; FLOREANO, D. Sleep and wake classification with ECG and respiratory effort signals. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**. v. 3, n.2, p. 71-78, 2009.

KENNEMER, Q. Samsung Demoes Ultra-Wide Band Wireless USB Technology (CES 2012). **Phandroid**. Jan. 2012. Disponível em: <<http://phandroid.com/2012/01/12/samsung-demoes-ultra-wide-band-wireless-usb-technology-ces-2012/#>>. Acesso em: 06 Jul. 2012.

KHANH, N. N. M.; SASAKI, M.; ASADA, K. A CMOS Pulse Beamforming Transmitter Design with na On-chip Antenna Array for Millimeter Wave Imaging Applications. In: **Proceedings of 5th International Conference on Future Information Technology**. Busan: 2010. p. 1-6, 2010. ISBN: 978-1-4244-6948-2. Doi: 10.1109/FUTURETECH.2010.5482685

KIM, H. *et al.* All-Digital low-power CMOS pulse generator for UWB system. **IEE Electronics Letters**. v. 40, n.24, p. 1534-1535, 2004. Doi: 10.1049/el:20046923

KIM, H. *et al.* **Digital Low-Power CMOS Pulse Generator For Ultra-Wideband Systems**. US 7715502B2, 7 Set. 2007, 11 Mai. 2010.

KIM, J. Area-efficient digitally controlled CMOS feedback delay element with programmable duty cycle. **IEICE Electronics Express**. v. 6, n. 4. p.193-197, 2009. Doi: 10.1587/elex.6.193.

KIM, J. **Fast SPICE Simulators: A Survey**. Stanford: Stanford University, 2012. Disponível em: <www-vlsi.stanford.edu/papers/jk_fspice.ppt>. Acesso em: 12/10. 2012.

KRAUS, J. D. **Antennas**. 2ª Ed., New York: McGraw-Hill, 1997,

LARG, Andy. NDS Surgical Imaging Receives Health Canada Approval for ZeroWire(c); Wireless HD Video Solution. **NDS Surgical Imaging**. Nov. 2011. Disponível em: <<http://ndssi.com/press-releases/2011/11-11-16-zerowire.html>>. Acesso em: 7 Jul. 2012.

LAZARO, A.; GIRBAU, D.; VILLARINO, R. Analysis of vital signs monitoring using na IR-UWB radar. **Progress In Electromagnetics Research**. v. 100, p. 265-284, 2010.

LEEPER, D. G. Wireless Data Blaster. **Scientific American.com**. Maio 2002. Disponível em: < <http://www.scientificamerican.com/article.cfm?id=wireless-data-blasters>>. Acesso em: 19/07/2012.

LIANG, J. **Antenna Study and Design for Ultra Wideband Communication Applications**. 2006. 180 f. Tese (Ph. D.) – Departamento de Engenharia Elétrica Rainha Mary da Universidade de Londres, Londres, 2006.

LINDSTROM, M. J.; BATES, D. M. **Newton-Raphson and EM Algorithms for linear Mixed-Effects models for repeated-measures data**. Journal of the American Statistical Association. v. 83, n. 404. P. 1014-1022. 1988.

LINEAR Technology Spice (LTSpice) v.4. **Manual do usuário**. Linear Technology, Milpitas, CA. 2012.

LOPES, J. M. A. Sudden infant death syndrome. **Journal Pediatr**. v. 77, n.1, p. 8, 2001.

MEHDIPOUR, K.; AGHDAM, M.; DANA, R. F. Complete Dispersion Analysis of Vivaldi Antenna For Ultra Wideband Applications. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, v. 77, p.85-96, 2007.

MEHL, E. L. M. **Simulação de Circuitos Eletrônicos em Computadores**. Curitiba: UFPR, 2012. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/mehl/simulacao.pdf>>. Acesso em: 12/10. 2012.

MITCHESON, P. D. **EE 2.3: Semiconductor Modelling in SPICE**. Londres: Imperial College, 2012. Disponível em: < <http://www3.imperial.ac.uk/pls/portallive/docs/1/7292571.PDF>>. Acesso em: 12/10. 2012.

MOREIRA, L. C.; VAN NOIJ, W. A. M.; SILVEIRA, D. M.; KOFUJI, S. T.; SASSAKI, C. A. “A small area 2.8pJ/pulse 7th derivative Gaussian pulse generator for IR-UWB”, **Proceedings of Conference held at the Microwave (CJMw)**. p.265-268, 2011.

MORRIS, R. Samsung C27A750 review - PC Advisor. **IDG PC Advisor**. Jul. 2011. Disponível em: <<http://www.pcadvisor.co.uk/reviews/pc-peripheral/3292891/samsung-c27a750-review/>>. Acesso em: 06 Jul. 2012.

NAGEL, L. W. **SPICE2**: a computer program to simulate semiconductor circuits. 1975. 233 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade da Califórnia, Berkeley, 1975.

NATARAJAN, A.; KOMIJANI, A.; HAJIMIRI, A. A Fully Integrated 24-GHz Phased-Array Transmitter in CMOS. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 40, n. 12. P.2502-2514. 2005

NEJAD, M. M.; SACHDEV, M. A Monotonic Digitally Controlled Delay Element. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 40, n. 11. p. 2212-2219. 2005.

NICHOLS, K. G. *et al.* **Overview of SPICE-like circuit simulation algorithms.** IEE Proc. Circuits Devices Syst., v. 141, n. 4, p. 242-250. 1994.

NUNES, M. L. **RES:Informações sobre SMSL.** [mensagem pessoal]. Mensagem recebida por <amanicoba@hotmail.com> 18 de junho de 2012.

ORCAD. **OrCAD Spice:** User's Guide. Beaverton, 1998.

ORNDORFF, A. M. **Transceiver Design for Ultra-Wideband Communications.** 2004. 126 f. Tese (M.sc.) – Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2004.

PEDERSON, D. O. A historical review of circuit simulation. **IEEE Transactions on Circuits and Systems.** v. 31, n. 1, p. 103-111, 1984.

PETROFF, A. A Practical, High Performance Ultra-Wideband Radar Platform. **In: 2012 IEEE Radar Conference (RadarCon'12) of IEEE Aerospace and Electronic Systems Society,** Conference Publications. Atlanta: 2012. P. 880-884. doi: 10.1109/RADAR.2012.6212261.

PINHO, A. P. S.; NUNES, M. L. Epidemiological profile and strategies for diagnosing SIDS in a developing country. **Journal Pediatr.** v. 87, n. 2, p. 115-122, 2011.

RABAEY, J. M.; CHANDRAKASAN, A.; NIKOLIC, B. **Digital Integrated Circuits: A Design Perspective,** 2ª Edição. Editora Pearson., 2002. 761p. ISBN: 978-01-309-0996-1.

RAZAVI, B. Design of Monolithic PhaseLocked Loops and Clock Recovery Circuits: Theory and Design. **Wiley-IEEE Press. EBook Chapters.** P. 1-39, 1996. doi: 10.1109/9780470545492.ch21

RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de Antenas:** Fundamentos, Projetos e Aplicações. 1ª Edição. São Paulo: Editora Érica Ltda., 2012. 564p. ISBN 978-85-365-0410-0.

ROSS, G. F., **Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortio for short base-band pulse communication system,** US Patent 3,728,632, Abril de 1973.

ROTHERMEL, A. DELL'OVA, F. Analog phase measuring circuit for digital CMOS ICs. **IEEE Journal Solid-State Circuits,** v. 28, n. 7, p. 853-856, 1993.

SHARIFAHMADIAN, E. *et al.* Adaptive signal Processing Algorithm for Remote Detection of Heart Rate (HR) Using Ultra-Wideband Waveforms based on Principal Component Analysis. **In: 31st Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society,** Conference Publications. Minnesota: 2009. p. 5715-5720. doi: 10.1109/IEMBS.2009.5332666.

SHENG, H. *et al.* On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission. **In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'03),** ISBN: 0-7803-7802-4, 2003., p.738-742.

SHIN, J.; SCHAUBERT, D. H. A Parameter Study of Stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays, **IEEE Trans. On Antennas and Propagation,** v. 47, n. 5, 1999.

SICARD, Etienne. **Microwind & Dsh Version 3.5.** User's Manual Lite Version. Toulouse: INSA, 2009. 130 p.

SILVESTER, P. Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems. **IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems**. v. PAS-89, n. 7. p. 1642-1651. 1970.

SOLBERG, L. E. *et al.* Minimum variance signal selection for Aorta Radius Estimation Using Radar. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**. v. 2010. Doi:10.1155/2010/682037.

STADERINI, E. M. UWB Radars in Medicine. **IEEE Aerospace and electronic Systems Magazine**. v. 17, p.13-18, 2002.

TIME DOMAIN. **Monostatic Radar Application Programming Interface (API) Specification**. Huntsville: Time Domain, 2012. 29 p.

TOYA, A., *et al.* Confocal Imaging System Using High-Speed Sampling Circuit and Ultra-Wideband Slot Antenna. **Japanese Journal of Applied Physics**. n. 50, p.1-7, 2011. Doi: 10.1143/JJAP.50.04DE02

TUAN, A. P. *et al.* 4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio UWB. In: **Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS (2007)**. Conference Publications, New Orleans: 2007. p. 3043-3046. Doi: 10.1109/ISCAS.2007.377988

TUINENGA, P. W. **SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice**. New Jersey: PRENTICE HALL, 1991. p.200. ISBN: 9780137350025.

VEEN, B. D. V.; BUCKLEY, K. M., Beamforming: a versatile approach to spatial filtering, **IEEE ASSP Magazine**, v. 5, n. 2, p. 4-24, 1988.

WANG, Y. J.; KAO, S. K.; LIU, S. I. All-Digital Delay-Locked Loop/Pulsewidth-Control Loop With Adjustable Duty Cycles. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**. v. 41, n. 6, p. 1262-1274, 2006.

WEILAND, T. Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**. v. 9, n. 4, p. 295-319, 1996. Doi: 10.1002/(SICI)1099-1204(199607)9:4<295::AID-JNM240>3.0.CO;2-8.

WENTZLOFF, D. D. **Pulse-Based Ultra-Wideband Transmitters for Digital Communication**. 2007. 123 f. Tese (Ph.D.) – Departamento de Engenharia Elétrica e Ciências da Computação do Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, 2007.

WHEELER, H. A. Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane, **IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques**, v. MTT-25, n. 8, p.631-647. 1977.

WOLFF, E. A. **Antenna analysis**. New York: Ed. John Wiley & Sons, Ltd., 1966.

XIE, H. A varying pulse width 5th-derivative gaussian pulse generator for UWB transceivers in CMOS. In: **IEEE Radio and Wireless Symposium 2008**. Conference Publications. Orlando: 2008. p. 171-174, 2008. Doi: 10.1109/RWS.2008.4463456

YANG, Y.; WANG, Y.; FATHY, A. E. Design Of Compact Vivaldi Antenna Arrays For UWB See Through Wall Applications. **Progress in Electromagnetics Research, PIER** n. 82, p.401-418, 2008.

ZHAO, D. **60 GHz Beamforming Transmitter Design for Pulse Doppler Radar**. 2009. 135 f. Tese (M.Sc.) – Departamento de Engenharia Elétrica, Matemática e Ciências da Computação da Universidade de Tecnologia de Delft, Netherlands, 2009.

ZHANG, G. *et al.* Design and implementation of UWB pulse with multiple narrow-band interferences mitigation. In: Proceedings of **Inter. Conf. on Consumer Electronics, Communications and Network (CECNet) 2011**. Tianjin: 2011. P. 1154-1157, 2011. ISBN: 978-1-61284-458-9. Doi: 10.1109/CECNET.2011.5769041.

ZHANG, J. *et al.* A fully integrated CMOS UWB transmitter. In: Proceedings of **IEEE 7th International Conference On ASIC (ASICOM 2007)**. Taipei: 2007. p. 372-374, 2007. ISBN: 978-1-4244-1132-0. Doi: 10.1109/ISCAS.2009.5117770.

ZHUANG, W.; SHEN, X.; BI, Q. Ultra-wideband wireless communications. **Wireless Communications and Mobile Computing**. n. 3, p.663-685, 2003. Doi: 10.1002/wcm.149

ZITO, D. *et al.* SoC CMOS UWB Pulse Radar Sensor for Contactless Respiratory Rate Monitoring. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**. v. 5, n. 6, p.503-510, 2011.

APÊNDICES

APÊNDICE A - Segue a relação dos artigos produzidos e submetidos ao longo do mestrado:

Como autor principal:

- 1 - **Projeto E Simulação De Uma Unidade Lógico-aritmética De 8 Bits Com Tecnologia Cmos 0.35 μ m PARA APLICAÇÕES DIDATICAS (10 páginas)**. Apresentado e publicado nos anais do 2º Congresso Científico da Semana Tecnológica – IFSP (CONCISTEC'11) em Outubro de 2011 recebendo o convite para submissão para a Revista Sinergia do IFSP. Enviado em janeiro de 2012 para a revista Sinergia. A topologia da porta Xor proposta neste artigo foi utilizada posteriormente em um dos geradores de pulso UWB estudados ao longo do mestrado.
- 2 - **A CMOS UWB Phased-Array UWB Transmitter With Two Vivaldi's Antennas for Vitals Signals Monitoring (2 páginas)**. Aceito mas não submetido/apresentado no IEEE International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDCS 2012).
- 3- **A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications (4 páginas)**. Apresentado e publicado nos anais do 3th IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS 2012). Eleito Best-paper pela organização do evento o que resultou em um convite para submissão da versão estendida para a edição especial da Springer Analog Integrated Circuits and Signal Processing.
- 4- **A 180nm CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Antenna Array for electronic beam variation (18 páginas)**. Submetido em julho de 2012 e em processo de revisão pela revista Analog Integrated Circuits and Signal Processing da Springer.
- 5- **A CMOS UWB Timed-Array Transmitter with a Vivaldi Antenna Array for I-Radar Applications (6 páginas)**. Apresentado e publicado nos anais do 15º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (Momag 2012). Foi convidado a ser enviado na versão estendida para uma edição especial da revista Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMOe).
- 6- **A CMOS UWB Transmitter with Vivaldi Array for Ultra-fast Beam steering Microwave Radar (8 páginas)**. Submetido em outubro de 2012 e em processo de revisão

pela revista Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMOe).

7- Radar Tracking System with 180nm CMOS UWB Transmitter with Small Planar Antenna Array (5 páginas). Apresentado e publicado nos anais do XIII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE 2012).

8- Algoritmo Para Simulação Numérica De Potenciais Elétricos Em Eletromagnetismo Com O Uso Do Método Das Diferenças Finitas (22 páginas). Submetido em janeiro de 2012 e publicado em julho de 2012 na revista Revela (ISSN 1982-646X).

9- A 180nm CMOS UWB TRANSMITTER WITH VIVALDI ANTENNA FOR NON-INVASIVE VITAL SIGNALS MONITORING FOR RADAR (6 páginas). Será apresentado e publicado nos anais do 3º Congresso Científico da Semana Tecnológica – IFSP (CONCISTEC'12) em Outubro.

Como co-autor:

10 – Simulação e fabricação de uma antena UWB TEM Horn Exponencial miniaturizada para Radar UWB (4 páginas). Apresentado e publicado nos anais do 15º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (Momag 2012). Foi convidado a ser enviado na versão estendida para uma edição especial da revista Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMOe).

APÊNDICE B - Segue a lista resumida dos trabalhos produzidos adjacentes a esta dissertação com informações sobre seu estado atual.

Nº	Data	Local	Best paper e/ou Convite para revista	Status
1	Out./11	CONCISTEC'11	Sim	Apresentado/publicado
2	Jan./12	Revista Sinergia	--	Em revisão
3	Mar./12	ICCDACS 2012	--	Aceito/não enviado
4	Mar./12	LASCAS 2012	Sim	Apresentado/publicado
5	Jul./12	Revista Springer AICSP	--	Em revisão
6	Ago./12	MOMAG 2012	Sim	Apresentado/publicado
7	Out./12	Revista JMOe	--	Em revisão
8	Out./12	SIGE 2012	--	Apresentado/publicado
9	Jul./12	Revista REVELA	--	Publicado
10	Out./12	CONCISTEC'12	--	Será apresentado

APÊNDICE C – Artigo publicado nos anais do III Congresso Científico da Semana Tecnológica do IFSP (CONCISTEC'11):

Anais do CONCISTEC'11
© 2011, copyright by IFSP

2º Congresso Científico da Semana Tecnológica – IFSP
17-21 de outubro de 2011, Bragança Paulista, SP, Brasil

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UMA UNIDADE LÓGICO-ARITMÉTICA DE 8 BITS COM TECNOLOGIA CMOS 0.35µm PARA APLICAÇÕES DIDATICAS

Alexandre Manicoba de Oliveira, alexandre.manicoba@unisantos.br

Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas, Universidade Católica de Santos, Av. Cons. Nébias, 300 - 11015-002 - Santos - SP

Héctor Dave Orrillo Ascama, Hector@pad.lsi.usp.br

Pervasive and Distributed Computing Group, Polytechnic School of the University of Sao Paulo, Av. Prof. Luciano Gualberto, 158, trav. 3, Cidade Universitária – São Paulo - SP

Sérgio Takeo Kofuji, kofuji@pad.lsi.usp.br

Pervasive and Distributed Computing Group, Polytechnic School of the University of Sao Paulo, Av. Prof. Luciano Gualberto, 158, trav. 3, Cidade Universitária – São Paulo - SP

Luiz Carlos Moreira, lcm@unisantos.br

Analog and Digital Integrated Circuits Laboratory, Universidade Católica de Santos, Av. Cons. Nébias, 300 - 11015-002 - Santos - SP

RESUMO. Neste trabalho apresentaremos o projeto e simulação de uma ULA-Unidade Lógico Aritmética de 8bits implementado no processo 0.35µm da tecnologia CMOS. Esta unidade realiza operações aritméticas de soma, subtração, comparação entre os operandos e funções lógicas AND e OR bit-a-bit. O circuito completo da ULA foi simulado em unidades com o simulador elétrico LTSpice e o layout com editor de layout Microwind. As simulações apresentaram um tempo máximo de atraso na ordem de ns.

Palavras chaves: Unidade Lógico-Aritmética, CMOS, VLSI, Circuito integrado.

1. INTRODUÇÃO

A Unidade Lógico-Aritmética é um dos principais blocos funcionais de um processador, nela são executadas operações lógicas e aritméticas, sendo as operações lógicas realizadas bit-a-bit (FREGNI & SARAIVA, 1995; TOCCI, WIDMER e MOSS, 2007) e seu desempenho influencia diretamente o desempenho do processador, logo, uma ULA com bom desempenho é a chave para um processador de boa performance (SUZUKI et al., 1993 e PATTERSON e HENNESSY, 2005), em especial a unidade aritmética (LANGDON & FREGNI, 1987).

Em função do fato de que a performance de um processador estar diretamente ligada ao desempenho da ULA, percebe-se a grande importância do estudo do desenvolvimento das ULAs.

Toda a operação aritmética realizada na ULA é baseada na operação de adição (GÜNTZEL, 2003). A proposta neste trabalho, tem sua unidade aritmética formada pela combinação de oito blocos somadores completos (*full adder*) interligados pelo sinal de vai-um (*carry*) sendo capaz de realizar operações de soma e subtração de número binários de até 8 bits (SRINIVASAN, 2003).

As operações lógicas são realizadas por uma unidade lógica formada pela combinação de oito blocos lógicos capazes de realizar as operações AND e OR com palavras de 8bits na forma paralela bit-a-bit.

A ULA proposta possui duas entradas de oito bits para cada um dos dois os operandos, uma saída de oito bits para o resultado da operação, entradas de sinais de controle que sinalizam para a ULA a operação que deverá ser realizada, bem como sinais de saída que sinalizam o estado final da operação realizada (MANICOPA, 2011).

Ao se ajustar os sinais de controle (C_0 , C_1 e C_2), prepara-se o circuito interno da ULA para realizar a operação correspondente entre os dois operandos disponíveis nas suas portas de entradas (A e B). Logo após, o resultado fica disponível na porta de saída (S) e o estado da operação nas saídas de sinalização de estado.

A técnica de projeto utilizada foi a de rede lógica de transistores (*CMOS networks*) com base nos trabalhos de Radhakrishnan (1991 e 1999), Radhakrishnan, Whitaker e Maki (1985) e Kudva, et al (1996). Segundo J. A. Abraham (2010), a técnica consiste em desenvolver um circuito CMOS otimizado a partir de sua expressão lógica, onde inicialmente se desenvolve a rede negativa (*N-network*) com transistores NMOS direto da própria expressão, logo após se desenvolve a rede positiva (*P-network*) com transistores PMOS, utilizando-se a negação da expressão e por fim combina-se as duas redes de forma a garantir o adequado funcionamento.

O circuito lógico da ULA foi implementado a partir da tecnologia de processo de fabricação de circuitos integrados IBM Semicondutor 0.35µ 5HPE SiGe BiCMOS Process, da fabricante de circuitos integrados MOSIS, no programa de simulação com ênfase em circuitos integrados (*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis – SPICE*) LTSpice versão 4.11g e o desenho do microchip (*layout*) foi desenvolvido e testado no programa Microwind versão 2.6.

O processador, cujo coração é a ULA, é um dos principais componentes na maioria dos equipamentos computacionais (PATTERSON & HENNESSY, 2005), sendo assim, este trabalho poderá contribuir, ainda que de

forma singela, para um avanço na área de sistemas computacionais como um todo, principalmente ao que tange a parte de estímulo acadêmico.

Além dos motivos acadêmicos, a pesquisa atual é motivada no fato de que estudos apontam que apesar das exportações brasileiras estarem aumentando, a ausência de um expressivo setor produtor de tecnologia de componentes eletrônicos no país explica os elevados déficits comerciais brasileiros, uma vez que a maior parte dos componentes eletrônicos dos bens produzidos no país são importados (BNDES, 2011).

Sendo assim, qualquer contribuição para o setor produtivo de componentes eletrônicos nacional, ainda que singela, poderá impactar positivamente o setor no Brasil.

2. METODOS E PROJETO

Este trabalho tem como objetivo geral apresentar o estudo e o desenvolvimento de uma ULA de 8bits com base em uma revisão bibliográfica para fins acadêmicos.

Além do objetivo geral, este tem como objetivo específico o projeto e desenvolvimento de uma unidade lógico-aritmética capaz de trabalhar com operandos e resultados de 8bits, cujo desenvolvimento se deu através de projeto e simulação em tecnologia CMOS 0.35 μ m usando a técnica de projeto *full-custom* VLSI e tendo como especificações do projeto as seguintes características:

- Entradas A e B, bem como saída de resultados S, todas de 8bits.
- Operações realizadas na forma $A(\text{operação})B=S(\text{resultado})$.
- Operações aritméticas possíveis: Soma, subtração, comparações de maior, menor e igual.
- Operações lógicas possíveis: lógica E e lógica OU.
- Seleção: uma palavra de 3 bits é utilizada para configurar o modo de operação da ULA conforme a tab. 1.

Tabela 1 - Palavras de seleção de operação da ULA.

Código (C2,C1 e C0)	Operação
001	Comparação
010	Soma
011	Subtração
100	Lógica OR
101	Lógica AND
11x	Resulta zero

As operações da ULA são divididas em circuitos modulares, sendo eles: unidade somador/subtrator (USS) e módulo comparador (MC) formando a unidade aritmética (UA), unidade lógica (UL), e multiplexador de quatro entradas e uma saída. A fig. 1 apresenta o diagrama da ULA proposta neste trabalho.

Figura 1- Diagrama da ULA proposta.

O diagrama de ligações elétricas pode ser visto na fig. 2 onde são apresentados os blocos lógicos: multiplexador de quatro canais para um, unidade lógica, barramentos de dados, sinais de controle, unidade somador/subtrator e módulo comparador, cujo circuito expandido mostra sua topologia formada por dez inversores, uma porta AND de duas entradas e uma porta AND de oito entradas.

Figura 2 - Diagrama elétrico da ULA de 8bits proposta contendo os módulos somador/subtrator, unidade lógica, multiplexador, barramentos e circuito comparador.

Segue o estudo detalhado de cada módulo que compõe a ULA proposta, sendo que o primeiro a ser apresentado é a unidade somadora/subtratora, visto sua relevância no que diz respeito ao cerne das funções aritméticas.

2.1. Unidade Somadora/Subtratora

O módulo somador é base para o projeto da unidade de soma e subtração (USS) que foi adaptado do somador de um bit proposto na literatura por Fregni e Saraiva (1995) e Tocci, Widmer e Moss (2007). O somador de um bit realiza adição em única coluna binária da cadeia de bits como ilustra a figura 3.

A operação de adição inicia ao somar-se os bits menos significativos (LSBs) da primeira e da segunda palavras, sendo assim, $1+1=10$, ou seja, a soma dos dois bits menos significativos resulta um bit menos significativo igual a 0 e um bit vai-um (*carry out*) igual a 1.

O bit vai-um da coluna anterior é recebido na próxima coluna como vem-um que chega (*carry in*) e é somado aos bits da segunda coluna (em evidência na fig.3), assim: $1+1+0=10$, ou seja, a soma de C_i com os dois bits resulta em zero e um bit C_o igual a 1, e assim até a soma dos bits mais significativos (MSBs).

Figura 3 - Estudo e modelo do somador bit-a-bit proposto por Fregni e Saraiva (1995) e Tocci, Widmer e Moss (2007), onde (a) representa a soma paralela, (b) uma única coluna da soma com o detalhe do bit recebido (*carry in*) da soma anterior e o bit que vai para soma seguinte (*carry out*) e (c) o modelo algébrico.

Como pode ser observado na fig. 3, as colunas da soma binária, representando cada qual um módulo somador são inter-relacionadas pelo bit vai-um (*carry out*) que se propaga entre elas, onde o bit vai-um (*carry out*) que tem origem na coluna anterior é o C_i (*carry in*) é somado com os operandos A e B da posição i. Já o bit vai-um que tem como destino a próxima coluna é o C_o (*carry out*).

As expressões para S_i e C_o são vistas nas Equações (1 e 2):

$$S_i = (A_i \oplus B_i) \oplus C_i \quad (1)$$

$$C_o = A_i B_i + C_i (A_i \oplus B_i) \quad (2)$$

Para realizar uma operação de subtração entre os operandos apartir do somador, realiza-se o complemento bit-a-bit do subtraendo e realiza-se a soma com o minuendo, com $C_o=1$, isto é $B_0=0$, uma vez que neste caso o sinalizador vai-um se torna empresta-um (FREGNI & SARAIVA, 1995). Para implementar o controle entre as operações de subtração e adição, foi inserido o sinal de modo de operação (M) como mostra a Equação (3):

$$C_o = (M_i \oplus B_i) \cdot (C_i + A_i) + (C_i \cdot A_i) \quad (3)$$

Com base nas Equações (1 e 3), desenvolveu-se no *LTSpice* o circuito lógico do somador/subtrator completo de 1 bit como mostra a fig. 4:

Figura 4 - Circuito lógico somador/subtrator de 1bit.

A tab. 2 ilustra a forma de controle da USS a partir do sinal de controle na porta M, nele configuramos a unidade para realizar soma ou subtração.

Tabela 2 – Bit de seleção de operação da USS.

Código (M)	Operação
0	Soma
1	Subtração

Para realizar o teste por simulação Spice da USS foi aplicado sinais de entrada ajustados de acordo com a matriz de vetores apresentada na Equação (4):

$$\begin{bmatrix} A_{(t)} \\ B_{(t)} \\ C_{i(t)} \\ M_{(t)} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} e \right\}$$

$$p/t = (0;0,5;1;1,5;2;2,5;3;3,5;4;4,5;5;5,5;6;6,5;7e7,5)ns$$

(4)

A fig. 5 apresenta as formas de onda dos sinais dos operandos (A e B), do sinal de *carry in* (Ci) e o sinal de controle (M) e as formas de onda de saída *carry out* (Co) e de resultado (S). O sinal de entrada esta operando a um clock de 1GHz com alimentação $V_{dd}=3,5V$. Em realce dois instantes onde são estudados os tempos necessários para a realização de cada operação.

Figura 5 - Formas de onda da operação da unidade somadora/subtratora simulada no LTSpice.

A uma frequência de 1GHz com $V_{dd}=3,5V$ a USS realiza uma operação de soma em 190ps e uma operação de subtração em 205ps como pode ser observado na fig. 6.

Figura 6 - Forma de ondas da simulação Spice da USS onde é observado em (a) o tempo de 190ps para realizar uma operação de soma e em (b) o tempo de 205ps para realizar uma subtração.

A fig. 7 apresenta o layout CMOS 0.35 μm do módulo somador/subtrator de 1 bit com realce dos poços com dopagem tipo n (*N-well*) e substrato tipo p (*Si-P*) devidamente polarizados.

Figura 7 - Layout CMOS 0.35 μm do módulo somador/subtrator de 1bit desenhado no programa MicroWind.

Ao associarmos múltiplas USS em paralelo formamos uma USS capaz de realizar operações com palavras de N bits, sendo N o número de USS de 1 bit associadas em paralelo.

A USS paralela é um somador/subtrator simples e econômico, entretanto apresenta um atraso em sua execução. Esse tipo de arranjo é chamado somador/subtrator de propagação do vai-um (*ripple carry adder/subtractor*), sendo desenvolvido através da simples associação em cascata de USS de 1 bit, como se observa na fig. 7.

Figura 8 - Somador/Subtrator de 8 bits com propagação do vai-um.

O atraso apresentado durante a operação desta unidade de soma e subtração é equivalente a soma dos atrasos da saída vai-um (*carry out*) das USS de 1 bit. Neste caso, a USS de 8bits proposta apresenta um atraso de aproximadamente 96 camadas de transistores entre a transição do bit vai-um C0 ao C8, o que equivale ao tempo de propagação de 0.9ns por operação.

A fig. 8 apresenta o Layout do circuito da USS de 8bits.

Figura 9 - Layout da USS de 8bits em tecnologia CMOS 0.35 um desenhado no Microwind.

2.2. Módulo comparador

O comparador ou comparador de magnitude, aqui apresentado como módulo comparador (MC), é um circuito lógico combinacional que realiza a comparação de duas palavras binárias e gera uma saída (S) codificada que indica qual destas palavras (A e B) tem maior magnitude (TOCCI, WIDMER e MOSS, 2007).

O MC, em realce na fig.1 e em destaque na fig.9, opera em conjunto com a USS configurada para realizar operações de subtração. Ao ser realizada a operação de subtração entre os operandos A ($A_7 A_6 A_5 A_4 A_3 A_2 A_1 A_0$) e B ($B_7 B_6 B_5 B_4 B_3 B_2 B_1 B_0$) o MC monitora o resultado da operação e informa se $A=B$, se $A<B$ ou se $A>B$.

Figura 10 – Setup de teste Spice do módulo comparador.

No caso em que os operandos são iguais, o resultado da operação de subtração será 0000 0000b o que ativará a saída da porta AND, com oito entradas negadas, vide fig. 10, informando que A=B através do resultado 0000 0001b na porta S. Já no caso onde o operando A é maior do que B, o resultado da subtração será diferente de zero, o que habilitará a primeira condição para o teste de A>B e sendo um resultado positivo, ou seja $C_8=0$, habilitando a segunda condição para o teste A>B, o resultado 0000 0010b é apresentado na porta S.

No último caso, em que $A < B$, o resultado da subtração de A e B é negativo ($C_8=1$), o que gera o valor de saída S igual a 0000 0100b.

Figura 11 – Circuito da porta AND com oito entradas negadas utilizada no módulo comparador.

Para realizar testes Spice no MC, um SETUP de testes foi montado de forma a permitir a comparação dos operandos A e B segundo a matriz de teste apresentada na Equação 5.

$$\begin{bmatrix} A_{(t)} \\ B_{(t)} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 00000000 \\ 00000000 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 11001010 \\ 00000000 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 11000000 \\ 11101111 \end{bmatrix} \right\}$$

$$p/t = (0;1,2e3,2)ns$$

(5)

A fig. 12 apresenta as formas de onda dos sinais dos operandos (A e B), dos sinais A=B (ss0), A>B (ss1) e A<B (ss2) e dos sinais de A-B (n003-n010) com alimentação Vdd=3,5V.

Figura 12 - Formas de onda da operação do circuito do módulo comparador simulado no LTSpice.

Durante os testes por simulação Spice, percebeu-se que o módulo comparador apresentou um funcionamento adequado, informando corretamente o resultado da comparação entre os operandos A e B, sendo que o tempo de resposta do módulo comparador é de 0,6ns para o caso em que $A=B$, 293ps para o caso em que $A>B$ e finalmente constatou-se que o módulo comparador leva aproximadamente 0,9ns para apresentar o resultado quando $A<B$.

Os tempos de operação podem ser vistos em realce na fig. 13.

Figura 13 - Formas de onda da simulação Spice do módulo comparador evidenciando os tempos para realizar as possíveis comparações.

2.2. Unidade lógica

As operações lógicas em uma ULA são realizadas sobre cadeias de bits, sendo assim, quando se realiza uma operação lógica entre os operandos A e B de uma ULA, a operação é realizada bit-a-bit, entre todos os bits dos dois operandos.

A unidade lógica (UL) proposta realiza funções lógicas sobre os operandos A e B, conforme a configuração do sinal de controle (C), ou seja, o sinal de controle especifica que função lógica será realizada.

A tab. 3 ilustra os sinais de controle da UL a partir do sinal de controle na porta C, onde configuramos a unidade para realizar a função lógica *OR* ou *AND*.

Tabela 3 – Bit de seleção de operação da UL.

Código (C)	Operação (função)
0	$S=A+B$ (<i>OR</i>)
1	$S=AB$ (<i>AND</i>)

A fig. 13 apresenta o setup de teste do circuito da UL, nele é possível identificar que as funções lógicas aplicadas aos operandos são realizadas bit-a-bit, ou seja:

$$A = A_7A_6A_5A_4A_3A_2A_1A_0$$

$$B = B_7B_6B_5B_4B_3B_2B_1B_0$$

desta forma se:

$$C=1$$

então,

$$S=AB$$

sendo assim,

$$S_n = A_n B_n$$

Figura 14 - Setup de teste Spice da unidade lógica.

A fig. 14 apresenta as formas de onda dos sinais dos operandos (*A* e *B*), dos sinais $S=A+B$ para $C=0$ e $S=AB$ para $C=1$ com alimentação $V_{dd}=3,5V$.

Figura 15 - Formas de onda da operação do circuito da unidade lógica simulado no LTSpice ilustrando o tempo de atraso para apresentar o resultado da função AND em 0,22ns e 186ps para função OR.

3. CONCLUSÕES

A ULA de 8bits proposta neste trabalho foi projetada com base em circuitos digitais propostos por Langdon e Fregni (1987), Fregni e Saraiva (1995) e Tocci, Widmer e Moss (2007).

Todo o circuito foi projetado em tecnologia CMOS 0.35 μ m em ambiente de projeto e simulação Spice com o auxílio dos softwares LTSpice e Microwind com parâmetros de projetos *MOSIS IBM Semiconductor 0.35 μ 5HPE SiGe BiCMOS Process*.

O projeto da ULA foi dividido em módulos isolados para organizar a arquitetura interna do circuito e permitir que fossem realizados testes e simulações separadamente, relacionando assim os resultados dos testes para obter o resultado do funcionamento da ULA como um todo. As unidades são: unidade somadora/subtratora de 8bits, módulo comparador de 8bits e unidade lógica de 8bits, além do multiplexador de 1 para 4 canais de 8bits.

A unidade somadora/subtratora usa a topologia de propagação de vai-um *ripple carry* o que tornou o circuito simples, em detrimento do atraso de propagação do sinal de *carry* entre as unidades somadoras/subtratoras de 1 bit o que leva 0.9ns aproximadamente.

O módulo comparador é formado por um circuito digital que analisa o resultado da operação de subtração entre os operando e apresenta na forma de códigos o resultado da operação, desta forma os tempos de atraso do módulo de comparação ficam entre os maiores registrados, sendo eles: 0.6ns para o caso em que $A=B$, 293ps para o caso em que $A>B$ e por fim, 0.9ns para apresentar o resultado quando $A<B$.

As operações lógicas AND e OR da unidade lógica são realizadas bit-a-bit em paralelo, o que garante um tempo de resposta de 220ps para a função AND e 186ps para a função OR.

Os testes foram realizados em um sistema de teste que compreendia a realização de *setups* separados para cada módulo obtendo-se o resultado do funcionamento de cada módulo que compõe a ULA de 8bits proposta.

4. REFERÊNCIAS

- ABRAHAM, J. A., “Implementing Logic in CMOS”, Notas de aula, Department of Electrical and Computer Engineering at The University of Texas, Austin, Set/2010.
- BNDES – Banco Nacional do Desenvolvimento. “Horizonte de investimentos 2007-2010: Uma síntese”, Disponível em: <http://www.bndes.gov.br/SiteBNDES/export/sites/default/bndes_pt/Galerias/Arquivos/conhecimento/liv_perspectivas/02.pdf>. Acesso em: 19 de junho de 2011.
- FREGNI, Edson; SARAIVA, Antonio Mauro. Engenharia do projeto logico digital: conceitos e pratica. Sao Paulo: E. Blucher, 1995. 498p.
- GÜNTZEL, José Luis. “Projeto de um Unidade Lógico-Aritmética (ULA)”. Universidade Federal de Pelotas. Pelotas, 2003.
- KUDVA, Prabhakar, et al. “Synthesis of Hazard-free Customized CMOS Complex-Gate Networks Under Multiple-Input Changes”. IB T.J. Watson Research Center. 1996.
- LANGDON, Glen George Jr. e FREGNI, Edson. Projeto de computadores digitais. São Paulo: E. Blucher, 1987. 357p.
- MANIÇOBA, Alexandre. “Projeto I - Passo a passo para a criação de um microprocessador de 4 bits. Registradores. Ula. Unidade de Controle.”, Notas de aula, Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Católica de Santos, Santos, março de 2011.
- MOSIS - Integrated Circuit Fabrication Service. “IBM 0.35 Micron 5HPE Process”. Disponível em: <<http://www.mosis.com/ibm/5hpe/>>. Acesso em: 10 de junho de 2011.
- PATTERSON, David A.; HENNESSY, John L.. Computer organization and design: the hardware/software interface . 3. ed. Boston: Morgan Kaufmann Publishers, 2005. 621 p., ISBN 1558606041
- TOCCI, Ronald J., WIDMER, N. S. e MOSS G. L. Sistemas digitais: princípios e aplicações. 10. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2007. xxii, 804 p. ISBN 9788576050957.
- RADHAKRISHNAN, Damu, “Design of CMOS circuits”, IEE Proceedings-G, Stevenage, UK. Vol. 138, n. 1, pp. 83-90, fev/1991.
- RADHAKRISHNAN, Damu, “Switching activity in CMOS pass networks”, IEE Electronics Letters Online, Stevenage, UK. Vol. 35, n. 24, pp. 2115-2116, Nov/1999.
- RADHAKRISHNAN, Damu, WHITAKER, Sterling R. and MAKI Gary K. “Formal Design Procedures for Pass Transistor Switching Circuits”, IEEE Journal of Solid-State Circuits. Vol. SC-20, n. 2, pp. 531-536, Apr/1985.
- SRINIVASAN, Chandra. “Arithmetic Logic Unit (ALU) design using reconfigurable CMOS logic”. 2003. 115 f. Tese (Mestrado de Ciências em Engenharia Elétrica) – Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College, Louisiana, 2003.
- SUZUKI, Makoto, et al. “A 1.5ns 32b CMOS ALU in Double Pass-Transistor Logic” , ISSCC 93 – IEEE International Solid-State Circuits Conference, Session 5, pp. 90-91, 1993.

5. NOTA DE RESPONSABILIDADE

O autor é o único responsável pelo conteúdo deste artigo.

APÊNDICE D – Resumo aceito no IEEE 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems 2012:

A CMOS Phased-Array UWB Transmitter With Two Vivaldi's Antennas for Vitals Signals Monitoring

Alexandre Manicoba de Oliveira *, Héctor Dave Orrillo Ascama*, Sérgio Takeo Kofuji*, Wilhelmus A. M. van Noije* and Luiz C. Moreira**.

*Integrated Systems Laboratory, University of São Paulo – USP, São Paulo, Brazil. Phone number: (+55 11) 3091-5589, {amanicoba, hector, kofuji}@pad.lsi.usp.br and noiye@lsi.usp.br

**Analog and Digital Integrated Circuits Project Laboratory, Catholic University of Santos – UNISANTOS, Santos, Brazil. Phone number: (+55 13) 3205-5555, lcm@unisantos.br.

1. Abstract

This paper presents a UWB phased-array transmitter circuit design to dual small Vivaldi's antennas array for contactless monitoring of vital signs indoors, for example in industrial areas, military or medical facilities and petroleum workplaces.

In recent years, much research has been conducted based on generation and transmission of UWB pulses [1], especially for application in the contactless monitoring of vital signs, indoor and outdoor [2-4], since the UWB technology has some advantages: low duty cycle of pulses and low power is necessary for generation and transmission of the pulse, something around 1.7pJ/pulse circuit proposed in [1]. Besides the advantages that come from technology, the system proposed in this paper is a strong candidate for use in contactless monitoring vital signs, see Fig. 1-3, such as measuring heart rate and respiration rate, where you need a hi-fi system that can capture the movement of the human body because it causes significant changes in the waveform of the UWB pulse irradiated on it [3]. To achieve this goal is necessary to use high-gain and directional antennas to minimize reflections of the environment [4].

For feed the antenna array, it uses a pulse UWB formed by a 7th order derivative Gaussian circuit using a Noval Phase Detector (PD) based on the [1]. The circuit results had demonstrated the circuit capability to operate as a pulse generator; simulations shows ~180mV of pulse amplitude and ~880ps of the pulse duration, dynamic energy consumption of around 1.7pJ and a average power consumption of 840μW per pulse respectively at input frequency of 200MHz and 2V power supply, can operate up to 0,8GHz, without distortion in the generated pulse. In this work has built an array of Vivaldi antennas, based in [5], see Fig.5, with 60x70mm and a maximum gain of 8 dB at center frequency of 7.5 GHz, return loss - 10 dB in the operating range of 5 to 10 GHz.

The antenna array connected to the circuit provides the main lobe directivity of 20 to -20 degrees, that can be controlled in 31 different beam angles, using the digital control circuit delay, seen in Fig.4, with a gain between 6 and 7 dB in the frequency range of the 5 to 10 GHz, its radiation pattern, directivity and gain is suitable for a vital-sign radar application.

Finally, this paper proposes a pulse transmitter phased-array design using 0.18μm standard CMOS process to Vivaldi's dual-array antennas. Based on the results obtained in the testing environment and simulation integrated LTSpice IV + CST MW 2010, see Fig.6 and Fig.7, can be observed from the diagram of irradiation, see Fig. 8, the angle of directivity of the main lobe can be controlled between 20 and -20 degrees, this allows the system to get a wide sweep of a monitored environment, confirming the concepts proposed in this paper.

References

- [1] L.C. Moreira, W.A.M.V. Noije, C.R.P. Dionisio, H.D.O. Ascama and S.T. Kofuji. "A Pulse Generator UWB-Ultra Wide Band using PFD Phase Frequency Detector in 180nm CMOS Technology". IMOC 2009, Belém, pp. 239-243, Março 2010.
- [2] N.N.M. Khanh, M. Sasaki and K. Asada. "A CMOS Pulse Beamforming Transmitter Design with an On-chip Antenna Array for Millimeter Wave Imaging Applications", 5th FutureTech 2010, Busan, Korea, pp. 1-6, May 2010.
- [3] Ershad Sharifahmadian. et al. " Adaptive Signal Processing Algorithm for Remote Detection of Heart Rate (HR) Using Ultra-Wideband Waveforms based on Principal Component Analysis". In: 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS, 2009, Minneapolis - Minnesota, USA.
- [4] A. Lazaro. et al. "Analysis of vital signs monitoring using an IR-UWB radar". In: Electromagnetics Research PIER 100, 2010, Massachusetts, USA.
- [5] Y. Yang, Y. Wang, and A. E. Fathy, "Design of compact vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 82, 401-418, 2008.

Fig.1. Proposed system CMOS Phased-Array Transmitter With Dual Vivaldi's Antennas Array: i) 7th Derivative Gaussian Pulse Generator; ii) Delay circuit; iii) Two Vivaldi's antenna array.

Fig.2. Proposed UWB 7th derivative Gaussian pulse generator; Where a) general diagram; b) Phase detector circuit; c) Delay circuit. Adapted of the [5].

Fig.3. Full layout of the 7th derivative Gaussian pulse generator circuit.

Fig.4. Delay control circuit.

Fig.5. Proposed dual Vivaldi antenna array.

Fig.6. Output 7th derivative Gaussian pulse.

Fig.7. Dual output 7th derivative Gaussian pulse chain at 200MHz PRR with two levels of lag.

Fig.8. CST 2010 result of simulation; Phased-array Irradiation diagram with main lobe direction of the 20°, 0 and -20° respectively.

APÊNDICE E – Artigo publicado nos anais do 3rd IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems 2012 e eleito entre os melhores do evento. Foi convidado a ser submetido como versão estendida para uma edição especial da Springer:

A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications

Alexandre M. de Oliveira^{1,2}, Héctor D. Orrillo Ascama¹, Wilhelmus A. M. van Noije¹ and Sérgio T. Kofuji¹

¹Integrated Systems Laboratory, University of São Paulo
São Paulo, Brazil.

{amanicoba, hector, kofuji}@pad.lsi.usp.br and
noije@lsi.usp.br

Luiz C. Moreira²

Analog and Digital Integrated Circuits Project
Laboratory

²Catholic University of Santos – UNISANTOS,
Santos, SP, Brazil.
lcm@unisantos.br

Abstract— This paper presents a new beamforming transmitter, Ultra Wide Band (UWB) pulse generator for contactless radar monitoring applications of vital signals. The system consists of a programmable delay circuit (PDC or τ), UWB pulse generator circuit and an array of Vivaldi planar antennas. Also, a new CMOS PDC controller is developed in order to provide pulse beamforming. The circuit was designed using 0.18 μ m CMOS process and the planar antenna array was designed with copper and FR-4 substrate. Spice circuit simulations show the generation of pulses with 136mVpp amplitudes and 350ps width. The generated pulse spectrum complies with the Federal Communications Commission (FCC) spectrum mask in the 6-10GHz range. The dynamic energy consumption is around 0.4pJ per pulse using 2V power supply at pulse repetition rate (PRR) of 100MHz. Electromagnetic simulations using CST MW 2010 shows the Main Lobe with an average magnitude of 12dBi, 30° x 32° angular width, and a beam steering between -15° and +25° for θ , and between -20° and +20° for the ϕ angles. This system can be applied to human monitoring in hospitals, ports and airports, industrial plants – like refineries and oil platforms – and military units as well.

I. INTRODUCTION

A constant search for improved welfare in industrial, medical and military environments has motivated several research applications in monitoring vital signs like the monitoring of heartbeat of workers in a plant, or the measurement of respiration rate of a group of soldiers in a military unit [1], and location of victims of environmental disasters. These vital signs need to be reliably acquired. It requires a high precision system which can capture the movement of the human body, and distinguishes each individual in his own position, because dynamic analysis can cause significant changes in waveforms UWB pulse irradiated on it [2]. To achieve this goal the use of a radar system equipped with high-gain directional antennas to minimize reflections of environment is necessary [3]. This work proposes a transmitter phased array system equipped with an array of antennas arranged in such way to control the beam steering (Fig.1). This arrangement consists of four transmitters where each is formed by a PDC, as shown in Fig.1(a), in series with the pulse generator circuit (Fig.1(b)), and the antenna (Fig.1(c)), allowing to control the beamform. The organization of this work is as follows: in Section II the complete transmitter circuit and antennas

architecture and design are presented. In Section III the main integrated system simulations considering effects of crosstalk coupling vertical and horizontal, the input noise and parameters variation by Monte-Carlo were considered. Also the electromagnetically propagation simulation in CST MW 2010 are presented in this Section III. Finally, the conclusions are given in Section IV.

Figure 1. Transmitter using Vivaldi antenna array with digital controllable pulse delay chain for adjusting scanned angles: (a) programmable delay circuit array; (b) 7th derivative circuit; (c) Vivaldi antenna array.

II. COMPLETE TRANSMITTER CIRCUIT AND ANTENNAS

In sequence, each block of the transmitter is explained, including the antenna array.

A. Programmable delay array - PDC

The proposed PDC array is shown in Fig.2(a). The circuit consists of four independent channels, with details shown in Fig.2(b), and each one is formed by two inverters connected in series with a digital variable capacitor between the signal line and V_{SS} . The charging and discharging times of the variable capacitor changes the response of the voltage signal between the two inverters, and in this way providing a controlled delay.

Figure 2. General PDC array: (a) PDC array; (b) PDC Unit; (c) PDC schematic; and (d) Digital Variable Capacitor.

B. 7th derivative Gaussian pulse generator

The development of the pulse generator presented in this paper is based on [4], which shows a pulse shaping method to generate an UWB pulse designed in a standard 0.35 μ m CMOS process.

Figure 3. The proposed 7th derivative Gaussian pulse generator: (a) Delay circuit; (b) Pulse generator; (c) Pulse shaping; (d) 2nd derivative RLC circuit; (e) Generated Output Pulse.

The fundamental idea of the 7th derivative Gaussian pulse generator is presented in Fig. 3. The circuit is implemented using a 0.18 μ m CMOS process. The proposed transmitter architecture for the UWB implementation is based mainly on the Phase Detector (PD) circuit, instead of using NAND and NOR gates of [5] resulting in a pulse with shorter duration and reducing the power consumption due to increased response speed of the PD, and it is composed by the following blocks: a delay circuit as shown in Fig.3(a), a pulse generator as shown in Fig.3(b) using four PD's as given in [4], a pulse shaping stage as shown in Fig.3(c), and a 2nd derivative RLC as shown in Fig.3(d). Each part of the proposed 7th derivative Gaussian pulse generator will be detailed below.

1) Delay circuit

The delay circuit unit is formed by four sets of two identical inverters. In Fig.3(a) each implemented inverter consists of the transistors nMOS and pMOS (for the first inverter they are Mn36 and Mp34, respectively). The delay time depends on the transistor channel dimensions and the number of inverters in the delay line. In this design the corresponding widths for the nMOS and the pMOS transistors are 1 μ m and 2 μ m, respectively. This setting for the delay circuit was chosen because of its simple and compact topology. Besides, it presented a good delay response, making possible a better UWB output pulse frequency. The input signal applied is a square clock waveform with a PRR up to 2GHz (based on simulations). The outputs of the four delay elements are V(ph1), V(ph2), V(ph3) and V(ph4), as shown in Fig.4. The delay nodes are connected to each input of the four PD's, in order to correct generation of the output pulses of the four PD's.

2) Phase detector circuit

The phase detect circuit in this paper is based on [4], except for using the inverted output. The detail of PD-1 is shown in Fig.3(b), the other three are similar. Each PD of the circuit presents the output simulated waveform, as shown in Fig.5, and thus the four pulses are V(pd1), V(pd2), V(pd3), and V(pd4).

Each PD circuit consists of only two stages: n-dynamic block and an n-latch. Both blocks have been designed for high performance operation and low power consumption [6]. The n-dynamic block is formed by three MOS transistors: Mp28, Mn29 and Mn30, which dimensions of all channel lengths are 0.18 μ m and the widths are 2 μ m, 0.7 μ m and 0.7 μ m, respectively. The n-latch circuit is also formed by three transistors: Mp31, Mn32 and Mn33, and their widths are to 5 μ m, 2.5 μ m and 2.5 μ m, respectively, all the channel lengths are 0.18 μ m. The operation details of the PDs follows. First, we refer to PD-1. In this PD-1 a comparison is made between the phases of both input terminals, V(in) and V(ph1). When the first signal V(in) makes a transition from "0" to "1" (which is applied at the gates of Mp28 and Mn29) after an internal delay the PD output will go from "1" to "0", as shown in Fig.4 and Fig.5. Then after a delay of V(in) through the Delay circuit the third PD input connected at gate of Mn30 is changed from "0" to "1", imposing that the PD-1 output returns again to "1", and resulting in an "0" pulse every time a new pulse at the Delay input is applied.

Figure 4. Timing diagram difference among the phases: between input signal V(in) and V(phase 4).

Figure 5. Simulated waveforms of the each PD's output for UWB pulse generation.

3) Pulse shaping stage and 2nd derivative RLC

The pulse shaping stage implemented two charge-pumps, and each consists of two pMOS transistors, as shown in Fig.3(c). The inputs (Fig.5.) are the pulses at node V(pd1), V(pd2), V(pd3) and V(pd4). The charge-pump output currents are controlled and combined successively by these transistors; as a result, a 5th derivative Gaussian pulse is generated. The output current magnitude i_0 is controlled by output pMOS transistors (Mp38-Mp41). The transistor sizes are chosen based on the needed amplification to shape the output UWB waveform [5]. In our design, the transistor dimensions are: all MOS channel lengths are 0.18 μ m and their widths are equal to 10 μ m, 12 μ m, 12 μ m and 12 μ m, respectively.

The output circuit is composed by four main passive components: C_0 , C_1 , L_1 and R_0 . The C_0 capacitor is to block the CC current through L_1 to the ground and the value of C_0 is 570fF and has been implemented using the gate capacitance; the corresponding value for the C_1 , L_1 and R_0 are 185fF, 1.3nH and 50Ω. The output signal width is determined by the delay time of the Delay Circuit Unit, about the time in each phase delay stage (Ph1, Ph2, Ph3 and Ph4).

The pulse amplitude is 136mVpp, shown in Fig.3(e), the dynamic energy consumption is around 0.4pJ and an average power consumption of 1.1mW per pulse respectively, at input PRR of 100MHz and 2V power supply. Fig.6. shows the pulse spectral density.

Figure 6. Spice Power Spectral Density of output pulse.

Table I presents a comparison between our design and others reported in literature. Compared with [5] shows that consumption is lower due to the lower signal duration and smaller amplitude of the pulse although the Vdd is higher.

TABLE I. PERFORMANCE AND COMPARASION OF UWB TRANSMITTER.

Parameters	This work*	[5]*	[8]*
Gaussian pulse derivative order	7 th	7 th	5 th
Technology (μm)	0.18	0.18	0.18
Vdd (V)	2	1.5	1.8
PRR (MHz)	100	100	1
Pulse duration (ps)	350	800	380
Pulse amplitude (mVpp)	136	500	700
Energy consumption per pulse/Supply voltage.	0.4pJ/2V	4.7pJ/1.5V	--

*Spice simulation results.

C. Layout of the 7th derivative Gaussian pulse generator

The layout of the designed UWB pulse generator without pad's is shown in Fig.7. The pulse generator circuit occupied an area of 105μm x 137μm, then the total phased 2x2 array transmitter occupy about 220μm x 280μm.

Figure 7. Layout of one pulse generator of the 2x2 array UWB including the inductor, capacitors, and the 50Ω load resistance.

D. Vivaldi antenna array

In this paper we propose a 2x2 array of Antipodal Vivaldi antennas for beamforming. The Vivaldi antennas belong to the class of aperiodic, continuously scaled, exponential curved antennas. The characteristics that make it suitable for UWB applications are that the Vivaldi antenna has theoretically constant beamwidth at unlimited operating frequency range [1, 7, 9, 11].

Figure 8. (a) Key design parameters of dual-polarized array; (b) Key design parameters of notch Vivaldi antenna.

The design parameters of dual-polarized array and Vivaldi antenna are shown in Fig.8, and dimensions in Table II.

TABLE II. DIMENSIONS OF THE ANTENNAS.

50Ω microstrip line	w		b		Units in mm.	
	l	o	s	r	c	a
Antenna dimention	58,40	22,66	7,89	13,40	1,90	34,60

The substrate was the FR-4 with a relative dielectric constant of 4.3 and a tangent loss of 0.025. The opening function of the elements of excitement and ground plane show the exponential taper profile, which is defined in [10]. The antenna array is optimized to radiate the pulse frequencies between 6-10 GHz and filter out other frequencies. Simulation results of reflection co-efficient are shown in Fig.9.

Figure 9. Reflection Co-efficient of proposed Vivaldi Antenna Array.

III. SIMULATION RESULTS

The simulation of the Pulse Beamforming Transmitter in Spice model shows 136mV of pulse amplitude and 350ps of pulse width, as well as main lobe with average magnitude of 12dBi, 30° x 32° angular width and a beam steering between -15° and +25° to the θ and between -20° and +20° to the ϕ angles for maximum values.

TABLE III. DATA OF SOME POSSIBLE SETS AND RESULTS.

Fig.10.	Programmable Delay Array				Delay on the antenna input:				Main Lobe		
	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	1	2	3	4			
					phase(°)				$\phi(^{\circ})$	$\theta(^{\circ})$	dire.(dBi)
(a)	00h	08h	0Fh	08h	0.0	63.0	141.1	63.0	12	-8	12.9
(b)	00h	00h	0Bh	0Bh	0.0	0.0	98.3	98.3	16	2	15.7
(c)	08h	00h	08h	0Fh	63.0	0.0	63.0	141.1	10	12	15.7
(d)	08h	0Fh	08h	00h	63.0	141.1	63.0	0.0	-12	-8	13.6
(e)	0Dh	00h	00h	0Dh	113.4	0.0	0.0	113.4	0	16	15.6
(f)	0Fh	08h	00h	08h	141.1	63.0	0.0	63.0	-12	12	15.9

Fig.10. shows some possibilities for beamforming whose configuration parameters of the circuit to obtain them can be seen in Table III. Here, the first column indicates the corresponding item in Fig.10; the second to fifth column are the control words, in hexadecimal base, of each PDC; the sixth to ninth column are the corresponding phase delays; and, finally, between tenth and twelfth columns are the parameters of the beam radiated directivity results.

Figure 10. 3D Radiation Patterns of Array.

IV. CONCLUSION

In this paper the design of a new beamforming transmitter UWB pulse generator system composed of CMOS circuits and an arrangement of antennas using a simulation environment integrated with Spice and CST 2010 MW was presented. The simulation results showed a controllable beam steering between -15° and +25° for θ and between -20° and +20° for ϕ angles of the main lobe with an average directivity of 15.5dBi, 30° x 32° angular width. This control was achieved using a PDC array circuit, able to generate a delay between pulses up to 180 degrees. The pulses obtained shows 136mVpp amplitude and 350ps of pulse duration and a dynamic energy consumption around 0.4pJ per pulse using 2V power supply at PPR of 100MHz.

ACKNOWLEDGMENTS

The research work was partially supported by the Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Sistemas Micro e Nanoeletrônicos (INCT/NAMITEC) under CNPq process no.573738/2008-4 and under FAPESP process no. 2008/57862-6. Héctor Dave Orrillo Ascama would like to acknowledge the financial support from PNPd/CAPES.

REFERENCES

- [1] M. U. Afzal, A. A. Qureshi, M. A. Tarar and T. Taqeer. "Modeling and Simulation of an X-band Planar Phased Array Antenna," Proceedings of Conference held at the Microwave Conference Proceedings (CJMW). Zhejiang University Press. ISBN:978-7-308-08555-7, 636 pages, 2011., p.231-234.
- [2] Ershad Sharifmadian. et al. "Adaptive Signal Processing Algorithm for Remote Detection of Heart Rate (HR) Using Ultra-Wideband Waveforms based on Principal Component Analysis". In: 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS, 2009, Minneapolis - Minnesota, USA.
- [3] A. Lazaro. et al. "Analysis of vital signs monitoring using an IR-UWB radar". In: Electromagnetics Research PIER 100, 2010, Massachusetts, USA.
- [4] Moreira, L.C.; van Noije, W.A.M.; Silveira, D.M.; Kofuji, S.T.; Sasaki, C.A. "A small area 2.8pJ/pulse 7th derivative Gaussian pulse generator for IR-UWB," Proceedings of Conference held at the Microwave Conference Proceedings (CJMW). Zhejiang University Press. ISBN:978-7-308-08555-7, 636 pages, 2011., p.265-268.
- [5] Tuan-Anh Phan, et al., "4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio", AUTO-ID Labs at MIT, 2008.
- [6] J. Navarro Soares Jr., "Design Techniques for High Speed CMOS ASICs" PhD Thesis, Politechnic School of Engineering, University of São Paulo, 14 Dec. 1998 (in Portuguese).
- [7] Y. Yang, Y. Wang, and A. E. Fathy. "Design Of Compact Vivaldi Antenna Arrays For UWB See Through Wall Applications". Progress in Electromagnetics Research, PIER 82, p.401-418, 2008.
- [8] Kim, H.; Park, D.; Joo, Y.; "All-digital low-power CMOS pulse generator for UWB system", Electronics Letters, Vol. 40 No. 24, p.1534-1535. 25 Nov. 2004.
- [9] N.N.M. Khanh, M. Sasaki and K. Asada. "A CMOS Pulse Beamforming Transmitter Design with an On-chip Antenna Array for Millimeter Wave Imaging Applications", 5th FutureTech 2010, Busan, Korea, pp. 1-6, May 2010.
- [10] Greenberg, M. C., L. Virga, and C. L. Hammond, "Performance characteristics of the dual exponentially tapered slot antenna for wireless communication application," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 52, p.305-310, Mar. 2003.
- [11] A. Mehdipour, K. Mohammadpour-Aghdam and R. Faraji-Dana. "Complete Dispersion Analysis of Vivaldi Antenna For Ultra Wideband Applications" Progress In Electromagnetics Research, PIER, Vol. 77, p.85-96, 2007.

APÊNDICE F – Artigo publicado nos anais do 15º Simposio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - MOMAG 2012. Convidado a submissão de versão estendida para a revista Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications:

A CMOS UWB Timed-Array Transmitter with a Vivaldi Antenna Array for I-Radar Applications

Alexandre Maniçoba de Oliveira^{a,b}, Marcelo B. Perotoni^c, Héctor D. O. Ascama^a, Roberto K. Hiramatsu^a, João F. Justo^a, and Sérgio T. Kofuji^a

^a University of São Paulo, São Paulo, SP, Brazil

^b Catholic University of Santos, Santos, SP, Brazil

^c Federal University of ABC, Santo André, SP, Brazil

e-mail: {amanicoba, hector, kenji, kofuji}@pad.lsi.usp.br; jjusto@lme.usp.br; marcelo.perotoni@ufabc.edu.br

Abstract — This paper presents a new Ultra Wide Band (UWB) beamforming fifth-order derivative Gaussian pulse transmitter with dual small Vivaldi antennas for remote acquisition of vital signals in impulse radar applications. The system consists of a programmable delay circuit (PDC or τ), a UWB pulse generator (PG) circuit and an array of two Vivaldi planar antennas. The circuits were designed using the 0.18 μ m CMOS IBM process. Spice simulations show the pulse generation with 90mVpp amplitude and 300ps width. The average power consumption is 120 μ W per pulse, using a 2V power supply at a pulse repetition rate (PRR) of 100MHz. Electromagnetic simulations using CST MW 2011 showed the main lobe radiation with a gain of 5.5dB, 32° x 132° angular width, and a beam steering between 20° and -17.5° for azimuthally (θ) angles at the center frequency of 7.5GHz.

Health monitoring; respiration rate; beamforming; phased array; vital signals; heartbeat signals.

I. INTRODUCTION

In recent years, considerable effort has been focused on the generation and transmission of UWB pulses, since they can be used in a wide range of applications, such as in the remote acquisition of heartbeat signals of workers in an industrial plant, the measurement of respiration rate of a group of soldiers in a military vehicle, or to track victims in a landslide rubble [1-3]. This technique consists of a transmitter, described in this work, and a receiver to perform telemetry for estimating the vital signs through detection of heart and lung motion.

In order to acquire these signals with enough reliability, there is a need for a high precision system that can dynamically capture the signals of each individual on its position, as this type of analysis in motion can cause significant changes in waveform it radiated UWB pulse waveforms [4].

Since the spectral power of the UWB pulses is spread in an ultra-wide frequency range, the interference with other communication systems, such as cell phones, GPS, Bluetooth, and W-LAN IEEE 802.11, is minimized [5]. A critical point is that reflections from the environment need to be minimized, in order to preserve the pulse shape and facilitate the detection process. Therefore, it is essential to use a radar system equipped with high-gain directional antennas [4]. The proposed timed-array transmitter system is equipped with an antenna array that allows beam steering (Fig. 1). The arrangement, proposed based on [1], is described in detail in Fig. 1(a).

This work is organized as follows: in Sec II, the transmitter circuit and antenna array architecture and design are presented; the integrated system post-layout Spice simulations with MicroWind 3[6] combined with LTSpice 4[7] for layout and schematic, where effects of crosstalk coupling vertical and horizontal, input noise and parameters variation by Monte Carlo were considered during the Spice simulations. The results of electromagnetic propagation simulation in CST MW 2011[8], together with the results of Spice simulations, are presented in Sec III, and the conclusions in Sec IV.

Figure 1. UWB Beamforming Transmitter. (a) A general structure of beamforming; (b) Back view of the two antenna array; (c) Azimuth angle corresponding array directivity pattern and superior antenna array view; (d) Elevation angle corresponding array directivity pattern and lateral antenna array view.

II. TIMED-ARRAY TRANSMITTER CIRCUIT AND ANTENNA ARRAY WITH BEAMFORMING CAPABILITY

Radar systems based on timed or phased antenna have several advantages in comparison to scan systems based on mechanical antennas, since with electronic configurations the beam steering can be achieved rapidly without the use of complicated mechanical systems [9], e.g. when the antennas are excited with a delay time of 61ps and 0ps for channels 1 and 2 respectively, the same channels will vary the azimuthal angle (θ), as seen in Fig. 1(c), and elevation angle

(φ) as seen in Fig. 1(d). Each block of the transmitter is explained, including the antenna array in the next sections.

A. Programmable delay array – PDC

The PDC proposed is shown in Fig. 2(a). The circuit consists of two independent channels, with details shown in Fig. 2(b), and each one is formed by two buffers, where each one is formed by two static inverters (Fig. 2(e)), connected in series with a digital variable capacitor (Fig. 2(c)), between the signal line and V_{ss} .

Figure 2. General PDC array structure: (a) PDC array; (b) PDC Unit; (c) Digital Variable Capacitor Circuit; (d) MOS dimension table of the PDC Unit; (e) Buffer Circuit.

The variable capacitor charging and discharging times change the properties of transitions time of the voltage signal between the two internal buffers, providing a controlled delay.

B. The New 5th derivative Gaussian pulse generator

UWB radars can be used as a tool for analysis of human vital signs in a noninvasive form. They are not influenced by clothing or other covers and can be used at range of several meters [10].

The first consideration before designing a UWB pulse generator is to select the type of pulse that meets certain conditions [11]. Accordance with [11, 12], the Gaussian pulse can be expressed as,

$$g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1)$$

where σ is the time variance and A is the pulse amplitude. The Gaussian pulse is a candidate for UWB transmitting because it has a wide bandwidth and no side lobes in its spectrum, but contains a DC component.

The fifth-order derivative Gaussian pulse is one of the best choices, for noninvasively health monitoring, because it fully complies with the FCC mask for indoor applications [11-13] and there is no DC energy (zero frequency). Due to these reasons, the fifth-order derivative Gaussian was chosen for the proposed pulse generator development. Therefore, the proposed pulse generator is

$$g^{(5)}(t) = A \left(-\frac{t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2)$$

Figure 3. The New UWB 5th derivative Gaussian pulse generator proposed: (a) General structure of the proposed pulse generator; (b) Simplified time diagram; (c) Pulse Generator proposed for [11]; (d) AND gate formed by a pseudo n-MOS NAND gate and a static inverter; (e) Static inverter circuit; (f) Three Inverter Delay Circuit.

The novel system architecture is illustrated in Fig. 3(a). It consists of two identical static inverters in series. They transform the arbitrary input signal V_{in} into a square waveform $V_{trigger}$ (V_{tg}). Next, there is a triangular pulse generator [14], responsible for the generation of a triangular pulse that is inverted by the static inverter (V_a). This inverted triangular pulse is later spread and inverted by the delay line (V_b , V_c , and V_d), each time the wave excites the pulse shape transistors ($M9p$, $M8n$, $M7p$, and $M10n$). The current that passes through the C capacitor blocks out the DC component, and also generates the V_{out} signal that is shaped according to the 5th derivative of the Gaussian pulse, as illustrated in Fig. 3(b).

Each subsystem of the pulse generator is described below:

1) Square-wave rectifier

This subsystem consists of two identical static inverters used to rectify time-varying waveforms such as square waves, following the proposed pulse generator presented in [15]. The inverter architecture is illustrated in Fig. 3(e), which consists of the pMOS (M11p with $w=4\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$) and the nMOS (M12n with $w=2\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$) transistors, operating as switches. When the input signal has a low level (V_{ss}), the nMOS gate is reversely biased while the pMOS gate is directly biased, therefore generating a high level (V_{dd}) at its output. Conversely, a high level signal is applied in the input it generates a low level (V_{ss}) on the output.

Because the Monte Carlo average response time of the proposed inverter is in the range of 40ps (more than seven times faster compared to the transition from a sine wave of same frequency), the connection of two inverters in series conforms the input time-varying signal into a square wave.

The Fig. 4 shows the waveforms V_{in} , and V_{in} inverted V_{trig} as a result of the Spice simulation [6, 7].

Figure 4. Waveform of the input signal (V_{in}) that passes through the first static inverter (V_{in} inverted) and (V_{trig}), after it passes through the second static inverter.

The same inverter is used in the output of the triangular pulse.

2) Triangle pulse generator

The Triangle pulse generator used in this work is based in work of the [14] and is the core of 5th derivative Gaussian proposed pulse generator. As shown in Fig. 3(c), the triangle pulse generator, which is originally used as the single pulse generator [14], was developed around a simple feedback network and an AND gate.

Figure 5. Waveform of the rectified input signal ($V_{trigger}$), the middle signal of triangle pulse generator (V_x) and the pulse generated (V_{pulse}).

The detailed architecture of the triangle pulse generator is shown in Fig. 3(c) and the detailed signal flow is shown in Fig. 5. When $V_{trigger}$ is held at a low level (V_{ss}), the AND gate (Fig. 3 (d)) output is also at low level, thus the

nMOS transistor M14n (with $w=1\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$) is off. The parasitic capacitor C_x is then charged to V_{dd} by the pMOS transistor M13p (with $w=4\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$). At the moment that the $V_{trigger}$ signal reaches the high level (V_{dd}), M13p is immediately turned off and the AND gate output reaches a high level after a short gate delay τ_{AND} , therefore M14n is turned on to discharge the capacitor C_x . When the signal V_x is changed to a level below the threshold voltage of the AND gate V_{THAND} , the AND gate output changes to a low level again after T , thereby a triangular pulse (V_{pulse}) is produced. Considering that the switch-on impedance of M14n is R_{ON} , it can be estimated that:

$$V_x(t) = V_{dd} \times e^{-t/R_{ON}C_x} \quad (3)$$

When $V_x(t)$ is changed to a level below V_{THAND} , the AND gate output is at low level and turns M14n off after the gate delay (τ_{AND}). The discharging time is:

$$\tau_D = R_{ON}C_x \ln \left(\frac{V_{dd}}{V_{THAND}} \right) \quad (4)$$

and the triangle pulse width (τ_{tp}) is equal to the sum of the τ_{AND} time with (4):

$$\tau_{tp} = \tau_{AND} + \tau_D = \tau_{AND} + R_{ON}C_x \ln \left(\frac{V_{dd}}{V_{THAND}} \right) \quad (5)$$

Therefore, we conclude that the pulse width varies with the following characteristics:

- Delay time of the AND gate (τ_{AND});
- Parasitic capacitance of the interconnection $\times (C_x)$;
- Switch-on impedance of M14n (R_{ON});

It is interesting to stress that R_{ON} is not constant because V_{pulse} is variable. Further circuit simulations may be needed to compute more accurate pulse widths.

3) Delay circuit

The delay unit is formed by three sets of identical static inverters. In Fig. 3(f), each implemented inverter consists of the nMOS and pMOS transistors, for the first inverter they are M23n (with $w=2\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$) and M20p (with $w=4\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$), respectively.

The delay time depends on the transistor channel dimensions; on the parasitic capacitances and the number of inverters in the delay line. This particular setting for the delay circuit was chosen because of its simplicity and compact topology. The outputs of the V_{pulse} , V_{shape1} (V_a) and the three delay elements are V_{shape2} (V_b), V_{shape3} (V_c), and V_{shape4} (V_d), respectively, and they have an average width time of 190ps. Fig. 6 shows V_{pulse} and the other triangle waves that excite the transistors forming the pulse shaping stage.

Figure 6. Waveform of the triangles pulses starting with the V_{pulse} signal, followed by V_{shape1} (Va), V_{shape2} (Vb), V_{shape3} (Vc), and V_{shape4} (Vd).

4) Pulse shaping stage

The development of the pulse shaping stage presented in this paper is based on [1, 11, 14, 15]. The pulse shaping stage implemented two charge-pumps, and each consists of two transistors, a pMOS and a nMOS, M9p (with $w=2\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$), M8n (with $w=6\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$), M7p (with $w=6\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$), and M10n (with $w=2\mu\text{m}$ and $l=0.2\mu\text{m}$), as shown in Fig. 3(a). The charge-pump output currents are controlled and combined successively by these transistors; as a result, a fifth derivative Gaussian pulse is generated, illustrated in Fig. 3(b) and its waveform is shown in Fig. 8(a). The output pulse magnitude V_{out} is controlled by the charge-pumps output transistors. The transistor sizes are chosen based on the required amplification level to shape the output UWB waveform [10,14].

5) Pulse generator simulation results

The simulation of the proposed UWB pulse generator in post-layout Spice model shows that the circuit can be robustly operated, in other words, showing the 5th Gaussian pulse waveform at V_{out} unchanged with 20% variation of the parameters in Monte Carlo simulations. To confirm this, the circuit was simulated in several different PRR's up to the GHz band range. The results from 100MHz up to 1.0GHz are shown in Fig. 7, where Fig. 7(a) shows the input sinusoidal signal waveform (V_{in}) and its rectified signal ($V_{trigger}$) at 100MHz. Fig. 7(b) presents the waveform of the pulse simulated (V_{out}) with a PRR of 100MHz, Fig. 7(c) shows the waveform V_{in} and $V_{trigger}$ at 500MHz. Fig. 7(d) shows the waveform V_{out} with a PRR of 500MHz, in the GHz range finally, the Fig. 7(e) shows the wave form V_{in} and $V_{trigger}$ at 1.0GHz and Fig. 7(f) show the waveforms of V_{out} pulse train at PRR of 1.0GHz.

The simulation results showed that the fifth-order derivative Gaussian pulse is similar to the theoretical pulse calculated, as shown in Fig. 8(a). The amplitude of the simulated pulse is 90mVpp and its pulse width has 300ps. The average power consumption of 120 μW per pulse is found at input PRR's of 100MHz and 2V power supply.

Figure 7. Pulse simulated with different PRR: (a) V_{in} and $V_{trigger}$ at 100MHz. (b) V_{out} with PRR at 100MHz. (c) V_{in} and $V_{trigger}$ at 500MHz. (d) V_{out} with PRR at 500MHz. (e) V_{in} and $V_{trigger}$ at 1.0GHz. And (f) V_{out} with PRR at 1.0GHz.

Figure 8. (a) Simulated versus theoretical 5th Derivative Gaussian Pulse, (b) Spice Power Spectral Density of output pulse.

TABLE I. PERFORMANCE AND COMPARASION OF UWB TRANSMITTER.

Parameters	This work	[16]	[15]
Gaussian pulse derivative order	5 th	5 th	5 th
Technology	0.18 μm	0.18 μm	0.50 μm
Power supply	2V	1.8V	1.8V
PRR	100MHz	100MHz	20MHz
Pulse duration	300ps	420ps	2400ps
Pulse amplitude	90mVpp	51mVpp	160mVpp
Power consumption per pulse.	120 μW	3.6mW	1.159mW
Circuit area (without pads)	23x46 μm^2	240x560 μm^2	--

Fig. 8(b) shows the pulse spectral density in good agreement with the FCC mask for UWB applications. The simulated power spectral density (PSD) of the proposed pulse is indicated in solid line, whereas the three-dot-dashed line shows the theoretical fifth-order Gaussian pulse

PSD, alongside with the FCC mask for indoor UWB applications.

Table I compares this design with others reported in the literature. Comparison with [16] shows that the power consumption of this design is lower, as a result of the lower signal duration and smaller amplitude of the pulse, although the higher V_{dd} level.

6) Proposed Layout

The layout of the proposed UWB pulse generator circuit without pads is shown in Fig. 9, where it is observed the input signal trigger, the triangle pulse generator, the delay circuit, the pulse shaping circuit, and the capacitor C. Guard rings are used to minimize latch-up effects and interference between adjacent circuits. The complete pulse generator circuit occupies an area of $23 \times 46 \mu\text{m}^2$, whereas the total array transmitter occupies about $80 \times 96 \mu\text{m}^2$.

Figure 9. Layout of one pulse generator of the array UWB without pads.

C. Vivaldi antenna array

It is proposed an array of two Antipodal Vivaldi antennas for the beamforming. The Vivaldi antennas belong to the class of aperiodic, continuously scaled, exponential curved antennas. The characteristics that make it suitable for UWB applications are that the Vivaldi antenna has theoretically constant beamwidth at unlimited operating frequency range [17, 18, 19].

Figure 10. (a) Key design parameters of array; (b) Key design parameters of the individual notch Vivaldi antenna.

The design parameters of dual-polarized array and Vivaldi antenna are shown in Fig. 10, and its respective dimensions in Table II.

TABLE II. DIMENSIONS OF THE ANTENNAS.

50Ω microstrip line	w		b		Units in mm.	
	L	o	s	r	c	a
Antenna dimensions	58,40	22,66	7,89	13,40	1,90	34,60

The substrate used was the FR-4 with a relative dielectric constant of 4.3 and a tangent loss of 0.025. The exponential taper of the antenna is responsible for its large bandwidth, and can be described by the equations (6) to (8), which relate the points $P1(x1,y1)$ and $P2(x2,y2)$.

$$f(x) = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad (6)$$

where

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (7)$$

and

$$c_2 = \frac{y_2 e^{Rx_2} - y_1 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (8)$$

The Fig. 11 shows the Vivaldi antenna designed with the detail of the opening exponential highlighted (in red).

Figure 11. Designed antipodal Vivaldi antenna, highlighting the Cartesian plane (blue) and the exponential shape of its opening (in red).

Fig.12 shows Reflection Coefficient of the antenna with ideal propagation after 6GHz.

Figure 12. Reflection Coefficient ($S_{1,1}$) of proposed Vivaldi Antenna.

III. SIMULATION RESULTS

The simulation of the Pulse Beamforming Transmitter in post-layout Spice model shows a pulse amplitude of 90mVpp and 300ps of pulse width, as well as a main lobe with average gain of 5.5dB, ($32^\circ \times 132^\circ$ angular width). The beam can be steered between 20° and -17.5° relative to the θ angle Fig. 1(c), obtained through programmable delays ranging from 0 to 61ps, using the proposed PDC.

TABLE III. DATA OF SOME POSSIBLE SETS AND RESULTS AT 7.5GHZ.

Programmable Delay Array		Delay on the antenna input		Main Lobe	
		1	2	Simulated	Gain
τ_1	τ_2	$\Delta\tau(\text{ps})$		$\theta(^{\circ})$	(dB)
0Fh	00h	61	0	20	3.4
0Dh	00h	51	0	15	4.3
09h	00h	33	0	10	5.5
03h	00h	16	0	5	4.6
00h	00h	0	0	0	5.5
00h	03h	0	16	-5	4.3
00h	09h	0	33	-7.5	5.0
00h	0Dh	0	51	-15	3.4
00h	0Fh	0	61	-17.5	2.3

Table III and Fig. 13 show some possibilities for beamforming alongside with the required configuration parameters. Here, the first to second column are the PDC control words, in hexadecimal base; the third and fourth column contain the corresponding time delays; and, finally, fifth and sixth columns are of the beam radiated steering and gain results.

Figure 13. Radiation pattern of the Fairfield (array) Gain (dB) x Theta (degrees) for some configuration parameters possibilities.

IV. CONCLUSION

In this paper the design of a new beamforming transmitter UWB pulse generator system composed of CMOS technology, as well as an antenna array design integrated with Spice and CST 2011 MW were presented. The simulation results showed a controllable beam steering between 20° and -17.5° for θ angle with an average gain of 5.5dB, $32^\circ \times 132^\circ$ angular width. This control was achieved using a PDC array circuit that can generate delays digitally controlled from 0 to 61ps. The pulses obtained shows 90mVpp amplitude and 300ps of pulse duration and a power consumption around $120\mu\text{W}$ per pulse using 2V power supply at PPR of 100MHz.

REFERENCES

- [1] Maniçoba, Alexandre de Oliveira; Ascama, Héctor D. Orrillo; Noije, Wilhelmus Van; Moreira, Luiz Carlos; Kofuji, Sérgio Takeo. "A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications" Proceedings of 3rd IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS'12), EUA : IEEEExplore, 2012.
- [2] Zito, D.; Pepe, D.; Mincica, M.; Zito, F.; Tognetti, A.; Lanata, A.; De Rossi, D.; "SoC CMOS UWB Pulse Radar Sensor for Contactless Respiratory Rate Monitoring". IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. Vol. 5, pp. 503-510, Dec. 2011
- [3] Baldi, M.; Chiaraluze, F.; Zanaj, B.; Moretti, M.; DIBET. "Analysis and simulation of algorithms for vital signs detection using UWB radars". Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). ISBN: 978-1-4577-1763-5, p. 341 – 345, 2011.
- [4] Ershad Sharifahmadian. et al. " Adaptive Signal Processing Algorithm for Remote Detection of Heart Rate (HR) Using Ultra-Wideband Waveforms based on Principal Component Analysis". In: 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS, 2009, Minneapolis - Minnesota, USA.
- [5] Josivaldo S. Araújo, Rodrigo M.S. de Oliveira, and Carlos Leonidas S.S. Sobrinho. "Novel Technique for Locating na Intruder in 3D Environments by Using a Cooperative System of Multistatic Radars" Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. Vol. 10, No. 2 . p. 308 – 322. December 2011.
- [6] Microwind v.3, Dr. Etienne Sicard, Toulouse, France.
- [7] Linear Technology Spice (LTSpice) v.4. Linear Technology, Milpitas, CA.
- [8] Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio (MWS) v.2011, CST of America, Inc., Wellesley MA.
- [9] N.N.M. Khanh, M. Sasaki and K. Asada. "A CMOS Pulse Beamforming Transmitter Design with an On-chip Antenna Array for Millimeter Wave Imaging Applications", 5th FutureTech 2010, Busan, Korea, pp. 1-6, May 2010.
- [10] STADERINI, E.M. "UWB Radars in Medicine". IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol 17, pp. 13-18, Aug. 2002.
- [11] Tuan-Anh Phan, Vladimir Krizhanovskii, Seok-Kyun Han, Sang-Gug Lee. "4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio", AUTO-ID Labs at MIT, 2008.
- [12] Hongsan Sheng; Orlik, P.; Haimovich, A.M.; Cimini, L.J., Jr.; Jinyun Zhang; "On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission" Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'03), ISBN: 0-7803-7802-4, 2003., p.738-742.
- [13] Federal Communication Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, adopted Feb. 2002, released Apr. 2002.
- [14] Jianliang Zhang; Sheng Zhang; Shuo Wang; Jianming qiu; Runde Zhou; "A fully integrated CMOS UWB transmitter" Proceedings of IEEE 7th International Conference On ASIC (ASICOM 2007). IEEE Press. ISBN: 978-1-4244-1132-0, pp. 372-374, 2007
- [15] Hyunseok Kim; Youngjoong Joo; "Fifth-derivative Gaussian pulse generator for UWB system". IEEE Radio Frequency integrated circuits (RFIC) Symposium, 2005. ISBN: 0-7803-8983-2. pp. 671-674, Aug. 2005.
- [16] Haolu Xie; Xin Wang; Wang, A.; Bin Zhao; Yumei Zhou; Bo Qin; Hongyi Chen; Zhihua Wang; "A varying pulse width 5th-derivative gaussian pulse generator for UWB transceivers in CMOS" Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium, 2008. ISBN: 978-1-4244-1463-5, 2008., p.171 - 174.
- [17] Y. Yang, Y. Wang, and A. E. Fathy. "Design Of Compact Vivaldi Antenna Arrays For UWB See Through Wall Applications". Progress in Electromagnetics Research, PIER 82, p.401-418, 2008.
- [18] Greenberg, M. C., L. Virga, and C. L. Hammond, "Performance characteristics of the dual exponentially tapered slot antenna for wireless communication application," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 52, p.305-310, Mar. 2003.
- [19] A. Mehdipour, K. Mohammadpour-Aghdam and R. Faraji-Dana. "Complete Dispersion Analysis of Vivaldi Antenna For Ultra Wideband Applications" Progress In Electromagnetics Research, PIER, Vol. 77, p.85-96, 2007.

Radar Tracking System with 180nm CMOS UWB Transmitter and Small Planar Antenna Array

Alexandre M. de Oliveira^a, Marcelo B. Perotoni^b, João F. Justo^a, and Sérgio T. Kofuji^a

^aUniversity of São Paulo, São Paulo, SP, Brazil; ^bFederal University of ABC, Santo André, SP, Brazil.

e-mail: {amanicoba, kofuji}@pad.lsi.usp.br; jjusto@lme.usp.br; marcelo.perotoni@ufabc.edu.br;

Abstract — Here it is proposed a conceptual model for geographic location of points in two dimensions, by the use of triangulation. The triangulation method here described operates on an Ultra-wideband (UWB) Timed-array module with center frequency of 4GHz. The technique consists in two arrays of planar antennas located at predetermined points, which serve as receptor for new portable UWB transmitter equipped with an omnidirectional planar antenna. The relative coordinates are then computed using proposed mathematical models. The transmitter circuit was designed using 180nm Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS) – IBM (7WL_5LM_MA) process and the planar antennas were designed on FR-4 substrate. Post-Layout Spice circuit simulations show the generation of pulses with 94.5mVpp amplitudes and 514ps width. The consumption is around 677μW per pulse using a 1.8V power supply at 100MHz pulse repetition rate (PRR). 3D electromagnetic simulations were performed using CST Microwave Studio 2011, with an accuracy of less than 0.1m.

Keywords — RF-microwave, Timed-array, UWB..

I. INTRODUCTION

This paper proposes a conceptual model of a 2-dimensions tracking system for use in surveying activities in open areas, through the use of UWB antenna arrays operating at center frequency of 4GHz. An advantage of this system is that because UWB, one can determine the coordinates relative to other sources of RF UWB or narrowband emitting the signals above 3GHz. Operating as a silent and passive radar.

In order to properly operate in open-field environments, the system should have a small size, especially its antennas, which in addition to small dimensions, must operate with features such as Ultra-Wideband. In 2002, the Federal Communications Commission (FCC) approved the commercial use of the frequency band from 3.1 to 10.6 GHz [1] for UWB applications. Many researches in various fields have been performed e.g. Battlefield monitoring by micro air vehicles equipped with UWB radar [2], or the Detection of pulmonary and cardiac activities for respiratory rate and heart beat contactless monitoring [3]. These researches led to the development of this work.

The conceptual system proposed in this paper (Fig. 1) consists of two arrays of two planar UWB antennas, a single planar-type UWB omnidirectional transmitter, and the CMOS UWB transmitter (TX). The UWB receiver will not be treated in this work. The antennas, all similar, were based on the design of antenna covered elsewhere [4] with necessary adaptations, which will be addressed in the respective section.

Although it is proposed a transmitter, the system can determine the relative coordinates of any emitting source signals in any frequency that is captured by the antenna UWB.

Fig. 1. (a) Illustration of the positioning system-UWB Timed Array with details of the proposed antennas and the triangulation of three different positions at different times of the transmitter; (b) signals and the respective delays that are used to calculate the angle of incidence of the signal in two antenna arrangements; (c) hypothetical scenario of application.

The work organization is as follows: in Sec II, the transmitter circuit design is presented with the Monte Carlo pos-layout Spice simulations results using LTSpice 4[5], using 180nm CMOS IBM process foundry, combined with MicroWind 3[6]; in Sec III the UWB planar antenna and the array is presented (and the model); and finally in Sec. IV are presented the simulations results of electromagnetically propagation simulation in CST MW 2011[7]. The Sec. V shows the conclusions.

II. THE NEW 5TH DERIVATIVE GAUSSIAN PULSE TRANSMITTER

In this section we present the UWB transmitter circuit and all pulse generation details.

Firstly, before designing a UWB pulse generator, must select the type of pulse that meets certain conditions [11]. Accordance with [11, 12], the Gaussian pulse can be expressed as,

$$g(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1)$$

where σ is the time variance and A is the pulse amplitude. The Gaussian pulse is a candidate for UWB transmitting because it has a wide bandwidth and no side lobes in its spectrum, but contains a DC component. According to Ref. [13] and the reasons presented, the fifth-order derivative Gaussian was chosen for the proposed pulse generator development. Therefore, according [13], the proposed pulse generator is

$$g^{(5)}(t) = A \left(-\frac{t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) e^{-\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2)$$

A. The circuit

The circuit is composed of a triangular wave generator - a XOR gate with a delay cell in its inputs. The triangular wave generator output is then fed into a delay circuit, which feeds a pulse-shape block. In comparison to [8, 9], this proposed alternative has less elements, it is therefore less prone to yield variations and more robust. The new proposed circuit has only one triangle pulse generator in contrast to the four proposed by [8, 9]. The novel idea of the fifth-derivative Gaussian pulse generator is presented in Fig. 2.

Fig. 2. (a) The new proposed fifth-derivative Gaussian pulse generator. (b) Simplified timing diagram. (c) Static invert circuit. (d) Triangle pulse generator.

The input signal (V_{in}) is simultaneously inserted into the input of the XOR gate adapted from ref. [10] (Fig. 2.e.) and in the delay module formed by three identical static inverters (Fig. 2.b,c). Therefore this small delay between the signals that come into two inputs of the XOR gate generates a pulse in the output triangle (V_{xor}) which is reversed by a static inverter (Fig. 2.d.). The pulse width V_{xor} is the sum of the delay times of the gate xor, the propagation time of two inverters and is directly linked to the parasitic capacitance of the node x .

After inversion the signal (V_a) excites the transistor M9p and is also fed into delay circuit (detail in Fig. 2.e.) which inverts and delays the signal stimulating the transistors M8n, M7p, and M10n, in that order.

The DC component of the current is blocked out by the capacitor C , and also generates the V_{out} signal that is shaped according to the fifth-derivative Gaussian pulse illustrated in Fig.2.b.

Each subsystem of the pulse generator is described below:

1) Xor gate (triangular pulse generator):

The Xor gate circuit used in this paper is adapted on Ref. [10]. The details of the Xor gate circuit are shown in Fig.2.e.

The circuit consists of a transmission gate applying the Xor logical operator formed by three stages: a first static inverter, a transmission gate, and a second static inverter. These blocks have been designed aiming for low power consumption and high efficient operation. The first static inverter block is formed by two MOS transistors: M1p and M4n, where the dimensions of all channel lengths (l) are 0.18 μm and the widths (w) are 1.4 μm and 0.7 μm , respectively. The transmission gate block is also formed by two transistors: M2p and M5n and their widths are 1.4 μm and 0.7 μm , respectively. Finally, the second static inverter block is formed by two transistors: M3p and M6n, and the widths are 1.4 μm and 2.8 μm , respectively.

The operation details of the Xor gates follow. An operation is made between the signals of both input terminals, V_{in} and $V_{in_delayed}$ (node B in Fig. 2.d.). When the first signal V_{in} makes a transition from "1" to "0", as the signal of the $V_{in_delayed}$ is "1", the transition of the signal V_{in} is reversed in the output of second static from "0" to "1". After the delay time, the signal $V_{in_delayed}$ changes from "1" to "0", imposing that the Xor gate output returns again to "0", and resulting in an "1" pulse every time a new pulse at the Delay input is applied shown in Fig.2 (a,b).

2) Pulse shaping stage:

The pulse shaping stage implemented two charge-pumps based on two CMOS transistors, as shown in Fig. 2.a. The gates of these transistors are excited by the pulses V_a , V_b , V_c and V_d . The charge-pump output currents are controlled and combined successively by these transistors; as a result, a fifth derivative Gaussian pulse is generated, illustrated in Fig. 2.b. The output signal magnitude V_{out} is controlled by output

CMOS transistors (M7-M10). The transistor sizes are chosen based on the needed amplification to shape the output UWB waveform [11]. In our design, all MOS channel lengths are $0.18\mu\text{m}$ and the widths are $1.1\mu\text{m}$, $2.2\mu\text{m}$, $3.6\mu\text{m}$ and $0.5\mu\text{m}$, respectively.

3) Pulse generator simulation results:

The post-layout spice simulation results showed that the fifth-order derivative Gaussian pulse is similar to the theoretical pulse calculated, as seen in Fig. 3(a), with the simulated pulse is indicated in solid line and the normalized theoretical pulse calculated by the dotted line. The amplitude of the simulated pulse is 94.5mVpp and its pulse width has 514ps . The average power consumption of $677\mu\text{W}$ per pulse is found respectively, at input PRR's of 100MHz and 1.8V power supply.

B. Pulse transmitter simulation results

The Fig. 3.b. shows the pulse spectral density partly in accordance with the FCC mask for UWB applications.

Figure 3(b) shows the simulated power spectral density (PSD) of the proposed pulse is indicated in solid line, whereas the three-dot-dashed line shows the theoretical fifth-order Gaussian pulse PSD, alongside with the FCC mask for indoor UWB applications.

Fig. 3. (a) Simulated fifth-derivative Gaussian Pulse. (b) Spice Power Spectral Density of output pulse.

Table I presents a comparison considering this design and others reported in literature.

TABLE I. PERFORMANCE AND COMPARASION OF UWB TRANSMITTER.

Parameters	This work	[14]	[15]
pulse derivative order	5 th	5 th	5 th
Technology	$0.18\mu\text{m}$	$0.18\mu\text{m}$	$0.50\mu\text{m}$
Power supply	1.8V	1.8V	1.8V
PRR	100MHz	100MHz	20MHz
Pulse duration	514ps	420ps	2400ps
Pulse amplitude	94.5mVpp	51mVpp	160mVpp
Power cons. per pulse.	677 μW	3.6mW	1.159mW

3) Layout of the proposed UWB pulse generator

Fig. 4. Layout of pulse generator UWB without Pads.

The layout of the proposed UWB pulse generator circuit without Pads is shown in Fig. 4, where one can see, from left to right, the delay V_{in} signal circuit, the XOR gate (triangle pulse generator circuit), the static inverter circuit, the Delay circuit formed by three identical delay cells connected in series, each consisting of three identical inverters, the pulse shaping circuit with four MOS transistors and the C capacitor.

Around all circuits guard rings are used to minimize interference, noises and latch-up effects; because the high frequencies combined with the high miniaturization of the radio frequency CMOS circuits become more sensitive to variations in the process [16]. The whole pulse generator occupies an area of $24 \times 25\mu\text{m}^2$.

III. THE MINIATURE UWB PLANAR MONOPOLE ANTENNA AND PROPOSED ANTENNA ARRAY AND CONCEPTUAL MODEL OF TELEMETRY TRIANGULATION

In this section we present the miniature UWB planar antenna, the proposed antenna array, and the conceptual model of telemetry triangulation.

$$\alpha = (\Delta\tau_{23}/|\Delta\tau_{23}|) \arcsin(\Delta\tau_{23}C/d) 180/\pi \quad (3)$$

$$\beta = (\Delta\tau_{45}/|\Delta\tau_{45}|) \arcsin(\Delta\tau_{45}^C/d) 180/\pi \quad (4)$$

$$j = \sin(45^\circ + \beta) s \frac{\sin(45^\circ + \alpha)}{\sin(90^\circ - \alpha - \beta)}, \quad (5)$$

$$i = \sin(45^\circ - \alpha) s \frac{\sin(45^\circ + \beta)}{\sin(90^\circ - \alpha - \beta)}, \quad (6)$$

IV. SIMULATION RESULTS

The simulation of the UWB transmitter with fifth-derivative Gaussian pulse generator in Spice model shows a pulse with 94.5mVpp and 514ps of pulse width, an average power consumption around 677μW per pulse using 1.8V power supply at pulse repetition rate (PRR) of 100MHz. 3D electromagnetic simulations using CST Microwave Studio 2011 showed that VSWR values below 2 for the frequency range of 3.4 to 14.4GHz, and directivity of 2.5dBi.

TABLE II. DATA OF SOME POSSIBLE SETS AND RESULTS.

Theoretical					By simulation					
s	α	β	i	j	$\Delta\tau_{23}$	$\Delta\tau_{45}$	α	β	i	j
1.0	23	-13	0.2	0.5	48	-27	22.6	-12.5	0.21	0.51
1.1	2	17	0.7	0.75	3.9	31	1.8	14.4	0.68	0.72
2.1	23	6	0.7	1.75	4.74	1.19	22.3	5.4	0.71	1.69

s, *i*, and *j* in m; $\Delta\tau_{23}$ and $\Delta\tau_{45}$ in ps; *α* and *β* in degrees (°).

Table II shows some possibilities for transmitter tracking with their relative coordinates obtained by the simulation where the delays were obtained $\Delta\tau_{23}$ and $\Delta\tau_{45}$, shown in the sixth and seventh columns respectively. From these delays are calculated (*i*, *j*) transmitter relative coordinates. Here, the first column is the distance between antenna arrays, in meters (m), the second and third column are the theoretically *α* and *β* angles, the fourth and fifth column are the theoretically coordinates of transmitter, and finally, from the eighth to eleventh, have the same parameters, however derived from the simulations. It is observed that the accuracy of this model, in the worst case, is less than 10 cm and is within expectations compared to other works of literature [17].

Table III shows a comparison between the proposed system and other different systems.

TABLE III. COMPARISON OF SYSTEMS POSITIONS.

System	Technologie	Accuracy / Precision	Complexit y / Space dimension	Cost
This system	Unidirect. UWB	<10cm / 99% (2m)	Real time response / 2D.	Low
Ubisense [17]	Unidirect. UWB	15cm / 99% (0.3m)	Real time response/ 2D, 3D.	Medium
Sappire Dart[17]	Unidirect. UWB	<0.3m / 50% (0.3m)	Response frequency / 2D, 3D.	Medium
Smart LOCUS [17]	WLAN + Ultrasound	<1m / 50% (1m)	Medium / 2D	Medium
EIRIS [17]	IR + UHF + LF	<1m / 50% (1m)	Medium to High / 2D	Medium
Ekahau [17]	WALN RSSI	1m / 50% (1m)	Moderate / 2D	Low

V. CONCLUSIONS

In this paper a new method of tracking through with 180nm CMOS UWB Transmitter with Small Planar Antenna using a simulation environment integrated with Pos-Layout Spice and CST MW 2011 simulation was presented. The simulation results showed be possible to trace the relative coordinates of an 180nm CMOS UWB transmitter system of 5th-order derivative Gaussian pulse equipped with a small planar antenna, through the triangulation of the signal received by two arrays of planar UWB antennas with a precision of few centimeters. The pulses obtained shows 94.5mVpp amplitude and 514ps of pulse duration and an average power consumption around 677μW per pulse using 1.8V power supply at 100MHz of PPR.

REFERENCES

- [1] Federal Communication Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, adopted Feb. 2002, released Apr. 2002.
- [2] R. J. Fontana, E. A. Richley, A. J. Marzullo, L. C. Beard, R. W. T. Mulloy, and E. J. Knight. An Ultra Wideband Radar for micro air vehicle applications. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002.
- [3] A. M. De Oliveira, et al. A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications. 3rd IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS'12), EUA : IEEEExplore, 2012.
- [4] Y. J. Cho, K. H. Kim, D. H. Choi, S. S. Lee, S. O. Park, A Miniature WB Planar Monopole Antenn With 5-GHz Band-Rejection Filter and the Time-Domain Characteristics. IEEE Transaction Antennas and Propagation. Vol. 54 No. 5, May 2006
- [5] Linear Technology Spice (LTSpice) v.4. Linear Technology, Milpitas, CA.
- [6] Microwind v.3, Dr. Etienne Sicard, Toulouse, France.
- [7] Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio (MWS) v.2011, CST of America, Inc., Wellesley MA.
- [8] H. Kim, Y. Joo, Digital Low-Power CMOS Pulse Generator for Ultra-Widband Systems. Patent No: US 7,715,502 B2. United States Patent. May 2010.
- [9] H. Kim, Y. Joo, All-digital low-power CMOS pulse generator for UWB System. Electronics Letters, Vol. 40, No. 24, Nov. 2004.
- [10] A. M. De Oliveira, et al. Projeto e Simulação de uma unidade Lógico-Aritmética de 8bits com tecnologia CMOS 0.35μm para aplicações didáticas. 2º Congresso Científico da Semana Tecnológica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo (CONCISTEC'11), 2011.
- [11] T. A. Phan, V. Krizhanovskii, S. K. Han, S. G. Lee. 4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio, AUTO-ID Labs at MIT, 2008.
- [12] Hongsan Sheng; Orlík, P.; Haimovich, A.M.; Cimini, L.J., Jr.; Jinyun Zhang; "On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission" Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'03), ISBN: 0-7803-7802-4, 2003., p.738-742.
- [13] A. M. De Oliveira; et al. "A CMOS UWB Timed-Array Transmitter with a Vivaldi Antenna Array for I-Radar Applications". Proceedings of 15th SBMO - Brazilian Symposium on Microwave and Optoelectronics and 10th CBMag - Brazilian Congress of Electromagnetism (Momag 2012). ISBN: 978-85-63406-23-1. 2012.
- [14] H. Xie; X. Wang; A. Wang, B. Zhao; Y. Zhou; B. Qin; H. Chen, Z. Wang; A varying pulse width 5th-derivative gaussian pulse generator for UWB transceivers in CMOS Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium, 2008. ISBN: 978-1-4244-1463-5, 2008., p.171 - 174.
- [15] H. Kim; Y. Joo; Fifth-derivative Gaussian pulse generator for UWB system. IEEE Radio Frequency integrated circuits (RFIC) Symposium, 2005. ISBN: 0-7803-8983-2. pp. 671-674. Aug. 2005.
- [16] S. K. H. Stanley, E. S. Carlos. A 5.4 GHz Fully-Integrated Low-Noise Mixer, Journal of Integrated Circuits and Systems (JICS), Vol. 6 No. 1, p.18-29. March 2011.
- [17] H. Liu; H. Darabi; P. Banerjee; J. Liu; Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. Vol. 37, No. 6, Nov. 2007.

APÊNDICE H – Artigo publicado na revista REVELA (ISSN1982-646X):

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

ALGORÍTIMO PARA SIMULAÇÃO NUMÉRICA DE POTENCIAIS ELÉTRICOS EM ELETROMAGNETISMO COM O USO DO MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS

Alexandre Manicoba de Oliveira (UNISANTOS/USP)
amanicoba@pad.lsi.usp.br / alexandre.manicoba@unisantos.br

Héctor Dave Orrillo Ascama(USP/SP)
hector@pad.lsi.usp.br

Resumo: O grande interesse no estudo numérico de campos eletromagnéticos se deve a sua complexidade, o que torna tal estudo muito custoso. Para minimizar o custo e tempo envolvido na análise de campos de potenciais em eletromagnetismo, utiliza-se o computador para desempenhar a análise do fenômeno em estudo através da iteração e da otimização. Neste trabalho é apresentado o projeto de uma ferramenta computacional desenvolvida em C++ para simulação numérica de potenciais elétricos utilizando o método das diferenças finitas para o estudo da interação entre campos potenciais em uma superfície de um mesmo material, homogeneia e com duas dimensões. O programa apresenta seus resultados na forma gráfica onde na posição cartesiana referente a posição da célula na matriz, é “plotado” no gráfico um símbolo (x para valores negativos e um quadrado para valores positivos) e a intensidade do potencial é representada através da cor do símbolo. Com base nos testes do programa, pode-se constatar seu satisfatório funcionamento, bem como comprovar a funcionalidade das técnicas de métodos de diferenças finitas.

Palavras-chaves: Algoritmo de Simulação Numérica, Elementos Finitos, Diferenças Finitas.

Abstract: This paper presents the design of software written in C++ and using finite element techniques to study the potential interaction between fields on a surface of the same material. Based on the testing program, we can verify their satisfactory operation and demonstrate the functionality of the techniques of finite methods.

Keywords: Numerical Simulation Algorithm, Finite Element, Finite Difference.

1. Introdução

1.1 Motivação

Este trabalho foi motivado pela importância e contribuição que algoritmos de simulação numéricas realizam no que tange a redução significativa dos custos de análise de campos potenciais na área de eletromagnetismo.

1.2 Problema proposto

A Figura 1 apresenta uma superfície bidimensional onde dois segmentos de retas apresentam potenciais distintos. Nela os condutores em fitas, imersos em um meio dielétrico de permissividade igual a do vácuo, são representados em corte transversal e possuem potenciais de -10 e 10V respectivamente e todo contorno com potencial de 0V.

Figura 1 - Representação do corte transversal de uma dupla linha de transmissão.

Para realizar a análise da interação de campos magnéticos, foi necessário o desenvolvimento de um algoritmo.

1.3 Objetivo

Este trabalho tem por principal objetivo estudar a técnica de diferenças finitas e propor um algoritmo que promova a análise de um problema proposto no domínio do eletromagnetismo na forma de um estudo teórico dirigido aos métodos finitos e suas prováveis aplicações através de levantamento bibliográfico.

1.4 Estrutura do trabalho

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Este trabalho está organizado em quatro seções. Inicialmente a Seção 1 contendo a introdução ao trabalho, na Seção 2 é feita uma revisão da literatura sobre conceitos, históricos e teorias sobre elementos finitos, na Seção 3 é apresentado o desenvolvimento do algoritmo propriamente dito e por fim na Seção 4 é apresentado a conclusão.

2. Fundamentação Teórica

2.1. Histórico do método de elementos finitos

Na década de 1950 iniciou-se o estudo do método de elementos finitos que tinha como proposta solucionar problemas na área de engenharia mecânica. Um exemplo de aplicação do método de elementos finitos é a análise das tensões em estruturas metálicas, termodifusão, dinâmica de fluidos, etc (BASTOS, 1996).

Na área do eletromagnetismo, pode-se citar como um dos precursores, embora não o primeiro, da utilização deste método, a publicação do artigo “Finite Elements Solution of Saturable Magnetic Fields Problems” por Silvester e Chari (1970) que propunham o desenvolvimento de soluções de eletromagnetismo através da utilização de método de elementos finitos, incluindo a resolução de problemas de comportamento não linear (SILVESTER e CHARI, 1970).

Até 1970, a resolução dos modelos matemáticos diferenciais de segunda ordem era considerada uma tarefa árdua e muito onerosa em matéria de custo computacional além de não serem totalmente satisfatórios para tais resolução.

2.2. A plataforma de desenvolvimento Dev C++

Para realizar o desenvolvimento do algoritmo proposto neste trabalho, foi utilizado o ambiente de desenvolvimento integrado e livre, Dev C++ 5 da Bloodshed Software (2011). Este ambiente de desenvolvimento pode desenvolver programas em linguagem C e em C++ e utiliza os compiladores livres (GNU) gcc e g++ respectivamente.

O Dev C++ pode ser obtido através do site do desenvolvedor pelo endereço eletrônico <http://www.bloodshed.net/devcpp.html>.

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Para iniciar um novo projeto, basta seguir os seguintes passos:

Inicie o Dev C++, após o carregamento do Dev C++, selecione o menu **Arquivo** e em seguida **Novo** e por fim em **Projeto** como mostra a figura 2.

Figura 1 - Janela principal do Dev C++.

Após feito isso irá surgir uma nova janela, conforme a figura 3, onde é possível iniciar o novo projeto.

Figura 2 - Janela de início de novo projeto.

Para fazermos um programa do tipo “Olá mundo”, selecione o item Console Application, de um nome a seu projeto e pressione o botão OK.

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Ao pressionar o botão, irá fechar a janela de novo projeto e você voltará a janela anterior conforme a figura 4.

Figura 3 - Janela principal com o projeto já criado e o programa digitado.

Nela você poderá digitar o programa a seguir:

```
#include <cstdlib>

#include <iostream>

using namespace std;

int main(int argc, char *argv[])
{
    printf("Ola mundo!!!");
    system("PAUSE");
    return EXIT_SUCCESS;
```

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Para compilar e executar o programa clique no botão conforme a figura 5 ou pressione a tecla de função F9.

Figura 4 - Ilustração onde é realçado o botão para compilar e executar o programa.

A figura 6 mostra a tela que resultará da execução do programa Olá mundo.

Figura 5 - Programa Olá mundo feito em Dev C++.

2.3. Método de diferenças finitas

O métodos de diferenças finitas é uma técnica para diferenciação de uma função com um dado conjunto finito de valores da variável dependente em determinados pontos conhecidos da variável independente.

O modelo matemático para calcular o declive é um cálculo discreto de dy/dx em um determinado ponto x_0 . O resultado deste método é representado pela equação (1) e corresponde a uma formula de diferenças finitas para a resolução de uma diferenciação de primeira ordem (SILVESTER e FERRARI, 1996).

$$\frac{dy}{dx} \cong \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{(y_1 - y_0)}{(x_1 - x_0)}$$

(1)

2.3. Método da Iteração

Em problemas de modelamento de distribuição de diferentes potenciais ao longo de uma superfície, um método de lápis-e-papel não é recomendado devido a inúmeras iterações que deve ser realizadas de forma a garantir um mínimo de precisão nos valores obtidos, isso tornaria muito oneroso o processo manual inviabilizando-o para problemas complexos (HAYT, 1974).

Para uma análise com grande precisão, faz-se necessário o uso de computadores e algoritmos iterativos. O método iterativo, descrito a seguir, é factível a nível computacional e traz grande precisão.

O método consiste em dividir uma dada região bidimensional com interações de potenciais de campo, em uma grade formada por quadrados de lados h conforme a figura 7.

Figura 6 - Grade bidimensional. Ao centro o ponto de potencial V_0 (HAYT, 1974).

O potencial V_0 é aproximadamente igual à média aritmética de seus potenciais vizinhos na grade.

Assumindo que este problema proposto não varie em função de z , podemos definir então que o potencial de cada ponto adjacente ao ponto analisado V_0 são: V_1 , V_2 , V_3 e V_4 . Se a região esta descarregada e contida em um meio dielétrico homogêneo, temos $\nabla \cdot \vec{D} = 0$ e $\nabla \cdot \vec{E} = 0$, sendo assim temos, em duas dimensões:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} = 0 \quad (2)$$

Com o gradiente de $E_x = -\partial V / \partial x$ e $E_y = -\partial V / \partial y$ obtemos o Laplaciano da equação em duas dimensões,

$$\nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (3)$$

que equivale aproximadamente a:

$$\nabla^2 V = V(x+1, y) + V(x-1, y) + V(x, y-1) + V(x, y+1) - 4V(x, y) = 0$$

(4)

correspondendo a uma convolução de V com a seguinte mascara (STRANG, 2008):

$$\begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & -4 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

(5)

Aproximando-se os valores das derivadas parciais temos:

$$\left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_a \cong \frac{V_1 - V_0}{h}$$

(6)

e

$$\left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_c \cong \frac{V_0 - V_3}{h}$$

(7)

Com a aplicação de (7) e (6) na parcela em x equação (3) obtemos:

$$\left. \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \right|_0 \cong \frac{\left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_a - \left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_c}{h} \cong \frac{V_1 - V_0 - V_0 + V_3}{h^2}$$

(8)

A análise discreta do potencial no eixo y é similar e temos:

$$\left. \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \right|_0 \cong \frac{\left. \frac{\partial V}{\partial y} \right|_b - \left. \frac{\partial V}{\partial y} \right|_d}{h} \cong \frac{V_2 - V_0 - V_0 + V_4}{h^2}$$

(9)

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Combinando a diferenciação de segunda ordem em duas dimensões, temos:

$$\nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \cong \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4 - 4V_0}{h^2} = 0 \quad (10)$$

ou simplesmente como em (4), temos :

$$V_0 = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4} \quad (11)$$

3. Desenvolvimento do algoritmo proposto

3.1. Identificação da necessidade

A necessidade pode ser desde um vago descontentamento até a percepção de algo que não está bem (SHIGLEY, 1984).

Com base na atividade proposta na Seção **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, faz necessário analisar um problema, no domínio do eletromagnetismo, de linhas de transmissão paralelas em fita e carregadas com potenciais distintos e representadas em corte transversal.

Segundo HAYT, (1974) não se justifica o uso de método iterativo manual (papel caneta), visto o elevado custo horas-homem e a baixa precisão e com base no problema proposto, surge à necessidade de se desenvolver resolver de forma rápida e precisa tal análise.

3.2. Definição do problema

O problema é mais específico que a necessidade. Em geral o problema é o ponto onde devemos atuar para atender a necessidade (SHIGLEY, 1984).

O problema nesse caso se resume na falta de um programa para solucionar a análise do exercício proposto de forma rápida e precisa.

3.3. Síntese

Para atender a necessidade apresentada na Seção 1.3, pode-se idealizar um algoritmo de duas formas:

Primeira – Programa com uma matriz 5x7 que apresente os resultados em uma tela texto.

Segunda – Programa com uma matriz 50x70 e que pela dificuldade de se apresentar os resultados do processo de iteração na forma de texto, o faça na forma gráfica, representando por símbolos e cores os potenciais em cada ponto, distretizando em 3500 elementos finitos ao em vez de apenas 35.

3.4. Seleção e otimização

Três pré-protótipos foram feitos e segue um pequeno estudo do funcionamento de cada um:

Proposta 1 – Utilizado uma planilha eletrônica para simular a iteração na matriz 5x7 e os resultados obtidos podem ser vistos de forma geral na nas Figura 8.

Figura 7 - Planilha para discretização do problema proposto.

Como pode ser observado na Figura 9, a matriz do lado esquerdo representa o estado inicial da solução, onde as duas fitas em corte transversal são carregadas com -10 e 10V respectivamente, já na planilha da direita inicia-se o processo de iteração, onde o potencial $V_{22} = -2,5$ é dado por:

$$\nabla^2 V_{22} = \frac{\partial^2 V_{22}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V_{22}}{\partial y^2} \cong \frac{V_{23} + V_{12} + V_{21} + V_{21} - 4V_{22}}{h^2} = 0$$

sendo assim,

$$V_{22} = \frac{V_{23} + V_{12} + V_{21} + V_{21}}{4} = \frac{-10 + 0 + 0 + 0}{4} = -2,5$$

Figura 8 - Realce das duas primeiras fazes da primeira época do algoritmo proposto.

A Figura 10 apresenta o resultado após 8 iterações.

Figura 9 - Realce das quatro matrizes que representam as últimas fazes das duas últimas iterações.

Proposta 2 – Feito um algoritmo em C++ com o uso do ambiente de desenvolvimento DevC++ 5. O programa assim como a proposta 1, trabalha com matriz 5x7, utiliza tela texto para apresentar os resultados e pode ser visto na Figura 11. Nela se observa o estado inicial da matriz.

Figura 10 - Tela texto da proposta 2 feito em C++.

Na Figura 12 observa-se que o funcionamento do algoritmo segue o mesmo princípio da proposta 1 e o potencial também é $V_{22} = -2,5$.

Figura 11 - Matriz após a primeira iteração completa.

Na Figura 13 apresenta-se o resultado do processo iterativo.

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

Figura 12 - Tela onde é apresentado o resultado da matriz após o final da 8ª iteração.

Proposta 3 - O algoritmo foi desenvolvido em C++ e assim como a proposta 2, foi utilizado o ambiente de desenvolvimento DevC++ 5. O programa utiliza o mesmo método de análise por diferenças finitas das propostas anteriores, porém se difere no tamanho da matriz que passa a ter 50x70 elementos discretos que pode ser visto na Figura 14 em seu estado inicial, dessa forma, o resultado passou a ser apresentado de forma gráfica, com cada ponto da matriz representado por símbolos específicos e variações de cores em 256 níveis diferentes.

Figura 13 - Tela gráfica da proposta 3 com a representação da matriz 50x70 com os potenciais no instante inicial.

E na figura 15 é apresentado o resultado gráfico do processo de análise dos potenciais.

Figura 14 - Tela gráfica da proposta 3 com a representação da matriz 50x70 com os potenciais no instante final, após várias iterações, cerca de 300.

Com base nos resultados obtidos nestes 3 pré-protótipos, pode-se observar que o que melhor representou o estudo físico do fenômeno, foi a proposta 3, desta forma a mesma foi selecionada para o desenvolvimento e as duas demais propostas, foram descartadas em detrimento da seleção da proposta 3.

3.5. Detalhamento do projeto

A tela principal do programa desenvolvido solicita as seguintes informações:

- O valor do potencial P1
- A linha onde ele será inserido
- A coluna inicial para seu crescimento
- Seu comprimento

- O valor do potencial P2
- A linha onde ele será inserido
- A coluna inicial para seu crescimento
- Seu comprimento

Figura 15 - Tela principal do programa desenvolvido com os dados dos potenciais sendo passados ao programa.

A Figura 16 ilustra a tela principal do programa desenvolvido com os dados dos potenciais sendo passados ao programa.

Na Figura 17 é apresentada a tela gráfica que exterioriza os valores de cada célula da matriz 50x70 onde valores negativos são representados por x, valores positivos são representados por quadrado com ponto ao centro e a intensidade dos valores de cada célula são representados pela variação na intensidade da cor vermelha de 0 (preto) a 256 (vermelho intenso).

Figura 16 - Tela gráfica onde são apresentados os pontos da matriz.

A Figura 18 mostra o resultado da análise onde ao potencial 1 foi atribuído a ddp de -5V e ao potencial 2 foi atribuída a ddp de 100V, observa-se assim que o algoritmo funciona de forma satisfatória.

Figura 17 – Tela gráfica onde são apresentados os pontos da matriz após 300 iterações.

Segue o código fonte do programa proposto:

```
//Inclusão das bibliotecas utilizadas
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#include<graphics.h>
#include <stdlib.h>

//Definições utilizadas

#define RWG 50 //Linhas da matriz gráfica
#define CLG 70 //Colunas da matriz gráfica

// Código principal
int main()
{
    // Declaração das variáveis
    int driver, mode; // variáveis usadas para modo gráfico
    int PN, PP, XPN, YPN, LPN, YPP, XPP, LPP, CX, CY; // Variáveis utilizadas nos potenciais
    int rowG, colG, layer, layer1, layer2, i, j, l; // contadores
    int ll; // variáveis a serem usadas ao longo do programa

    float k, kk; // Variáveis auxiliares
    float AG[RWG+10][CLG+10][2]; // Matriz 3D - Utilizada para armazenar os potenciais
    float BG[RWG+10][CLG+10]; //Matriz 2D - Utilizada para guardar a posição das células que
    possuem potenciais diferentes de zero

    char exit; // Variável utilizada no loop

    // Atribuição dos valores iniciais das variáveis
    PN=-10; // Normalizador do potencial do ponto 1
    PP=10; // Normalizador do potencial do ponto 2
    CX=30; // Centralizador da matriz gráfica em x
    CY=50; // Centralizador da matriz gráfica em y
    exit = 'n';
    k=0;
    layer=0; //Contador de camada
    ll=3; // Raio do x e do quadrado a ser plotado

    detectgraph(&driver, &mode); // Obtém o driver gráfico e o modo de acordo com o hardware
    mode=2; // Força o modo SVGA 680x480x32bits
    initgraph(&driver, &mode, ""); // inicializa modo gráfico de acordo com os parâmetros
    obtidos
    //////////////////////////////////////
    // Rotina que monta a tela texto e recebe os valores dos potenciais
    //////////////////////////////////////
    printf("EPUSP - Escola Politecnica da Universidade de Sao Paulo\n");
    printf("Metodos Numericos Aplicado ao Eletromagnetismo\n");
    printf("Prof. Jorge Mieczyslaw Janiszewski\n\n");
    printf("POTENCIAIS V.:1.00 - Por Alexandre Manicoba\n");
    printf("-----");
    printf("Digite o valor do potencial 1 [positivo, nulo ou negativo]: ");
    scanf("%d", &PN);
    if (PN!=0) //Se o P1 for diferente de zero, pergunta as demais informações sobre o ponto
    {
        printf("\nDigite linha do potencial 1 [entre 10 e 40]: ");
        scanf("%d", &YPN);
        printf("\nDigite coluna do potencial 1 [entre 10 e 40]: ");
        scanf("%d", &XPN);
        printf("\nDigite o tamanho do potencial 1 [entre 1 e 20]: ");
        scanf("%d", &LPN);
    }
    else //Senão P1 é considerado ponto nulo
    {
        YPN=0;
        XPN=0;
        LPN=0;
    }
}
```

Periódico de Divulgação Científica da FALIS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

```

printf("\n\nDigite o valor do potencial 2: [positivo, nulo ou negativo]: ");
scanf("%d",&PP);
if (PP!=0) //Se o P2 for diferente de zero, pergunta as demais informações sobre o ponto
{
    printf("\nDigite linha do potencial 2 [entre 10 e 40]: ");
    scanf("%d",&YPP);
    printf("\nDigite coluna do potencial 2 [entre 10 e 40]: ");
    scanf("%d",&XPP);
    printf("\nDigite o tamanho do potencial 2 [entre 1 e 20]: ");
    scanf("%d",&LPP);
}
else //Senão P2 é considerado ponto nulo
{
    YPP=0;
    XPP=0;
    LPP=0;
}
if ((PN==0)&&(PP==0)) //Se P1 e P2 são nulos, são atribuídos os valores do exercício
solicitado pelo professor em sala de aula
{
    PN=-10; //P1=-10V
    PP=10; //P2=10V
    XPN=20; //Coluna inicial de P1
    YPN=25; //Linha de P1
    LPN=10; //Comprimento de P1
    XPP=40; //Coluna inicial de P2
    YPP=25; //Linha de P1
    LPP=10; //Comprimento de P2
    printf("\n
*****");
    printf("\n * Adotado os valores do exercício proposto em aula, P1=-10V e P2=10V
*");
    printf("\n
*****");
}
// Rotina que limpa e prepara as matrizes
//limpa as matrizes
for(rowG=0;rowG<=RWG+5;rowG++) //Varre as linhas
    for(colG=0;colG<=CLG+5;colG++) //Varre as colunas
    {
        AG[rowG][colG][0]=0; //Limpa a primeira camada da matriz A
        AG[rowG][colG][1]=0; //Limpa a segunda camada da matriz A
        BG[rowG][colG]=0; //Limpa a matriz B
    }
//prepara as matrizes
for(colG=XPN;colG<=(XPN+LPN);colG++) //Varre as colunas ocupadas por P1
{
    AG[YPN][colG][0]=PN; // Carrega a primeira camada da matriz A com P1
    AG[YPN][colG][1]=PN; // Carrega a segunda camada da matriz A com P1
    BG[YPN][colG]=1; // Carrega a matriz B com o perfil de P1 (1 --> ponto<>0)
}
for(colG=XPP;colG<=(XPP+LPP);colG++) //Varre as colunas ocupadas por P2
{
    AG[YPP][colG][0]=PP; // Carrega a primeira camada da matriz A com P2
    AG[YPP][colG][1]=PP; // Carrega a primeira camada da matriz A com P2
    BG[YPP][colG]=1; // Carrega a matriz B com o perfil de P2 (1 --> ponto<>0)
}
//Rotina que imprime preliminarmente P1 e P2
// Se o potencial for positivo, imprime em azul claro
// Se o potencial for negativo, imprime em vermelho
// Se o potencial for zero, imprime em preto
for(rowG=1;rowG<=RWG+1;rowG++) //Varre as linhas
{
    for(colG=1;colG<=CLG+1;colG++) //Varre as colunas
    {
        k=AG[rowG][colG][0]; //Carrega em k o valor da célula atual
        k=k*-25; //Normaliza k para um valor entre -250 e 250 (ajuste 10)
    }
}

```

Periódico de Divulgação Científica da FALS
Ano VI - Nº XIII- JUL / 2012 - ISSN 1982-646X

```

setcolor(int(k)); //Define a cor do pincel
putpixel(CX+colG*8, CY+rowG*8,int(k)); //Plota um ponto
for(l=1;l<=3;l++) //Amplia o raio l para crescer o solido quadrado
    rectangle((CX+colG*8-l),(CY+rowG*8-l),(CX+colG*8+l),(CY+rowG*8+l));
}
}

////////////////////////////////////
// Rotina que desenha a escala de valores
////////////////////////////////////
setcolor(YELLOW); // cor de desenho ou escrita é amarela -- igual a setcolor(14)
outtextxy( 20, 5, "                                POTENCIAS V1.00 por Alexandre
Maniçoba ");
outtextxy( 20, 20, "                                -P                                0
+P");
// Desenha a escala
for(i=0;i<=250;i=i+8)
{
    //Desenha a variação negativa
    putpixel(40+i,40, 512-i);
    setcolor(512-i);
    rectangle((40+i-1),39,(40+i+1),41);
    line( (40+i-3),37,(40+i+3),43);
    line( (40+i+3),37,(40+i-3),43);
    //Desenha a variação positiva
    putpixel(40+270+i,40, 256+i);
    setcolor(256+i);
    rectangle(40+267+i,37,40+273+i,43);
}
////////////////////////////////////
// Rotina realiza a iteração da matriz
////////////////////////////////////
do // Loop realizar n iterações na matriz
{
    if(layer>=1) //se a camada escolhida for a 1 faz
    {
        layer1=0; //A camada que receberá a modificação é a camada 0 em função da
camada 1
        layer2=1; //A camada 1 será a camada modificadora da camada 0
        layer=-1; //Reseta o contador de camada
    }
    else // Senão faz
    {
        layer1=1; //A camada que receberá a modificação é a camada 1 em função da
camada 0
        layer2=0; //A camada 0 será a camada modificadora da camada 1
    }
    layer++; //Incrementa o contador de camada
    //////////////////////////////////////
    // Rotina de varredura da matriz
    //////////////////////////////////////
    for(rowG=1;rowG<=RWG;rowG++) // Varre as linhas da matriz
    {
        for(colG=1;colG<=CLG;colG++) // Varre as colunas da matriz
        {
            if(BG[rowG][colG]==0) //Se o valor da célula atual de B for igual a 0 faz a
media dos 4 pontos vizinhos
                AG[rowG][colG][layer1]=(AG[rowG-
1][colG][layer2]+AG[rowG][colG+1][layer2]+AG[rowG+1][colG][layer2]+AG[rowG][colG-
1][layer2])/4;
                k=AG[rowG][colG][layer1]; //Atribui o valor da célula atual da matriz A a
variável k
                kk=k; // Duplicata de k

                if(k<=0) //Se o valor for negativo ou nulo faz
                {
                    k=k*(256/PN)+257; // Normaliza o modulo do valor de k para algo entre 256 e
512
                }
                else //Se não,
                {

```

```

        k=k*(256/PP)+257;; // Normaliza o valor de k para algo entre 256 e 512
    }

    if(k>510) k=510; // Mantem o valor de k abaixo de 510
    setcolor(int(k)); // Define a cor do pincel
    putpixel(CX+colG*8, CY+rowG*8, int(k)); // Imprime o ponto referente a celula
    atual cuja cor esta em função do módulo do potencial

    if(kk>0) // Se o valor da celula atual for positivo faz
    {
        rectangle((CX+colG*8-11),(CY+rowG*8-11),(CX+colG*8+11),(CY+rowG*8+11)); //
        Imprime o quadradi com raio 11
    }
    else // Senão,
    {
        rectangle((CX+colG*8-1),(CY+rowG*8-1),(CX+colG*8+1),(CY+rowG*8+1)); //
        Imprime um quadrado de raio 1
        // Imprime o X com raio 1
        line((CX+colG*8-11),(CY+rowG*8-11),(CX+colG*8+11),(CY+rowG*8+11));
        line((CX+colG*8+11),(CY+rowG*8-11),(CX+colG*8-11),(CY+rowG*8+11));
    }

    }

}

} while (exit != 's');
return 0;
}
// Fim do algoritmo

```

4. Conclusão

Com base no levantamento bibliográfico realizado, pode-se desenvolver este algoritmo que utiliza o método de diferenças finitas, validando assim seu funcionamento e contribuindo de forma significativa para resolução de problemas no domínio do eletromagnetismo através da aplicação destas técnicas.

O programa idealizado rodou de forma satisfatória nos testes e apresentou bons resultados, ou seja, resultados legíveis, robustos e confiáveis ao longo de seus testes.

A técnica de diferenças finitas aplicada ao domínio do eletromagnetismo, demonstra ser muito robusta para a análise de matrizes com grande número de elementos.

Referências

BASTOS, João Pedro Assumpção. **“Eletromagnetismo e Cálculo de Campos”**, 3ª Edição, Ed. Da UFSC. 1996.

BLOODSHEED Software, Dev C/C++ 5, Disponível em: <<http://www.bloodshed.net/devcpp.html>> e Acessado em 04/07/2011.

HAYT, William H. Jr. **“Engineering Electromagnetics”**, 3rd Edition, Ed. McGraw-Hill, 1974.

JANISZEWSKI, Jorge Mieczyslaw. **“Metodos Numericos Aplicados ao Eletromagnetismo”**. Notas de aula. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Julho de 2011.

MANIÇOBA, A. O. **“PROJETO DE UMA MÁQUINA PARA SEPARAÇÃO E DIGITALIZAÇÃO DE GRÃOS DE MILHO (ZEA MAYS L.)”** 2008. 129 fl. Trabalho de Graduação em Engenharia – Universidade Católica de Santos, Santos, 2008.

SHIGLEY, Joseph Edward. **“Elementos de máquinas”**; Volume 1. 3ª.ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros técnicos e científicos editora S.A., 1984. 347 p.

SILVESTER, Peter. P. e CHARI, M. V. K. **“Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems”**, IEEE Transactions. Vol. PAS-89 Issue:7, pp. 1642-1651, 1970.

SILVESTER, Peter P. e FERRARI, Ronald L. **“Finite Elements for Electrical Engineers”**, 3rd Edition, Ed. Cambridge. 1996.

STRANG, Gilbert. **“Mathematical Methods for Engineers I”**, Notes of Lecture 10, MIT Open Courseware. Massachusetts Institute of Technology. Disponível em: <<http://www.youtube.com/watch?v=V5EjSvx1vw0>> Acessado entre: 23/06/2011 a 4/07/2011.

APÊNDICE I – Artigo aceito para apresentação e publicação nos anais do III Congresso Científico da Semana Tecnológica do IFSP (CONCISTEC'12):

Anais do CONCISTEC'12
© 2012, copyright by IFSP

3º Congresso Científico da Semana Tecnológica – IFSP
17-19 de outubro de 2012, Bragança Paulista, SP, Brasil

A 180nm CMOS UWB TRANSMITTER WITH VIVALDI ANTENNA FOR NON-INVASIVE VITAL SIGNALS MONITORING FOR RADAR

Alexandre Manicoba de Oliveira^{1,2,3}, amanicoba@usp.br

João Francisco Justo¹, jjusto@lme.usp.br

Sérgio Takeo Kofuji¹, kofuji@pad.lsi.usp.br

¹Polytechnic School of the University of São Paulo, Av. Prof. Luciano Gualberto, 158, trav. 3, Cidade Universitária – São Paulo – SP; ²Catholic University of Santos, Av. Cons. Nébias, 300 - 11015-002 - Santos - São Paulo.

Rodrigo Tognotti Zaubeiras³, rodrigo.zaubeiras@unimonte.br

³Center for Exact Sciences and Earth of the University Center Monte Serrat, Av. R. Pestana, 99, - 11013-551 - Santos - SP

RESUMO. *Is presented in this paper a new Ultra Wide Band (UWB) transmitter circuit design to a small Vivaldi antenna for remote acquisition of vital signals through telemetry by microwaves. Recently, interest in research on generation and transmission of UWB pulses has increased, especially for application in the remote sensing of heartbeat signals (e.g. of an operator of a drilling rig in an industrial oil plant off-shore) and the measurement of respiration rate (e.g. of the crew of an aircraft. This technique consists of a transmitter (this work) and a receiver for perform telemetry for estimating the vital signs though detection of the movements of heart and lung. The system consists of a second Gaussian Pulse Generator (PG) circuit installed on a Vivaldi planar antenna. The circuit was designed using 180nm Mosis-IBM process and the planar antenna array was designed with copper and RO3206 substrate. Spice simulations show the generation of pulses with 156,6mVpp amplitudes and 200ps width, and a central frequency of 6GHz. The dynamic energy consumption is around 0.7pJ and average power consumption of 3mW per pulse using 2V power supply at pulse repetition rate (PRR) of 100MHz. The electromagnetic simulations show the Main Lobe with an average magnitude of 5.1dBi at 6GHz, and a beam angular width of the 138°x 62°.*

Key words: UWB, Pulse Generation, RFIC, Microwaves, CMOS.

1. INTRODUCTION

In recent years, much research has been performed based on UWB impulse radars, mainly (but not only) for remote acquisition of heartbeat signals and the measurement of respiration rate (e.g. of a pilot in a military air-craft or of workers in a nuclear power plant), moreover, UWB radar are promising for other applications of civil, medical, and military proposes (e.g. in pediatric clinics for alerting and monitoring of the Sudden Infant Death Syndrome (SIDS), or biomedical imaging, as ground and wall penetrating, victims localizations in the rubble of a landslide or snow) (DE OLIVEIRA, et al., 2012; DIONISIO, et al., 2012; ZITO, et al., 2011; STADERINI, 2002). For acquisition of vital signs, it requires a high precision system that can capture the signals of each individual in his own position in a dynamic way, as this type of analysis in motion can cause significant changes in waveform it radiated UWB pulse (DE OLIVEIRA, et al., 2012; XIAO, LI, LIN, 2007; LAZARO, 2010). Because of this objective, it is essential to use a radar system equipped with high-gain directional antennas to minimize reflections of the environment is necessary (LAZARO, 2010).

The proposed UWB transmitter system is equipped with a Vivaldi antenna to permit the directive formation of beam with high gain (Fig. 1(a)).

Figure 1 - The general topology of UWB transmitter (a); Back view of antenna (b); Azimuthal angle (c); Elevation angle.

The work organization is as follows: in Sec II, the transmitter circuit and antenna architecture and design are presented; the integrated system simulations with MicroWind combined with LTSpice 4 for layout and schematic, where effects of crosstalk coupling vertical and horizontal, input noise and parameters variation by Monte-Carlo were

considered during the Spice simulations. Also the results of electromagnetically propagation simulation in CST MW 2011, together with the results of Spice simulations, are presented in Sec III, and the conclusions in Sec V.

2. UWB TRANSMITTER CIRCUIT AND ANTENNA VIVALDI DESIGN

In sequence, each block of the transmitter is explained, including the antenna.

2.1 The New 1st derivative Gaussian pulse generator

Some important characteristics of the UWB radar used as a tool for analysis of vital signs is that electromagnetic pulses from the UWB radar can monitor signs of the functions of the human body noninvasively and is not influenced by clothing or blankets and can be used at a range of several meters (STADERINI, 2002).

The first consideration before designing a UWB pulse generator is to select the type of pulse that meets certain condition (PHAN et al., 2008).

The first derivative Gaussian pulse was chosen for noninvasively health monitoring, because it no exist DC component (zero frequency), for these reasons, the first derivative Gaussian was chosen for the development of the pulse generator proposed in this paper (FCC, 2002; ZHUANG; SHE; BI, 2003). The first derivative Gaussian pulse is given by,

$$g^{(1)}(t) = -\frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1)$$

where σ is the standard deviation and A is the pulse amplitude.

Figure 2 –General 1st derivative pulse generator architecture. (a) The new pulse generator proposed circuit. (b) The Active pulse 1st order derivative. (c) Vivaldi Antenna loaded.

The 1st derivative Gaussian pulse (Fig. 2) proposed in this work is composed of a single Gaussian pulse generator (Fig. 2(a)) – a XOR gate proposed by (DE OLIVEIRA et al., 2011), with a delay element in its inputs. The single Gaussian pulse generator input (v_{in}) is excited by a square wave and synthesizes a Gaussian pulse at output (v_{pulse}) is then fed into a active 1st derivative circuit (Fig. 2(b)). The 1st derivative circuit generates at its output (v_{out}) a pulse derived from Gaussian to first order. This pulse feeds the Vivaldi antenna that converts the electrical signal in the electromagnetic wave.

Each subsystem of the pulse generator is described below:

2.1.1 Gaussian pulse generator

The Xor gate circuit used in this paper is the core of the Gaussian pulse generator proposed and based on Ref. (DE OLIVEIRA et al., 2011). The details of the Xor gate circuit are shown in Fig.2(a).

The Xor circuit consists of a transmission gate applying the Xor logical operator formed by three stages: a first static inverter, a transmission gate, and a second static inverter. These blocks have been designed aiming for low power consumption and high efficient operation. The first static inverter block is formed by two MOS transistors: M1p and M4n, where the dimensions of all channel lengths (l) are 0.18 μm and the widths (w) are 1.4 μm and 0.7 μm , respectively. The transmission gate block is also formed by two transistors: M2p and M5n and their widths are 1.4 μm and 0.7 μm , respectively. Finally, the second static inverter block is formed by two transistors: M3p and M6n, and the widths are 1.4 μm and 2.8 μm , respectively.

The operation details of the Xor gates follow. An operation is made between the signals of both input terminals, V_{in} and $V_{in_delayed}$ (Fig. 3). When the first signal V_{in} makes a transition from "1" to "0", as the signal of the $V_{in_delayed}$ is "1", the transition of the signal V_{in} is reversed in the output of second static from "0" to "1". After the delay time, the signal $V_{in_delayed}$ changes from "1" to "0", imposing that the Xor gate output returns again to "0", and resulting in an "1" pulse every time a new pulse at the Delay input is applied shown in Fig.2 (a,b).

Figure 3 - Waveforms resulting from post-simulation circuit layout proposed.

2.1.2 Active derivator circuit

The active derivator circuit is implemented a charge-pump based on two CMOS transistors, as shown in Fig. 2(b). The gates of these transistors are excited by the pulses V_a and V_b (Fig. 3). The charge-pump output current is controlled and combined successively by these transistors; as a result, a 1st derivative Gaussian pulse is generated. The output signal magnitude V_{out} is controlled by output CMOS transistors (M7-M8). The transistor sizes are chosen based on the needed amplification to shape the output UWB waveform (PHAN, 2008). In our design, all MOS channel lengths are 0.18 μm and the widths are 5 μm respectively.

2.1.3 Pulse generator simulation results:

The post-layout spice simulation results showed that the Spice Power Spectral Density (PSD) of output pulse first-order derivative Gaussian pulse is similar to the theoretical pulse calculated, as seen in Fig. 4(a,b), with the simulated is indicated in solid line and the normalized theoretical calculated by the dotted line. The amplitude of the simulated pulse is 156,6mVpp and its pulse width has 200ps.

Figure 4 - Simulations results. (a) Spice Power Spectral Density of output pulse, simulated (solid line) x theoretical (dotted line). (b) 1st-derivative Gaussian Pulse.

2.1.4 Layout of the proposed UWB pulse generator

The layout of the proposed UWB pulse generator circuit without Pads is shown in Fig. 5, where one can see, from left to right, the delay V_{in} signal circuit, the XOR gate (single Gaussian pulse generator circuit), the static inverter circuit, the Delay element formed by an inverters, the active derivator circuit with two MOS transistors and the C capacitor.

Figure 5 - Layout of pulse generator UWB without pads.

Around all circuits guard rings are used to minimize interference, noises and latch-up effects; because the high frequencies combined with the high miniaturization of the radio frequency CMOS circuits become more sensitive to variations in the process (STANLEY; CARLOS, 2011). The whole pulse generator occupies an area of $20 \times 21 \mu\text{m}^2$.

2.2 Vivaldi Antenna

The Vivaldi antennas belong to the class of aperiodic, continuously scaled, exponential curved antennas. The characteristics that make it suitable for UWB applications are that the Vivaldi antenna has theoretically constant beamwidth at unlimited operating frequency range (YANG; WANG; FATHY, 2008; GREENBERG; VIRGA; HAMMOND, 2003; MEHDIPOUR; AGHDAM; DANA, 2007).

Figure 6 - Key design parameters of the individual notch Vivaldi antenna.

The design parameters of dual-polarized array and Vivaldi antenna are shown in Fig. 6, and its respective dimensions in Table I.

TABLE I. DIMENSIONS OF THE ANTENNAS.

50Ω microstrip line	w		b		Units in mm.	
	1,80		21,20			
Antenna dimensions	L	o	s	r	c	a
	58,40	22,66	7,89	13,40	1,90	34,60

The substrate used was the Rogers RO3206 with a relative dielectric constant of 6.15. The exponential taper of the antenna is responsible for its large bandwidth, and can be described by the equations (2) to (4), which relate the points $P1(x1,y1)$ and $P2(x2,y2)$.

$$f(x) = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad (2)$$

where

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (3)$$

and

$$c_2 = \frac{y_2 e^{Rx_2} - y_1 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (4)$$

Fig.7 shows Reflection Coefficient of the antenna with ideal propagation after 5.27 GHz.

Figure 7. Reflection Coefficient (S11) of proposed Vivaldi Antenna.

Fig. 8 shows the VSWR of the antenna.

Figure 8. VSWR of proposed Vivaldi Antenna.

The Fig. 9 shows the radiation pattern of proposed antenna.

Figure 9. Radiation pattern.

4. SIMULATION RESULTS

The simulation of the UWB Transmitter in post-layout Spice model shows a pulse amplitude of 156,6mVpp and 200ps of pulse width, as well as a main lobe with average gain of 5.1dB, (62° x 138° angular width).

5. CONCLUSIONS

In this paper the design of a new UWB transmitter composed of CMOS technology, as well as an antenna Vivaldi design integrated with Spice and CST 2011 MW were presented. The simulation results showed a controllable beam with an average directivity of 5.1dB, $62^\circ \times 138^\circ$ angular width. The pulses obtained shows 156,6mVpp amplitude and 200ps of pulse duration and a power consumption around 120 μ W per pulse using 2V power supply at PPR of 100MHz.

6. REFERENCES

BALDI, M.; CHIARALUCE, F.; ZANAJ, B.; MORETTI, M.; DIBET, "Analysis and simulation of algorithms for vital signs detection using UWB radars". Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). ISBN: 978-1-4577-1763-5. p. 341 – 345. 2011

DE OLIVEIRA, A. M. et al. "Projeto e Simulação de uma unidade Lógico-Aritmética de 8bits com tecnologia CMOS 0.35 μ m para aplicações didáticas" Proceedings of 2º Congresso Científico da Semana Tecnológica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo (CONCISTEC'11), 2011.

DE OLIVEIRA, A. M. et al. "A CMOS UWB Pulse Beamforming Transmitter with Vivaldi Array Antenna for Vital Signals Monitoring Applications" Proceedings of 3rd IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS'12), EUA : IEEEExplore, 2012.

DIONISIO, C. R. P., et al., "Experiments on Through-Wall Imaging Using Ultra Wideband Radar" Microwave and Optical Technology Letters. Vol.54, no. 2, February 2012

FEDERAL COMMUNICATION COMMISSION, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, adopted Feb. 2002, released Apr. 2002.

GREENBERG, M. C., L. VIRGA, AND C. L. HAMMOND, "Performance characteristics of the dual exponentially tapered slot antenna for wireless communication application," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 52, p.305-310, Mar. 2003.

LAZARO, A. et al. "Analysis of vital signs monitoring using an IR-UWB radar". In: Electromagnetics Research PIER 100, 2010, Massachusetts, USA.

MEHDIPOUR, A., AGHDAM, K. M. AND DANA, R. F. "Complete Dispersion Analysis of Vivaldi Antenna For Ultra Wideband Applications" Progress In Electromagnetics Research, PIER, Vol. 77, p.85-96, 2007.

STADERINI, E.M. "UWB Radars in Medicine". IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol 17, pp. 13-18, Aug. 2002.

STANLEY, S. K. H., CARLOS, E. S. A 5.4 GHz Fully-Integrated Low-Noise Mixer, Journal of Integrated Circuits and Systems (JICS), Vol. 6 No. 1, p.18-29. March 2011.

PHAN, T. A. et al. 4.7pJ/pulse 7th Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio, AUTO-ID Labs at MIT, 2008.

XIAO, Y.; LI, C.; LIN, J. "A Portable Noncontact Heartbeat and Respiration Monitoring System Using 5-GHz Radar". IEEE Sensor Journal, vol. 7, no. 7, July 2007, pp. 1042-1043.

YANG, Y., WANG, Y., AND FATHY, A. E. "Design Of Compact Vivaldi Antenna Arrays For UWB See Through Wall Applications". Progress in Electromagnetics Research, PIER 82, p.401-418, 2008.

ZHUANG, W.; SHE, X.; BI, Q. "Ultra-wideband wireless communications". Wireless Communications and Mobile Computing. Vol. 3. P.663-685. 2003.

ZITO, D.; PEPE, D.; MINCICA, M.; ZITO, F.; TOGNETTI, A.; LANATA, A.; DE ROSSI, D.; "SoC CMOS UWB Pulse Radar Sensor for Contactless Respiratory Rate Monitoring". IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. Vol. 5. pp. 503-510. Dec. 2011

7. NOTE OF LIABILITY

The authors are solely responsible for the content of this paper.