PROGRAMA DE PÓS-GRADUÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA ASSOCIAÇÃO AMPLA ENTRE CEFET-MG E UFSJ SISTEMAS ELÉTRICOS - ELETROMAGNETISMO APLICADO

Marcelo Pinto da Silva Júnior

Circuito Gerador de Pulsos UWB: Projeto e Construção de um Circuito Transistorizado Simples e de Baixo Custo para Geração de Sinais de Banda Ultralarga de Frequências





Belo Horizonte 2016

Marcelo Pinto da Silva Júnior

Circuito Gerador de Pulsos UWB: Projeto e Construção de um Circuito Transistorizado Simples e de Baixo Custo para Geração de Sinais de Banda Ultralarga de Frequências

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos - SE. Linha de pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado - EA.

Orientador: Prof. Dr. Sandro T. M. Gonçalves Co-orientador: Prof. Dr. Túlio C. O. Carvalho





Belo Horizonte 2016 Silva Júnior, Marcelo Pinto da

S586c Circuito gerador de pulsos UWB: projeto e construção de um circuito transistorizado simples e de baixo custo para geração de sinais de banda ultralarga de frequências / Marcelo Pinto da Silva Júnior – 2016.

xxvi, 80 f.: il., gráfs, tabs., fotos.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.

Orientador: Sandro T. M. Gonçalves.

Coorientador: Túlio C. O. Carvalho.

Banca examinadora: Sandro T. M. Gonçalves, Túlio C. O. Carvalho, Ricardo Luiz da Silva Adriano e Gláucio Lopes Ramos. Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Energia elétrica – Transmissão – Teses. 2. Antenas (Eletrônicas) – Teses. 3. Transistores – Teses. 4. Sistemas de transmissão de dados – Teses. I. Gonçalves, Sandro Trindade Mordente. II. Carvalho, Túlio Charles de Oliveira. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.382



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL REI PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Pinto da Silva Júnior

"Circuito Gerador de Pulsos UWB: Projeto e Construção de um Circuito Transistorizado Simples e de Baixo Custo para Geração de Sinais de Banda Ultra Larga de Frequências"

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em 12 de Julho de 2016 como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves (Orientador) Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Tilis there de Oliveira havealle

Prof. Dr. Túlio Charles de Oliveira Carvalho (Coorientador) Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Prof. Dr. Gláucio Lopes Ramos

Prof. Dr. Gláucio Lopes Ramos Universidade Federal de São João del Rei

Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano Universidade Federal de Minas Gerais

Dedico este trabalho e todas as minhas conquistas aos meus pais.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, Marcelo Pinto da Silva e Silvana de Cássia Pio Silva, que representam o alicerce de todo o meu desenvolvimento pessoal e profissional.

À minha noiva Rafaela, por relembrar diariamente os objetivos traçados para o nosso futuro e por estar sempre ao meu lado.

Aos meus irmãos, Marco Túlio e Matheus, pelo apoio incondicional e cobrança indispensável.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Sandro T. M. Gonçalves, com quem divido todo o mérito do trabalho, pela competência, incentivo, cobrança constante e, principalmente, pela paciência.

Ao Prof. Dr. Túlio C. O. Carvalho que, na posição de coorientador deste trabalho, mostrou-se sempre disponível.

Ao coordenador do programa, Prof. Márcio Matias pela atenção e suporte nos procedimentos administrativos.

Ao colega de mestrado Silas, pela enorme contribuição ao trabalho.

A todos os portais de periódicos, revistas, jornais e livros eletrônicos, que permitiram o acesso rápido e eficiente ao conhecimento científico.

E finalmente, agradeço ao CEFET-MG, pela ótima estrutura que oferece aos estudantes e pesquisadores.

Each dream you leave behind is a part of your future that will no longer exist.

Steve Jobs

Resumo

As tecnologias de transmissão sem fio estão em constante evolução, seja em aplicações de longo alcance e alta potência, como a telefonia celular, ou em aplicações de alcance limitado e baixa potência, como o Bluetooth. Com a crescente exigência pela melhoria da transferência de dados, diferentes soluções vêm sendo desenvolvidas nas últimas décadas. Por operar em uma grande faixa espectral utilizando pulsos de curta duração, a tecnologia UWB apresenta vantagens consideráveis se comparada à sistemas de comunicação convencionais, como alta taxa de transmissão de dados e baixo consumo de energia, tornando-se uma promissora alternativa para a transmissão de dados sem fio de curto alcance. No entanto, a complexidade e o custo de sistemas capazes de operar em um amplo espectro de frequência dificultam sua difusão. Este trabalho apresenta um circuito eletrônico simples capaz de gerar pulsos com espectro de frequências UWB utilizando componentes discretos e de baixo custo. Para projetar o circuito primeiramente foram avaliadas diversas topologias empregadas na geração de sinais de banda ultralarga presentes na literatura. Após as análises iniciais, um simulador de circuitos eletrônicos foi utilizado para avaliar diferentes arquiteturas adaptadas para o emprego de transistores de junção bipolar de alta frequência. De acordo com os resultados observados, foi proposta uma nova topologia para geração de sinais UWB cujo comportamento verificado na simulação apresentou melhor resultado se comparado às demais arquiteturas. Na etapa seguinte, o circuito proposto foi avaliado analiticamente com o objetivo de equacionar os diferentes estágios de operação. Com o intuito de avaliar a robustez da arquitetura proposta e identificar os pontos de maior sensibilidade, outras simulações foram realizadas considerando os limites de tolerância dos componentes empregados. Em seguida, para validação dos resultados obtidos, foi projetada uma placa eletrônica correspondente ao circuito considerando as possíveis influências da alta frequência de operação do mesmo. Para evitar variações no processo de fabricação, a placa foi confeccionada com qualidade industrial utilizando fibra de vidro FR-4 como substrato. Com o auxílio de um osciloscópio, foi verificado que o circuito proposto apresentou boa concordância se comparado aos resultados simulados, com erro de aproximadamente 8%. Devido às interferências presentes na medição tais como a falta de blindagem dos conectores e cabos, esse valor foi considerado suficientemente baixo para validar a placa eletrônica construída. A última etapa do trabalho consistiu em avaliar as características do sinal gerado, o que evidenciou a viabilidade da topologia proposta em utilizar circuitos simples com componentes discretos e de baixo custo para geração de sinais UWB.

Palavras-chave: Tecnologia UWB. Eletrônica de alta frequência e baixo custo. Transistores de junção bipolar de alta frequência.

Abstract

Wireless transmission technologies are constantly evolving, whether in long-range and high power applications, such as cellular phones, or limited range and low power applications, such as Bluetooth. Due to the growing demand for improved data transfer, different solutions have been developed in recent decades. By operating in a wide spectral range using short pulses, UWB technology has considerable advantages when compared to conventional communication systems such as high data transmission rate and low power consumption, making it a promising alternative the short-range wireless transmission data. However, the complexity and cost of systems capable to operate in a frequency spectrum wide hinder its diffusion. This paper presents a simple electronic circuit capable of generating pulses with UWB frequency spectrum using discrete and low-cost components. In order to design the circuit, firstly it was evaluated several UWB signals generator topologies in the literature. After the initial analysis, an electronics circuit simulator was used to evaluate different adapted architectures to use high-frequency bipolar junction transistors. According to the observed results, it was proposed a new topology for UWB signals generation, whose behavior verified in simulation showed better results in comparison to other architectures. In the next step, in order to solve each operation stage the proposed circuit was evaluated analytically. To evaluate the robustness of the proposed topology and identify the points of higher sensitivity, other simulations were performed considering the tolerance of the components used. Subsequently, to validate the results, a corresponding electronic board to the circuit was designed considering the possible high frequency influence. Intending avoid variations in the manufacturing process the plate was made with industrial quality using FR-4 glass fiber as substrate. Using an oscilloscope, it was verified good agreement between the real and simulated results of the proposed circuit, with an error about 8%. Due to the interference present in the measurement, such as lack shielding of the connectors and cables, this error value was considered sufficiently low to validate the electronic board built. The last step of the work was evaluating the generated signal characteristics, which demonstrated the feasibility of the proposed topology to generate UWB signals using discrete and low-cost components.

Key-words: UWB Technology. High frequency and low cost electronic. High frequency bipolar junction transistor.

Sumário

Lista de Figuras xx				
Li	sta de	Tabelas x	xiii	
Li	sta de	Abreviações	ίXV	
1	Intro	dução	1	
	1.1	Aplicações UWB	2	
		1.1.1 Comunicação	3	
		1.1.2 Localização e Rastreamento	5	
		1.1.3 Sensoriamento	6	
		1.1.4 Radar	6	
	1.2	Circuitos UWB	8	
	1.3	Motivação	8	
	1.4	Objetivos	9	
	1.5	Estrutura da Dissertação	10	
2	Tecr	ologia UWB	11	
	2.1	Histórico	11	
	2.2	Definições Básicas	12	
		2.2.1 Largura de Banda	12	
		2.2.2 Densidade Espectral de Potência	13	
		2.2.3 Máscara Espectral	14	
		2.2.4 Pulsos	14	
	2.3	Regulação e Padronização	15	
	2.4	Tipos de Modulação UWB	17	
		2.4.1 Modulação Multiband-UWB	17	
		2.4.2 Modulação IR-UWB	18	
	2.5	Circuitos Geradores de Pulso UWB	22	

		2.5.1	Tipos de circuitos geradores	24			
3	Sim	ulações	e Análises	29			
	3.1	Circuit	to Oscilador	29			
		3.1.1	Descrição de Funcionamento	30			
		3.1.2	Resultados e Análises	34			
	3.2	Inverse	or Lógico	38			
		3.2.1	Descrição de Funcionamento	39			
		3.2.2	Resultados e Análises	42			
	3.3	Circuit	to Comparador	47			
		3.3.1	Descrição de Funcionamento	48			
		3.3.2	Análises e Resultados	50			
	3.4	Circuit	to Ressonante	54			
		3.4.1	Descrição de Funcionamento	54			
		3.4.2	Análises e Resultados	56			
4	Projeto, Construção e Resultados Experimentais 61						
	4.1	Projeto	o da Placa Eletrônica	61			
	4.2	Constr	ução da Placa Eletrônica	63			
	4.3	Result	ados Experimentais	65			
5	Conclusões						
	5.1	Trabal	hos Futuros	76			
Bi	bliogi	rafia		77			

Lista de Figuras

1.1	Densidade espectral de potência para diferentes sistemas de transmissão sem fio		
1.2	Diferentes tecnologias de transmissão sem fio relacionadas de acordo com alcance,		
	potência e taxa de transmissão de dados	3	
1.3	Cenário de uma rede doméstica sem fio integrando diversos dispositivos eletrônicos.	5	
1.4	Ambiente para utilização de radar em automovéis para diferentes aplicações	7	
2.1	Pontos de -10 dB relacionados às frequência f_H e f_L referentes a medição da largura	10	
2.2		13	
2.2	Tres diferentes pulsos utilizados em aplicações UWB. (a) Pulso Sinc. (b) Pulso de	15	
0.0		15	
2.3	Mascara espectral regulamentada pela FCC para aplicações de comunicação sem no	16	
2.4		10	
2.4	(a) Pulsos modulados em multiband-UWB. (b) Densidade espectral de potencia dos	17	
25	pulsos representados em (a).	17	
2.5	Espainamento espectral das varias bandas na modulação OFDM no espectro de frequen-	10	
2	cia regulamentado para a tecnología UWB.	18	
2.6		19	
2.7	Exemplo de modulação OOK.	20	
2.8	Exemplo de modulação PPM	20	
2.9	Exemplo de modulação BPM	21	
2.10	Comparação entre as modulações BPM e PPM durante a transferência da sequência		
	de <i>bits</i> 101100	22	
2.11	Formas de onda de pulsos Gaussianos. (a) Pulso Gaussiano. (b) Primeira derivada		
	do pulso Gaussiano (Monociclo). (c) Segunda derivada do pulso Gaussiano (Scholtz		
	Monociclo).	23	
2.12	Gerador de pulso Gaussiano utilizando um sinal de transição rápida (SRD) e linhas de		
	transmissão.	24	
2.13	Geração de pulso com multiplicação de sinais.	25	
2.14	Geração de pulso com chaveamento e LO	26	

2.15	Gerador de pulso com utilização de filtro para deslocamento da banda de frequência	
	do pulso gerado	26
2.16	Circuito modulador do pulso RLC como um derivador de segunda ordem	27
2.17	Lógica digital para geração de pulso	27
2.18	Diagrama de blocos da arquitetura proposta para geração de pulsos UWB	28
3.1	Estrutura básica do circuito multivibrador astável utilizando transistores	30
3.2	Funcionamento do circuito multivibrador astável quando o transistor Q_1 está em <i>corte</i>	
	e o transistor Q_2 está em <i>saturação</i>	31
3.3	Funcionamento do circuito multivibrador astável quando o transistor Q_1 está em satu-	
	$ração$ e o transistor Q_2 está em <i>corte</i> .	32
3.4	Representação de um circuito RC conectado em série	32
3.5	Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a	
	configuração onde $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega \ e \ C_1, C_2 = 22 \ pF.$	35
3.6	Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a	
	configuração onde $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega \ e \ C_1, C_2 = 47 \ pF.$	36
3.7	Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a	
	configuração onde $R_2, R_3 = 47 \ k\Omega$ e $C_1, C_2 = 47 \ pF.$	36
3.8	(a) V_2 ; (b) V_{BE2} - Para $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega \ e \ C_1, C_2 = 47 \ pF.$	37
3.9	Estrutura básica de um inversor lógico digital utilizando TBJ	38
3.10	Característica de transferência de tensão simplificada entre a tensão de entrada V_{in} e a	
	tensão de saída V_{out} do circuito inversor utilizando o TBJ proposto	40
3.11	Característica de transferência de tensão entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de	
	saída V_{out} do circuito inversor utilizando o TBJ proposto para $n = 1$ e para o valor	
	real de n calculado $n = 1,2713859.$	41
3.12	Funcionamento básico do inversor lógico. (a) TBJ em saturação; (b) TBJ em corte.	42
3.13	Circuito inversor conectado na saída V_2 do circuito multivibrador astável	43
3.14	Circuito divisor de tensão resultante quando o TBJ do circuito inversor Q_3 está em	
	saturação	43
3.15	Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_2 com influência do circuito inversor.	44
3.16	Tensão no coletor do TBJ do circuito inversor Q_3 representando a tensão de saída V_C	
	nessa etapa de funcionamento do circuito.	44
3.17	(a) Comparação entre a tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 sem in-	
	fluência do circuito inversor e a tensão no coletor do TBJ do circuito inversor Q_3 ;	
	(b) Comparação entre a tensão na base do TBJ Q_1 presente no circuito multivibrador	
	astável sem influência do circuito inversor e a tensão na base do TBJ Q_3 presente no	
	circuito inversor.	45
3.18	Três circuitos inversores (EC) conectados na saída V_2 do circuito multivibrador astável.	46

3.19	(a) Tensão na base do transistor Q_5 (V_{BE}) presente no terceiro inversor conectado ao		
	circuito multivibrador astável; (b) Corrente na base do mesmo transistor $Q_5(I_B)$.	46	
3.20	(a) Tensão V_2 na saída do circuito multivibrador astável após adição de três circuitos		
	inversores em série e a tensão de saída no coletor de Q_5 presente no terceiro inversor;		
	(b) Complemento da tensão V_2 coletor do transistor Q_1 (V_1), portanto sem influência		
	dos circuitos inversores, e a mesma tensão de saída no coletor de Q_5	47	
3.21	Estrutura do circuito comparador utilizando TBJ.		
3.22	Circuito gerador de pulsos de curta duração englobando o circuito multivibrador astá-		
	vel, três circuitos inversores e o circuito comparador.	49	
3.23	Modos de operação do circuito comparador. (a) Q_{Comp1} e Q_{Comp2} em saturação; (b)		
	Q_{Comp1} em <i>corte</i> e Q_{Comp2} em <i>saturação</i> ; (c) Q_{Comp1} em <i>saturação</i> e Q_{Comp2} em		
	<i>corte</i> ; (d) Q_{Comp1} e Q_{Comp2} em <i>corte</i> .	50	
3.24	Tensão na base dos coletores dos transistores Q_6 e Q_7 presentes no circuito compara-		
	dor, V_{BE6} e V_{BE7} respectivamente.	51	
3.25	Período de transição, subida de V_{BE7} e descida de V_{BE6}	51	
3.26	Período de transição, descida de V_{BE6} e subida de V_{BE7}	52	
3.27	Período de transição, descida de V_{BE6} e subida de V_{BE7} , e a tensão nos coletores dos		
	transistores $Q_6 \in Q_7 V_C (V_0)$	52	
3.28	Tensão nos coletores dos transistores Q_6 e Q_7 (V_C) para diferentes valores de R_{12} .	53	
3.29	Pulso resultante para $R_{12} = 470 \ \Omega.$	53	
3.30	Resposta em frequência do pulso gerado para $R_{12} = 470 \ \Omega.$		
3.31	Estrutura básica de um circuito ressonante <i>RLC</i> paralelo	55	
3.32	Circuito gerador referente a arquitetura proposta na Figura 2.18	56	
3.33	Tensão de saída do circuito gerador V_0 com e sem a utilização do <i>buffer</i>	57	
3.34	Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $R = 30 \Omega$, 50Ω e 70 Ω	57	
3.35	Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $L=1~nH~\pm10\%$ e $C=1~pF~\pm10\%$	58	
3.36	Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $R = 50 \ \Omega$.	58	
3.37	Resposta em frequência do pulso gerado pelo circuito completo para $R_{12} = 470 \ \Omega$.	59	
4.1	Diferentes curvaturas de trilhas utilizadas em PCB. Orientadas da esquerda para direita		
	de acordo com a qualidade da trilha estão os tipos de curvatura indicados para circuitos		
	que operam em alta frequência	62	
4.2	Layout da PCB referente à arquitetura proposta, Figura 3.32	62	
4.3	Estrutura básica de uma placa <i>microstrip</i>	63	
4.4	Processo de construção da placa eletrônica.	64	
4.5	Placa eletrônica e blocos funcionais do circuito gerador representado pela Figura 2.18.	65	
4.6	Faces da placa eletrônica construída.	65	
4.7	Laboratório e equipamentos utilizados	66	
4.8	Tensões simulada e medida na saída do circuito multivibrador astável V_2	67	

4.9	Tensões simulada e medida na base do transistor Q_2 , que representa a carga e descarga	
	do capacitor C_1	67
4.10	Tensões simulada e medida no coletor do transistor Q_5 , primeiro inversor conectado	
	ao circuito multivibrador astável	68
4.11	Tensões simulada e medida na base do transistor Q_5 , primeiro inversor conectado ao	
	circuito multivibrador astável.	68
4.12	Tensões simulada e medida nos transistores presentes no circuito comparador - (a)	
	Base do transistor $Q_6(V_{BE6})$; (b) Base do transistor $Q_7(V_{BE7})$	69
4.13	Tensões simulada e medida nos transistores presentes no circuito comparador Q_6 e Q_7 .	70
4.14	Pulso gerado V_0 simulado e medido correspondente a tensão nos coletores dos transis-	
	tores presentes no circuito comparador Q_6 e Q_7	70
4.15	Resposta em frequência dos pulsos simulado e medido antes do circuito ressonante.	71
4.16	Pulso final simulado e medido V_0 na saída do conector da placa PCB	72
4.17	Resposta em frequência do pulso final simulado e medido V_0 na saída do conector da	
	placa PCB.	73

Lista de Tabelas

1.1	Conteúdos e requisitos para uma rede doméstica sem fio integrada	5
2.1	Comparativo entre PSDs de diferentes sistemas de transmissão	14
3.1	Valores de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 utilizados na simulação	35
3.2	Frequências obtidas pela simulação e pelo cálculo analítico e erro percentual para os	
	diferentes valores de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 .	37
3.3	Tabela verdade de um inversor lógico.	42
3.4	Tabela verdade de uma porta lógica NOR.	50
4.1	Características da placa eletrônica.	64
4.2	Análises dos resultados	73

Lista de Abreviações

BW	Bandwidth
CATV	Community Access Television
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DVD	Digital Video Disc
EC	Emissor Comum
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communications Commission
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System
HDTV	High-Definition Television
IDA	Infocomm Development Authority
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	Impulse Radio
LNA	Low Noise Amplifier
MP3	MPEG Audio Layer III
OFDM	Orthogonal Frequency Division Modulation
PCB	Printed Circuit Board
PDA	Personal Digital Assistant
PSD	Power Spectral Density
PVR	Personal Video Recorder
QoS	Quality of Service
RCS	Radar Cross Section
RF	Radio-Frequency
RFID	Radio-Frequency IDentification
SRD	Step Recovery Diode
TBJ	Transistores de Junção Bipolar
TTL	Transistor-Transistor Logic
UE	União Europeia
UWB	Ultra Wideband
WBAN	Wireless Body Area Networks
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Capítulo

Introdução

Sistemas de comunicação sem fio, ganharam destaque no segmento de telecomunicações nas últimas décadas e atualmente estão presentes em diversas aplicações, como a telefonia celular, WLANs (*Wireless Local Area Network*), *Bluetooth*, GPS (*Global Positioning System*), enlaces de satélite, dentre outras [1]. Transmitir dados com mobilidade, boa conectividade, menor custo e maior autonomia se tornou, desde então, o objetivo das grandes empresas e o desejo da sociedade moderna [2] e [3].

Entre as diversas categorias de redes sem fio, as WPANs (*Wireless Personal Area Network*), caracterizadas por realizar a conexão final entre dispositivos eletrônicos próximos tais como computadores portáteis, impressoras, *scanners* e outros periféricos, representam uma alternativa para facilitar o tráfego de informações em ambientes domésticos e empresariais, uma vez que substituem conexões físicas anteriormente necessárias [2] e [4]. As WPANs tornaram-se relevantes com o advento da tecnologia *Bluetooth* entretanto, sua limitada taxa de transmissão de dados, cerca de 10 *Mbps*, torna esse tipo de protocolo de comunicação inviável para determinadas aplicações que exigem alta taxa de transferência de dados como serviços de multimídia de alta resolução [1] e [5].

A crescente demanda pelo aumento da taxa de transferência de dados, seja pela evolução dos dispositivos eletrônicos, como a resolução cada vez maior de televisores e câmeras em aparelhos celulares, ou pelo simples aumento do tráfego de informações, exige que os projetos de sistemas de comunicação sem fio operem com bandas de frequências cada vez maiores. Este fator representa um ponto crítico na transmissão de dados sem fio e têm motivado o estudo de diferentes tecnologias nos últimos anos [2] e [6].

Regulamentada em 2002 pela FCC (*Federal Communications Commission*) para uso comercial na banda de frequência de 3,1 *GHz* a 10,6 *GHz*, a tecnologia UWB (*Ultra Wideband*) se apresenta como uma promissora solução para comunicação de dados sem fio de curto alcance [4] - [7]. Em sistemas UWB a transmissão da informação ocorre através da radiação de pulsos de curta duração na ordem de nanossegundos, fazendo com que a potência do sinal seja espalhada em uma grande faixa espectral [8]. Tais características permitem que a tecnologia UWB coexista com os sistemas de transmissão tradicionais em banda estreita (CW - *Continuous Wave*) sem causar interferência, ainda que na mesma faixa de frequências, uma vez que a densidade espectral de potência (PSD - *Power Spectral Density*)

dos sinais UWB é suficientemente baixa e tratada como ruído pelos sistemas convencionais, conforme ilustrado na Figura 1.1, [6] e [9].



Figura 1.1: Densidade espectral de potência para diferentes sistemas de transmissão sem fio.

Associada ao baixo consumo de energia devido à baixa PSD, os sistemas UWB introduzem um conceito de alta taxa de transmissão de dados em curta distância. Para comunicação de maior alcance, alguns sistemas são capazes de transmitir dados à uma taxa de transmissão próxima ao UWB, como a tecnologia de telefonia celular 4G, no entanto, estes demandam maior quantidade de energia quando em operação por possuírem uma alta densidade espectral de potência. A Figura 1.2 apresenta diferentes sistemas de transmissão sem fio e os classifica de acordo com o alcance, taxa de transmissão e potência, parâmetros que representam as principais características na comunicação sem fio [8].

Para aplicações de longo alcance o UWB não é conveniente, no que diz respeito à comunicação de dados, devido à dispersão do sinal transmitido. Entretanto, a tecnologia UWB é utilizada em longas distâncias para sensoriamento remoto e identificação de alvos através de radar [7].

1.1 Aplicações UWB

A comunicação de dados sem fio utilizando UWB é realizada através de um conceito diferente dos sistemas de onda portadora de frequência única tradicionais. As formas de onda dos sinais UWB são de curta duração e possuem propriedades singulares. O espalhamento do sinal através da banda ultralarga permite o compartilhamento de uma determinada largura de banda entre diferentes sistemas e aumenta a eficiência de uso da banda, gerando oportunidades de melhoria para diferentes áreas de aplicação de transmissão de dados sem fio como comunicação, localização e posicionamento, radar e sensoriamento [10]. Além disso, sinais UWB também podem ser utilizados ao longo de linhas e cabos, tais como a aplicação CATV [11].



Figura 1.2: Diferentes tecnologias de transmissão sem fio relacionadas de acordo com alcance, potência e taxa de transmissão de dados.

1.1.1 Comunicação

Baixa Taxa de Transferência de Dados

A densidade espectral de potência de sinais UWB é extremamente baixa e, ainda assim, os sistemas UWB podem operar no mesmo espectro de frequência de tecnologias de banda estreita sem causar interferência. A atual solução no mercado para aplicações *indoor* com baixa taxa de transferência de dados, utiliza sistemas infravermelhos e ultrasom [10]. A propagação através da visada direta, exigida na tecnologia de infravermelho, não pode ser garantida o tempo todo, além disso, ela também é afetada por sombras e interferências luminosas. A tecnologia ultrasônica, por sua vez, se propaga com penetração restrita, o que limita sua aplicação [12].

Sistemas UWB são menos afetados por sombras e permitem a transmissão de dados através de objetos. O método de comunicação utilizando UWB para baixa taxa de transmissão de dados trás alguns benefícios para os setores governamentais e privados devido a baixa probabilidade de detecção indesejada e interceptação do sinal e resistência a interferências de múltiplo percurso. Desta forma, a conexão sem fio UWB de periféricos tais como mouse, monitor, teclado e impressora, permite a operação de diversos dispositivos no mesmo espaço e tempo de utilização [11] - [13].

Alta Taxa de Transferência de Dados

As aplicações de sistemas UWB em diferentes cenários inicialmente despertou muita atenção, uma vez que muitas aplicações de UWB abrangem as necessidades de mercado existentes referente às elevadas taxas de transferência de dados. A demanda por alta densidade de aplicações multimídia está aumentando, necessitando, portanto, de novos métodos capazes de utilizar melhor a largura de banda disponível. A tecnologia UWB tem a propriedade para preencher a largura de banda disponível enquanto a demanda aumenta. A complexidade dos transceptores UWB e robustez contra interferências são os principais desafios para aplicações com alta taxa de transferência de dados [14].

As grandes telas de vídeo de alta resolução podem se beneficiar da tecnologia UWB. Estes dispositivos transmitem conteúdo de vídeo em alta definição sem fio a partir de uma fonte de vídeo geralmente montada na parede. Várias aplicações com alta taxa de transferência incluem acesso à Internet, serviços multimídia, interfaces de periféricos sem fio e serviços baseados em localização.

O uso de uma largura de banda muito grande e menor PSD, designou o sistema UWB como um candidato adequado para o acesso à Internet e aplicações multimídia de alta resolução. Os sistemas de banda estreita convencionais, com alta densidade espectral de potência não são adequados para dispositivos de baixo custo e baixa potência, tais como PDA (*Personal Digital Assistant*) ou outros dispositivos portáteis [11].

A normatização da interligação sem fio entre dispositivos é altamente desejável para substituir cabos e plugues [15]. A interconectividade de vários números de dispositivos, como *laptops* e telefones celulares, é cada vez mais importante para aumentar a autonomia de aparelhos eletrônicos alimentados por bateria [14].

Redes Domésticas

A conectividade sem fio de diferentes sistemas eletrônicos domésticos elimina a necessidade de conexões físicas, excluindo toda a fiação correspondente à comunicação de dados anteriormente necessária. Isto é particularmente importante quando se considera a taxa de *bits* necessária para televisão de alta definição, superior a 30 *Mbps*, ao longo de uma distância de alguns metros [14].

A norma IEEE 1394, cujo objetivo é normatizar a integração entre dispositivos eletrônicos de entretenimento e computação dentro de um ambiente doméstico, implementa o modo de transmissão isócrono que se caracteriza pela entrega dos dados com velocidade de transmissão constante. Essa característica é importante para aplicações em tempo real, tais como transmissões de vídeo em alta definição. As taxas de dados necessárias e serviços para diferentes dispositivos são apresentados na Tabela 1.1. A norma IEEE 1394 também fornece modo assíncrono em que a entrega dos dados é garantida, mas nenhuma garantia é feita sobre o instante de chegada dos dados [14].

Dispositivo	Taxa de Transmissão de Dados (<i>Mbps</i>)	Requisito de Tempo Real
Vídeo Digital	32	Sim
DVD - TV	2 - 16	Sim
Áudio	1,5	Sim
PC	32	Não
Internet	> 10	Não
Outros	< 1	Não

Tabela 1.1: Conteúdos e requisitos para uma rede doméstica sem fio integrada.

A Figura 1.3 ilustra o cenário de comunicação sem fio entre diversos dispositivos eletrônicos tais como, leitores de discos de vídeo digitais (DVDs), HDTVs, gravadores de vídeo pessoais (PVR), leitores de MP3, aparelhos de som, câmeras digitais, entre outros aparelhos encontrados atualmente na maioria das residências, que poderiam caracterizar uma rede doméstica integrada [5].



Figura 1.3: Cenário de uma rede doméstica sem fio integrando diversos dispositivos eletrônicos.

1.1.2 Localização e Rastreamento

Serviços de rastreamento, cada vez mais precisos, têm, atualmente, além das aplicações militares, uma demanda crescente em serviços comerciais tais como a localização do paciente em caso de situação crítica, a identificação de pessoas feridas em área remota, rastreamento de veículos, gestão de mercadorias em grandes áreas, entre outros [11]. Como a largura de banda é diretamente proporcional a precisão dos sistemas de localização e posicionamento, o aumento da largura de banda aumenta, por conseguinte, a precisão da informação de localização. Portanto, utilizando a tecnologia UWB é possível aumentar a precisão de sistemas de rastreamento, podendo atingir valores com precisão de sub-centímetro e até mesmo sub-milímetro [11] e [16].

Para aplicações de rastreamento de RF e de posicionamento ativo, as técnicas UWB utilizando pulsos estreitos oferecem vantagens distintas em medição de precisão por varredura, imunidade de múltiplos caminhos para a detecção de extremidades e baixos requisitos de energia para aplicação de identificação prolongada, RFID (*Radio-Frequency IDentification*) [16].

1.1.3 Sensoriamento

A utilização de biossensores em miniatura, de baixa potência, sem fio e não invasivos, é conhecida em aplicações médicas como WBAN (*Wireless Body Area Networks*). Tais sensores são geralmente implantados no corpo humano, liberando o paciente do emaranhado de sensores com fio, e tem a função de determinar a taxa de pulso, temperatura e outros sinais vitais críticos de modo a proporcionar um sistema de saúde inteligente e adaptável. Cada pequeno biosensor é capaz de processar a sua própria tarefa e comunicar com o coordenador de rede. Este coordenador envia informações do paciente a um servidor remoto para diagnóstico e prescrição [8] e [11].

Existem muitos desafios para tornar as WBANs uma realidade da sociedade moderna e muitas questões técnicas precisam ser resolvidas, como a interoperabilidade, QoS, escalabilidade, desenho de caminhos de dados de baixa potência, privacidade e segurança, protocolo de comunicação com baixo consumo de energia, infraestrutura da informação e a integridade dos dados de registros médicos do paciente [11]. A média do consumo de energia de uma interface de rádio em um WBAN deve ser reduzida abaixo de 100 μW . Além disso, a maior parte da complexidade é deslocada para a rede do coordenador uma vez que não há limitação de energia e o mesmo pode ser alimentado com uma fonte externa. A tecnologia UWB possibilita a utilização de biosensores com média de consumo de energia abaixo do especificado, que não pode ser conseguido através da utilização de banda estreita na comunicação via rádio, e aumenta o período de funcionamento dos mesmos. Nos sistemas UWB a complexidade do receptor permite o desenvolvimento de transmissores UWB com consumo de energia ultrabaixo e de baixa complexidade tornando o UWB um candidato promissor para aplicações WBAN [11] e [14].

1.1.4 Radar

As aplicações de radar podem se beneficiar dos pulsos UWB de curta duração visto que estes proporcionam melhor resolução e maior precisão da distância e posicionamento na medição. A grande largura de banda é traduzida em uma excelente resolução, capaz de diferenciar na medição alvos próximos mesmo através de meios com perdas, como solo, paredes, dentre outros obstáculos. Os pulsos UWB também possuem imunidade a interferências passivas como chuva, neblina e aglomerações, além de ser capaz de detectar alvos estacionários ou se movimentando lentamente [15].

Em aplicações RCS (*Radar Cross-Section*), uma única antena UWB pode substituir um grande conjunto de antenas de banda estreita que é normalmente utilizado para cobrir toda a banda de frequência de interesse. Desta forma, a tecnologia UWB permite o desenvolvimento de radares de baixo custo e alta definição. Tal vantagem pode acelerar a utilização de radares em aplicações anteriormente impensáveis, tais como: sensores automotivos, *airbags* inteligentes, iniciativas de rodovias inteligentes, sensores de segurança pessoais e segurança pública [10] e [17].

A operação de radar em veículos na faixa de 22 a 29 GHz é permitida sob a regulamentação UWB usando antenas direcionais sobre automóveis. Estes dispositivos são capazes de detectar a localização e movimento dos objetos próximos ao veículo, permitindo recursos como, prevenção de colisões, melhoramento da ativação do *airbag* e adaptação dos sistemas de suspensão de acordo com às condições da estrada [16]. A Figura 1.4 apresenta o ambiente de utilização de um veículo para uma variedade de aplicações de radar de curto alcance.



Figura 1.4: Ambiente para utilização de radar em automovéis para diferentes aplicações.

1.2 Circuitos UWB

Apesar de ser considerada uma descoberta recente em sistemas de comunicação sem fio, a tecnologia UWB teve seu ponto de partida entre o final do século XIX e início do século XX, quando G. Marconi estudou a utilização de pulsos eletromagnéticos para comunicações via rádio na transmissão de sinais de telégrafo usando código *Morse* através do Oceano Atlântico. No entanto, foi apenas na década de 1990 que os dispositivos para uso comercial começaram a ser desenvolvidos [3] e [8].

Devido a relevância dos circuitos de excitação em sistemas UWB, diversas metodologias para geração de pulsos vêm sendo investigadas nos últimos anos [12], [18] e [19]. Gerar pulsos de curta duração representa uma função crítica em transceptores UWB, impondo alguns desafios no projeto do circuito gerador uma vez que é desejável que o mesmo seja ajustável para diferentes formas de pulso e espectros com objetivo de absorver possíveis variações de processo, diferenças regulamentares e mudanças das características da antena empregada [20]. Além da grande largura de banda requerida, outras características também são consideradas relevantes no desenvolvimento de circuitos de excitação como a baixa potência de operação, baixa complexidade e baixo custo.

Muitos trabalhos atualmente em estudo utilizam a tecnologia CMOS para geração de pulsos UWB [19] - [21]. Essa metodologia é mais apropriada para aplicações de menor consumo de energia e baixo custo se comparada às arquiteturas baseadas, por exemplo, na metodologia SRD (*Step Recovery Diode*) e em linhas de transmissão [22] e [23]. Outra estratégia para gerar pulsos UWB consiste em utilizar um multiplicador e um oscilador local (LO - *Local Oscillator*) para transportar um pulso de banda base para a banda de frequência de operação UWB. Esta metologia apresenta uma capacidade de sintonia eficiente. Além disso, o problema do consumo de energia pode ser resolvido utilizando a comutação dos circuitos LO [24] e [25]. Para tal sistema existem poucos regulamentos sobre a definição de domínio do tempo, da forma de onda e da banda base UWB. Por conseguinte, o projeto do gerador de pulsos pode ser adaptado para *hardwares* de baixa complexidade e baixo consumo de energia, de acordo com a escolha cuidadosa da forma de onda do pulso e arquitetura empregada [26]. Tal escolha é fundamental para satisfazer a regulamentação UWB referente à densidade de potência espectral, bem como para garantir uma relação de compromisso entre a complexidade do circuito e eficiência espectral [20] e [26].

1.3 Motivação

A tecnologia UWB tem o potencial de se tornar a comunicação dominante para curtas distâncias, pois, associada à vantagem de baixo consumo de energia devido à baixa densidade espectral de potência, introduz um conceito de alta taxa de transferência de dados a curta distância [1] e [6]. No entanto, para que haja uma difusão comercial massiva dos sistemas UWB é necessário que os transceptores sejam de baixa complexidade e baixo custo, permitindo assim uma concorrência justa com as tecnologias de transmissão sem fio atualmente utilizadas.

Circuitos geradores de sinais UWB são geralmente complexos em relação aos utilizados para sis-

temas de comunicação tradicionais [8]. Isso ocorre devido aos sinais UWB serem pulsos de duração extremamente curta fazendo com que o controle de potência e largura do sinal exija circuitos elaborados. Entre os componentes integrantes de um transceptor UWB, o circuito de excitação representa a função mais crítica uma vez que seu comportamento pode afetar significativamente o desempenho de todo sistema. A duração e a banda de frequência do pulso gerado determinam as principais características dos sistemas UWB, desde a precisão da medição em radares e sistemas de posicionamento, até a taxa de transmissão de dados em sistemas de comunicação. A configuração da arquitetura do circuito responsável pela modulação do pulso também desempenha um importante papel na especificação das características da PSD emitida e determina se essa está em conformidade com a regulamentação da FCC. Além disso, a sintonia fornecida pelo gerador de pulso para diferentes métodos de modulação e espectro de frequência permite que o transceptor seja robusto contra variações do processo, interferências, mudanças no canal ou características das antenas, fatores importantes para sistemas práticos [18].

A utilização da tecnologia CMOS na construção de circuitos geradores de pulso UWB, permite uma operação de baixa potência e dispositivos de baixo custo para aplicações industriais [19] - [24]. No entanto, a complexidade dos projetos e o custo de protótipos dificulta a reprodução dos mesmos em ambiente acadêmico. Com o intuito de reduzir a complexidade do *hardware* de um circuito gerador de pulsos UWB, é proposta uma topologia utilizando componentes discretos e TBJ (Transistores de Junção Bipolar) com alta frequência de transição. A estratégia utilizada na geração do sinal é baseada na geração de um pulso estreito na banda base e posterior deslocamento do mesmo para a banda de frequência regulamentada para aplicações UWB.

1.4 Objetivos

O presente trabalho tem como objetivo desenvolver um circuito transistorizado simples capaz de gerar pulsos no espectro de frequências regulamentado para a tecnologia UWB utilizando componentes discretos e de baixo custo. No entanto, para atingir o resultado final, etapas intermediárias foram superadas cujos objetivos, enumerados abaixo, resumem a metodologia utilizada durante o desenvolvimento do projeto.

- 1. Compreender o funcionamento de diferentes arquiteturas de circuitos geradores de pulso.
- 2. Definir após a simulação de diferentes arquiteturas, um circuito transistorizado simples capaz de gerar pulsos UWB.
- 3. Avaliar analiticamente cada fase de operação e relacioná-la com os resultados simulados.
- Projetar o *layout* e construir o circuito proposto considerando as possíveis interferências eletromagnéticas.
- 5. Validar a placa eletrônica construída comparando os dados simulados e medidos.

 Avaliar as características do pulso gerado e verificar se o mesmo apresenta os requisitos necessários para ser considerado um sinal UWB.

Devido às inúmeras vantagens relacionadas ao UWB apresentadas ao longo desse capítulo, esperase que após a validação do circuito proposto e publicação dos resultados, o interesse do setor industrial e acadêmico pela tecnologia continue em ascensão, para que transceptores UWB continuem reduzindo sua complexidade e custo, possibilitando em um futuro próximo, sua difusão comercial.

1.5 Estrutura da Dissertação

Com o intuito de facilitar a compreensão do presente trabalho, os capítulos foram divididos seguindo a ordem cronológica do desenvolvimento do projeto, totalizando cinco etapas. O primeiro capítulo apresenta uma breve introdução sobre o desenvolvimento de redes sem fio, diferentes aplicações dos sistemas UWB, além da motivação e objetivos do trabalho. No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica dos tópicos relevantes para o trabalho sobre a tecnologia UWB onde é apresentado o histórico, as informações sobre a regulação e padronização, as vantagens em utilizar sistemas UWB para comunicação, os tipos de modulação comumente utilizados, diferentes métodos de geração de sinais e a arquitetura proposta neste trabalho. O funcionamento de cada etapa de operação da arquitetura proposta é detalhado no capítulo 3, onde também são apresentadas todas as simulações realizadas e as justificativas para definição dos componentes eletrônicos presentes no circuito gerador. Os resultados obtidos neste capítulo embasaram o desenvolvimento das etapas posteriores do projeto. No capítulo 4, após definição dos componentes do circuito e verificação do comportamento da arquitetura do gerador, é detalhado todo o projeto da placa e o processo de construção. Além disso, é apresentada a metodologia para aferição dos resultados experimentais. Posteriormente os dados experimentais são analisados e comparados aos dados obtidos na simulação com o objetivo de validar o circuito proposto. Por último, o capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.
Capítulo 2

Tecnologia UWB

A tecnologia UWB, inicialmente empregada em sistemas de radares, tem sofrido modificações recentes no que diz respeito a sua aplicação [1]. Caracterizada por transceptores capazes de emitir e receber pulsos de curta duração, o UWB destaca-se em relação aos sistemas de comunicação convencionais pela ampla faixa ocupada no espectro de frequências e a possibilidade de transmitir dados a altas taxas, estimulando o interesse industrial e acadêmico no seu desenvolvimento [3].

Em fevereiro de 2002, a FCC estabeleceu uma regulamentação para o uso do UWB em comunicações de dados representando um importante marco na história desta tecnologia. A frequência alocada entre 3,1 a 10,6 GHz fornece uma largura de banda de 7,5 GHz, valor superior a qualquer sistema de comunicação existente [3]. A grande largura de banda resultante da transmissão de pulsos estreitos espalha a energia do sinal no espectro de frequência resultando em uma operação de baixa potência com altas taxas de transmissão de dados [3] e [14]. Tais características permitem que sistemas UWB operem na mesma faixa de frequência de sistemas de comunicação existentes sem provocar interferência significativa [8].

2.1 Histórico

Embora muitas vezes considerado como um avanço recente em comunicações sem fio, os sistemas UWB possuem mais de 50 anos de desenvolvimento e representam uma nova visão de uma descoberta anterior, a utilização de pulsos eletromagnéticos para transmissão de sequências de código *Morse*, realizada por Guglielmo Marconi em meados de 1895 [8]. Estudos sobre a propagação de pulsos UWB foram inicialmente estabelecidos por Sommerfeld em 1901, que estudou a difração de pulsos no domínio do tempo [8] e [27]. Posterior aos primeiros estudos, o desenvolvimento da tecnologia permaneceu lento devido às limitações tecnológicas e complexidade dos dispositivos, fatores que privilegiaram a utilização de sistemas de comunicação de banda estreita.

Na década de 1960 os estudos na área foram retomados devido ao interesse militar dos EUA pela tecnologia UWB motivado pelo advento da Segunda Guerra Mundial e pela necessidade de radares de maior precisão e mais seguros. Em 1963 o Dr. Gerald F. Ross publica sua tese referente à análise de

ondas eletromagnéticas no domínio do tempo que descreve o comportamento transitório de uma classe de redes de microondas pela sua resposta ao pulso [8]. Dez anos após sua publicação Gerald Ross patenteou a comunicação utilizando a tecnologia UWB e em 1978 realizou a primeira demostração do funcionamento do sistema ao ar livre. O avanço na tecnologia de semicondutores permitindo uma alta velocidade de comutação de circuitos, tornou atrativo o uso de sistemas UWB em aplicações comerciais de comunicação sem fio de curto alcance [3]. Na década de 1990 empresas como *Time Domain* e *Xtreme Spectrum* iniciaram o desenvolvimento de soluções de comunicação UWB com a finalidade de fornecer aos consumidores o acesso a tecnologia e proporcionar sua difusão comercial [9]. O aumento do interesse pela comercialização motivou a regulamentação da comunicação UWB pela FCC, que em fevereiro de 2002, aprovou o primeiro relatório para uso comercial, definindo assim uma nova etapa na história desta tecnologia [3] e [8].

2.2 Definições Básicas

Alguns parâmetros relacionados ao UWB são fundamentais para uma compreensão mais detalhada do funcionamento e regulamentação da tecnologia como largura de banda, densidade espectral de potência e máscara espectral. Responsável por determinar as características e desempenho, o formato do pulso UWB também representa um importante papel em sistemas UWB.

2.2.1 Largura de Banda

A largura de banda (BW - *Bandwidth*) é um conceito utilizado em diversos campos de conhecimento, incluindo sistemas RF, processamento de sinais e eletrônica. Em sistemas de comunicação sem fio, a largura de banda representa a faixa de frequência ocupada pelo sinal no espectro de RF. O parâmetro BW é dado pela Equação (2.1) [3].

$$BW = f_H - f_L, (2.1)$$

em que f_H e f_L representam respectivamente a frequência de corte superior e inferior a -10 dB, conforme regulamentado pela FCC e ilustrado na Figura 2.1 para sistemas UWB. O termo (f_c) representa a frequência central da faixa.



Figura 2.1: Pontos de -10 dB relacionados às frequência f_H e f_L referentes a medição da largura de banda estabelecida pela FCC.

2.2.2 Densidade Espectral de Potência

A densidade espectral de potência (PSD) pode ser definida como a intensidade de potência concentrada em uma determinada largura de banda, representada pela Equação (2.2).

$$PSD = \frac{P_{Sinal}(W)}{BW(Hz)},$$
(2.2)

em que P_{Sinal} representa a potência média do sinal periódico e pode ser calculada conforme Equação (2.3) [28].

$$P_{Sinal} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |Sinal|^2 dt \tag{2.3}$$

O valor da PSD de um sinal está diretamente relacionada com a energia utilizada para transmissão de dados e representa uma importante característica em sistemas de comunicação sem fio. É desejável que o valor da PSD seja tão baixa quanto possível, para que a autonomia de dispositivos eletrônicos seja cada vez maior. Em sistemas CW o sinal tem banda muito estreita o que resulta em um alto valor de PSD. Já em sistemas UWB a energia do sinal é espalhada sobre uma grande largura de banda, conforme ilustrado na Figura 1.1. A Tabela 2.1 relaciona largura de banda, PSD e classificação da banda de alguns sistemas de comunicação com o objetivo de elucidar a principal característica de sistemas

UWB correspondente ao baixo valor de PSD [9] e [29]. Essa característica está diretamente relacionada a baixa probabilidade de detecção de um sinal UWB, fundamental para aplicações militares e desejável para aplicações de uso doméstico e industrial pois garante a integridade dos dados [29].

Tabela 2.1: Comparativo entre PSDs de diferentes sistemas de transmissão.

Sistema	Potência de Transmissão	BW	PSD(W/MHz)	Classificação
Rádio	$50 \ kW$	75 <i>KHz</i>	666660	Banda estreita
Televisão	$100 \ kW$	6 MHZ	16700	Banda estreita
802.11a	1 W	20 MHz	0,05	Banda larga
UWB	$1 \ mW$	7,5 <i>GHz</i>	$0,133\cdot 10^{-6}$	Banda ultralarga

2.2.3 Máscara Espectral

Conhecida também como EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*), a máscara espectral é definida como o nível de potência efetivamente radiado por uma antena teoricamente isotrópica [29]. Através dessa medida é possível estabelecer limites em diversas aplicações, com o objetivo de evitar interferência entre sistemas que compartilham uma mesma faixa do espectro de frequência, como é o caso da tecnologia UWB. O valor de EIRP é calculado através da Equação (2.4) [9].

$$EIRP = P_{OUT} - L + G_{Trans}, (2.4)$$

em que P_{OUT} representa a potência de saída do transmissor, L as perdas nos cabos e conectores, e G_{Trans} o ganho da antena transmissora.

2.2.4 Pulsos

Em [30] foram analisados diversos pulsos que seriam potenciais candidatos para aplicações UWB, concluindo que o pulso Sinc, ilustrado na Figura 2.2 (a) têm maior eficiência espectral. Entretanto, esse pulso exige um transmissor com circuito eletrônico de grande complexidade [31]. O circuito eletrônico gerador de pulso de onda quadrada, mostrado na Figura 2.2 (b), é mais simples, porém o pulso gerado apresenta baixa eficiência espectral [30]. A melhor relação entre eficiência espectral e grau de simplicidade do circuito gerador pode ser encontrada no pulso Gaussiano, Figura 2.2 (c). Por essa razão ele é considerado um conveniente candidato para aplicações UWB [30]. A Equação (2.5) apresenta a variação temporal do pulso Gaussiano.

$$G(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}},$$
(2.5)



Figura 2.2: Três diferentes pulsos utilizados em aplicações UWB. (a) Pulso Sinc. (b) Pulso de onda quadrada. (c) Pulso Gaussiano.

em que A é amplitude do pulso e σ o desvio padrão Gaussiano original.

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 [8] e [31]. Para solucionar esse problema, opta-se por trabalhar com uma versão derivada do pulso Gaussiano que, além de não apresentar componente DC, promovendo uma radiação mais eficiente, podem ser sintetizados por circuitos de baixa a moderada ordem de complexidade se comparado a outros circuitos geradores de pulso [31]. Além disso, outra característica relevante do pulso utilizado em sistemas UWB refere-se a duração do mesmo. Este parâmetro é inversamente proporcional a banda de frequência que ele ocupa, portanto, quanto mais estreito o pulso, maior será sua largura de banda [9] e [29].

2.3 Regulação e Padronização

A padronização da tecnologia UWB foi motivada pela possibilidade de implementação de uma série de novas aplicações, como radares de alta precisão, aparelhos para capturar imagens de objetos através de paredes (*through-wall imaging*), sensores remotos e comunicação segura com alta taxa de transferência de dados [8]. Com o objetivo de evitar interferências com outras tecnologias já existentes, os sistemas de comunicação UWB foram regulamentados considerando dois parâmetros principais: a largura de banda de frequência e a potência radiada do sinal [3].

No dia 14 de fevereiro de 2002, a FCC emitiu um primeiro relatório e requerimento, classificando a operação UWB em três categorias distintas [8]:

- 1. sistemas de medidas e de comunicação;
- 2. sistemas de radares veiculares;

 sistemas de imagem, incluindo radares de penetração de solo (GPR - Ground Penetrating Radar), sistemas de vigilância e de imagens através de obstáculos e, ainda, capturadores de imagens para medicina.

Cada categoria foi alocada em uma máscara espectral específica. Entretanto, como o interesse do presente projeto é a utilização da tecnologia UWB comunicação de dados, é apresentada na Figura 2.3, a máscara espectral padronizada para sistemas de comunicação *indoor*.



Figura 2.3: Máscara espectral regulamentada pela FCC para aplicações de comunicação sem fio utilizando a tecnologia UWB.

De acordo com as definições da FCC, para que um sistema seja considerado UWB, ele deve possuir largura de banda fracionária (B_f) superior a 20% ou 500 MHz, como mostra a Equação (2.6), e deve operar na faixa de frequência regulamentada de 3,1 a 10,6 GHz [3], [8] e [29].

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = 2\frac{(f_h - f_l)}{f_h + f_l} > 20\% \text{ ou} > 500MHz.$$
(2.6)

Na União Europeia (UE) as regulamentações da tecnologia UWB mostram-se conservadoras quanto aos padrões preliminares para a potência de radiação, sendo mais restritivos do que os limites estipulados pela FCC nos Estados Unidos [1]. Apesar do crescente interesse do Japão, Coreia, China, Cingapura e Taiwan, atualmente na Ásia somente a *Infocomm Development Authority* (IDA) em Cingapura permite o uso da tecnologia UWB através de uma licença especial experimental. A IDA reconhece o potencial de mercado e estimula companhias para o seu desenvolvimento [3] e [6]. Em Cingapura permite-se o uso de experiências com limites de emissão de potência com níveis superiores aos permitidos pela FCC para mesma faixa de frequência [3].

2.4 Tipos de Modulação UWB

Um sinal UWB tem a energia espalhada por um grande intervalo de frequências, existindo por isso uma grande preocupação quanto ao uso total da banda de frequência disponível para este tipo de aplicação e eficiência total do sistema. Para transmissão da informação utilizando UWB foram desenvolvidas duas técnicas distintas: *Multiband*-UWB e *Impulse Radio* (IR-UWB) [32].

2.4.1 Modulação Multiband-UWB

Esta técnica consiste em dividir a largura de banda total disponível em múltiplas sub-bandas de frequência, permitindo uma utilização mais eficiente do espectro UWB. Ao dividir o espectro em subbandas de aproximadamente 500 MHz é possível garantir uma boa coexistência com outros sistemas sem fio como, por exemplo, o 802.11a WLAN cuja faixa de frequência se encontra próxima aos 5 GHz [7] [32].

Há diversas soluções atualmente em estudo que, apesar de usarem o mesmo conceito de divisão de frequência, possuem diferenças na implementação [31]. A Figura 2.4 apresenta um método de divisão de frequência em que cada pulso transmite informação através de uma banda de frequência específica.



Figura 2.4: (a) Pulsos modulados em multiband-UWB. (b) Densidade espectral de potência dos pulsos representados em (a).

As técnicas multi-portadora requerem várias portadoras para transmitir a informação em diferentes bandas de frequência. Além disso elas permitem elevadas taxas de transferência (450 *Mbps* ou superiores) e os circuitos geradores são de menor complexidade por operarem em uma banda reduzida se comparada a banda total disponibilizada para a tecnologia UWB. A técnica de modulação mais utilizada é denominada *Orthogonal Frequency Division Modulation* (OFDM) onde são utilizadas múltiplas subportadoras ortogonais sobrepostas, de forma que os zeros de cada uma coincida com os das outras conforme ilustrado na Figura 2.5 [7] e [32].



Figura 2.5: Espalhamento espectral das várias bandas na modulação OFDM no espectro de frequência regulamentado para a tecnologia UWB.

2.4.2 Modulação IR-UWB

Devido suas características, como baixo consumo de energia, baixo custo e alta taxa de transmissão de dados, a tecnologia IR-UWB é considerada uma das principais aplicações em comunicação UWB. No entanto, apesar de todos os seus benefícios, o fato de usar pulsos de duração muito curta e, consequentemente, grande largura de banda, torna inviável a utilização de técnicas de modulação convencionais utilizadas em sistemas de banda estreita [32].

Na escolha de métodos de modulação para sistemas UWB deve-se considerar diversos aspectos como a taxa de transferência de dados, a complexidade do transceptor, características espectrais, robustez, desempenho, entre outros [8]. Para sistemas IR-UWB, as modulações convencionais são:

- modulação por amplitude de pulso PAM (Pulse Pulse Amplitude Modulation);
- modulação por chaveamento on-off OOK (On-Off Keying).
- modulação por posição do pulso PPM (Pulse Position Modulation);
- modulação Bi-Phase BPM (Bi-Phase Modulation).

Modulação por Amplitude (PAM)

Na modulação por amplitude a informação é codificada através da variação da amplitude do pulso conforme ilustrado na Figura 2.6. O pulso de maior amplitude representa a informação de nível lógico alto, *bit* 1, e o pulso de menor amplitude a informação de nível lógico baixo, *bit* 0.



Figura 2.6: Exemplo de modulação PAM.

A modulação PAM é representada pela Equação (2.7):

$$s(t) = \sum_{m=1}^{m} A_{b_m} p(t - mT),$$
(2.7)

em que A_{b_m} representa a amplitude do pulso e $b_m \in [0, 1]$, m é o número de *bits* transmitidos, T o período entre cada pulso, p(t) o pulso não modulado e s(t) o sinal modulado.

A modulação PAM apresenta como desvantagem um maior gasto energético devido a transmissão do pulso de maior amplitude. Outro problema ocorre com os pulsos de menor amplitude que são mais suscetíveis ao ruído, se comparado ao pulso de maior amplitude. No entanto, a simplicidade deste tipo de modulação pode motivar sua utilização de acordo com a aplicação [9].

Modulação On-Off (OOK)

A modulação On-Off é o tipo de modulação mais simples. A presença do pulso representa um *bit* de informação 1 e a ausência de pulso representa um *bit* zero, como pode ser verificado na Figura 2.7, [31].



Figura 2.7: Exemplo de modulação OOK.

A modulação OOK pode ser representada pela Equação (2.8):

$$s(t) = \sum_{m=1}^{m} b_m p(t - mT),$$
(2.8)

em que b_m assume o valor 1 caso seja transmitido o *bit* 1, ou zero, se o *bit* transmitido for 0.

Apesar de ser o tipo de modulação mais simples, ela pode ser inviável para a maioria das aplicações pois, devido à sensibilidade ao ruído, um sinal indesejado pode ser considerado informação assumindo o *bit* 1 no lugar do *bit* 0. Além disso, a modulação OOK apresenta dificuldades de sincronia entre transmissor e receptor [9].

Modulação Por Posição de Pulso (PPM)

Conforme apresentado na Figura 2.8, na modulação PPM o pulso transmitido na sua posição nominal representa um *bit* 0 e um pulso transmitido com um atraso de τ em relação à sua posição nominal representa um *bit* 1.



Figura 2.8: Exemplo de modulação PPM.

A equação que representa a modulação PPM é dada por Equação (2.9):

$$s(t) = \sum_{m=1}^{m} p(t - mT - b_m \tau),$$
(2.9)

em que b_m pode assumir os valores zero e 1, dependendo do valor do *bit* transmitido.

Na modulação PPM a duração e amplitude do pulso não são alteradas e a informação é modulada de acordo com a posição do mesmo, diminuindo a probabilidade de um ruído ser considerado informação se comparado aos métodos PAM e OOK. No entanto, o atraso τ , na ordem de nanosegundos, torna difícil o controle de sincronismo entre receptor e transmissor, o que pode prejudicar o desempenho do sistema [9].

Modulação Bi-Phase (BPM)

Na modulação BPM varia-se a fase (ou polaridade) do pulso, de modo a representar os *bits* de informação. No caso do sistema binário, é transmitido p(t) para representar o *bit* 1 e -p(t) para representar o *bit* 0, como mostra a Figura 2.9:



Figura 2.9: Exemplo de modulação BPM.

A Equação (2.10) representa a modulação BPM.

$$s(t) = \sum_{m=1}^{m} b_m p(t - mT),$$
(2.10)

em que b_m pode assumir os valores -1 e 1, de acordo com os *bits* 0 e 1, respectivamente. Utilizando a técnica de modulação BPM o período de repetição de um pulso pode ser reduzido tanto quanto possível. Se comparado com a modulação PPM, onde para transmitir um bit 1 é necessário atrasar o pulso em τ segundos em relação à sua posição nominal, e no caso deste atraso ser igual à duração do pulso, a modulação BPM permite transmitir, no mínimo, duas vezes mais pulsos por intervalo de tempo [32], conforme ilustração da Figura 2.10:



Figura 2.10: Comparação entre as modulações BPM e PPM durante a transferência da sequência de *bits* 101100.

Este tipo de modulação possui uma maior complexidade de implementação pois, para gerar dois pulsos com polaridades opostas são necessários dois geradores no circuito emissor. Além disso, esses geradores devem estar perfeitamente sincronizados para transmitir a informação correta, exigindo portanto, um controle mais complexo [9].

2.5 Circuitos Geradores de Pulso UWB

Embora a FCC tenha especificado a largura de banda de frequência e EIRP de equipamentos UWB, existem pouca regulamentação sobre as características da forma de onda no domínio do tempo. Portanto, existe flexibilidade na escolha da forma de onda do pulso [17]. Dessa forma o circuito do gerador de pulsos UWB, seja através da geração do pulso Gaussiano ou mesmo pela derivada deste, pode ser adaptado para *hardwares* de baixa complexidade e baixo consumo de energia. A forma de onda do pulso Gaussiano padrão é dada pela Equação (2.5).

A primeira e segunda derivada do pulso Gaussiano são conhecidas Gaussiano monociclo e Scholtz monociclo respectivamente e são representadas pelas Equações (2.11) e (2.12). A ordem da derivada do pulso Gaussiano está relacionado com o aumento da banda de frequência e consequentemente com o valor da PSD do pulso. A Figura 2.11 apresenta as diferentes formas de onda referente as Equações (2.5), (2.11) e (2.12).

$$G^{(1)}(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$
(2.11)

$$G^{(2)}(t) = -\frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} \left(1 - \frac{t^2}{2\sigma^2}\right) e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$
(2.12)



Figura 2.11: Formas de onda de pulsos Gaussianos. (a) Pulso Gaussiano. (b) Primeira derivada do pulso Gaussiano (Monociclo). (c) Segunda derivada do pulso Gaussiano (Scholtz Monociclo).

Em geral, a Transformada de Fourier (T(f)) e a PSD (P(f)) de uma derivada de ordem n de uma forma de onda Gaussiana são dadas respectivamente pelas Equações (2.13) e (2.14).

$$T(f) = A(j2\pi f)^n e^{-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}}.$$
(2.13)

$$P(f) = A^2 (2\pi f)^{2n} e^{(2\pi f\sigma)^2}.$$
(2.14)

O valor de PSD depende diretamente dos valor de $n e \sigma$ conforme descrito na Equação 2.14, deslocando a frequência central (f_c) da banda para alta frequências de acordo com os valores de $n e \sigma$ conforme Equação 2.15.

$$f_c = \frac{\sqrt{n}}{2\pi\sigma}.$$
(2.15)

Em última análise, é preciso derivar o pulso Gaussiano até a quinta ou sétima ordem para atender a regulamentação da FCC quanto ao limite de EIRP, Figura 2.3, sem alterar a frequência central, isto é, modular o pulso com uma senoide ou deslocar a banda de frequência utilizando filtros e ou outras alternativas [17].

2.5.1 Tipos de circuitos geradores

As primeiras técnicas utilizadas para gerar pulsos Gaussianos para aplicações UWB empregavam geradores de passo rápido e linhas de transmissão de microondas, como mostra a Figura 2.12, onde um oscilador de onda quadrada é usado para acionar a comutação de um diodo de recuperação rápida (SRD) e gerar um sinal de transição rápida. O SRD conduz durante o meio ciclo positivo do oscilador, armazenando a carga disponível. Quando o sinal do oscilador faz uma transição para o meio ciclo negativo, o SRD descarrega a energia armazenada abruptamente, excitando as linhas de transmissão com um sinal de transição rápida. Nesta etapa o sinal se divide em dois até chegar à junção entre a linha de transmissão principal e o curto-circuito: uma propagação da linha de transmissão principal para a saída e a outra ao longo do curto-circuito. O sinal na direção do circuito curto é retificado e retorna após reflexão no fim da linha em curto com polaridade invertida combinando-se com o outro sinal, formando o pulso Gaussiano na saída [17], [21] e [33].



Figura 2.12: Gerador de pulso Gaussiano utilizando um sinal de transição rápida (SRD) e linhas de transmissão.

Várias alternativas para geração de pulsos UWB foram propostos mais recentemente na literatura, utilizando tecnologia CMOS devido ao baixo custo e também por fornecer formas de pulsos e espectros de frequência reconfiguráveis [20]. Para aplicações UWB de curto alcance e limites de baixas emissões impostas pela FCC, um circuito integrado CMOS pode fornecer os níveis de energia necessários com um rápido tempo de subida [17].

Uma das recentes técnicas de geração de pulsos UWB incluem a multiplicação de um pulso gerado em uma banda de frequência baixa e posteriormente convertida para a faixa de frequência desejada, dentro da faixa UWB. Isto tipicamente emprega o uso de um oscilador local (LO) e um multiplicador de sinais, com a arquitetura mostrada na Figura 2.13 [18] e [24]. O controle da frequência de radiação central é obtido pelo LO, onde pode-se ter uma frequência fixa conhecida ou ser controlado por tensão para aplicações em diversas frequências, denominado banda múltipla [17]. Além disso, a largura de banda de radiação pode ser ampliada através da manipulação do tempo de duração do pulso.



Figura 2.13: Geração de pulso com multiplicação de sinais.

Outra derivação desta técnica consiste na utilização de um chaveamento, ilustrado na Figura 2.14, em que a saída de uma forma contínua LO de funcionamento é interrompida usando um interruptor externo, ou o próprio LO é ligado e desligado. A saída gerada por esta abordagem apresenta tipicamente alguns ciclos do LO possuindo uma amplitude fixa, o que pode resultar em um espectro de frequência com potência insuficiente para bandas altas [17] e [22].

Em ambas as técnicas utilizando LO é necessária a utilização de um circuito adicional à geração do pulso, seja o multiplicador ou o circuito responsável pelo chaveamento.



Figura 2.14: Geração de pulso com chaveamento e LO.

Um modo comum de produzir diretamente um pulso UWB sem o uso de um multiplicador é o de formar um primeiro pulso com tempo de duração muito curto, na ordem de nanossegundos, e uma largura de banda superior a 500 MHz, e em seguida, deslocar a banda de frequência do pulso gerado utilizando filtros ou circuitos ressonantes, conforme ilustrado na Figura 2.15. A frequência central e largura de banda do sinal UWB produzido são determinadas principalmente pelo filtro modulador do pulso (*Pulse Shaping Filter*) [19] e [20].



Figura 2.15: Gerador de pulso com utilização de filtro para deslocamento da banda de frequência do pulso gerado.

O filtro modulador apresentado na Figura 2.15, opera como um derivador de segunda ordem [17] cuja estrutura é apresentada na Figura 2.16.



Figura 2.16: Circuito modulador do pulso RLC como um derivador de segunda ordem.

Circuitos lógicos digitais podem ser utilizados para criar pulsos de banda suficientemente larga para posterior modulação, como mostrado na Figura 2.17. Eles consistem tipicamente de inversores, responsáveis por introduzir um pequeno atraso, seguido de uma porta lógica para gerar um pulso em cada transição da onda quadrada de entrada [19] e [20].



Figura 2.17: Lógica digital para geração de pulso.

O circuito gerador de pulso utilizado em [20], foi fabricado com tecnologia CMOS de 0.18 μm e testado com um *clock* de entrada com frequência de 200 *MHz*. No entanto a construção de circuitos integrados CMOS é complexa e o custo de protótipos é muito elevado. Adaptando as lógicas de funcionamento dos diferentes circuitos geradores discutidos para utilização de transistores de junção bipolar (TBJ) a arquitetura proposta no presente trabalho utiliza componentes discretos e de baixo custo para construção de um circuito gerador de pulsos UWB cuja estrutura é apresenta pela Figura 2.18.



Figura 2.18: Diagrama de blocos da arquitetura proposta para geração de pulsos UWB.

A técnica para geração do sinal UWB proposta não utiliza o chaveamento para controle da duração do pulso ou um multiplicador de sinais. A solução baseia-se na utilização de um circuito RLC ressonante com frequência natural de oscilação na faixa UWB, cujo objetivo é deslocar a banda de frequência de um pulso Gaussiano de curta duração com banda superior a 500 MHz. A resistência R presente no circuito representa a carga de uma antena conectada à saída do gerador.

Capítulo

Simulações e Análises

Neste capítulo será apresentada a descrição de funcionamento de cada etapa de operação da arquitetura proposta para o circuito gerador de pulsos UWB, Figura 2.18, assim como os resultados obtidos nas simulações. Como a proposta do presente trabalho é projetar e construir um circuito transistorizado capaz de gerar pulsos UWB de baixa complexidade e custo, antes de iniciar a etapa de simulação foi realizada uma pesquisa comercial com o objetivo de identificar um TBJ do tipo *NPN* com elevada frequência de transição. Dentre os transistores encontrados o *BFP*420 da Siemens destacou-se por operar em elevados níveis de tensão e corrente se comparado a outros TBJs que operam com frequência de transição na faixa de 25 GHz, e pelo seu custo relativamente baixo de *R*\$ 2, 29 (*US*\$ 0, 68).

Para realizar as simulações foi utilizado o software *Orcad* $9.2^{\mathbb{R}}$ onde o modelo matemático do TBJ *BFP*420 foi inserido de acordo as informações do *datasheet*. Posteriormente os dados foram tratados e os gráficos gerados utilizando o *MatLab*[®]. Diferentes análises foram realizadas com o objetivo de determinar os valores dos componentes empregados no circuito de modo a obter o melhor desempenho do sistema. Tais análises embasaram o desenvolvimento das etapas posteriores do projeto.

3.1 Circuito Oscilador

Uma topologia simples e amplamente empregada na geração de osciladores de onda quadrada corresponde ao multivibrador astável. Este circuito é composto por apenas dois transistores NPN $(Q_1 \in Q_2)$, dois capacitores $(C_1 \in C_2)$, e quatro resistores $(R_1 - R_4)$, organizados de forma simétrica, conforme ilustrado na Figura 3.1. A tensão nos coletores de $Q_1 \in Q_2$ representam, respectivamente, o sinal de saída da onda quadrada e seu complemento. Os valores dos capacitores e resistores estão diretamente relacionados à frequência de saída do oscilador e não é mandatório que seus valores sejam simétricos [34].



Figura 3.1: Estrutura básica do circuito multivibrador astável utilizando transistores.

Para que o multivibrador astável funcione de forma adequada, os valores dos resistores devem satisfazer a Equação (3.1):

$$\frac{R_2}{R_1} < \beta, \tag{3.1}$$

em que β representa o ganho de corrente de emissor comum (EC). A mesma relação é aplicada para R_3 e R_4 . Como β geralmente varia no intervalo entre 50 a 200, os valores específicos definidos para $R_1 = 1 \ k\Omega$ e $R_2 = 22 \ k\Omega$ atendem a margem especificada [35] e [34].

3.1.1 Descrição de Funcionamento

Quando a alimentação é estabelecida, espera-se que Q_1 e Q_2 saiam do modo de operação *corte* para *saturação* visto que a base dos mesmos está conectada, através dos resistores R_1 e R_2 , à tensão de alimentação V_{CC} . No entanto, devido à pequenas diferenças nas propriedades elétricas dos componentes, um deles entrará em *saturação* mais rapidamente. Sem perda de generalidade, considera-se inicialmente Q_1 em *corte* e Q_2 em *saturação*, Figura 3.2.



Figura 3.2: Funcionamento do circuito multivibrador astável quando o transistor Q_1 está em *corte* e o transistor Q_2 está em *saturação*.

Nessa condição a tensão no coletor de Q_2 (V_2) terá valor próximo a zero e a tensão na base de Q_1 (V_{B_1}) será suficiente baixa uma vez que C_2 está inicialmente descarregado. Neste instante, não há fluxo de corrente no transistor Q_1 portanto, o valor da tensão no seu coletor corresponderá a tensão de alimentação V_{CC} . A partir desse momento, o capacitor C_2 começa a ser carregado através de R_3 (I_{C2}), o que aumenta a tensão na base de Q_1 . Quando esta tensão atinge um valor suficientemente alto a ponto de saturar o transistor Q_1 , ocorre um rápido aumento no fluxo de corrente, o que provoca uma queda de tensão no coletor de Q_1 (V_1) através de R_1 e faz com que o potencial da placa esquerda do capacitor C_1 caia rapidamente. Como o capacitor se opõe às rápidas variações de tensão na base de Q_2 (V_{B_2}), irá reduzir na mesma ordem de V_{CE_1} fazendo com que o transistor Q_2 entre em *corte*, Figura 3.3. Com Q_2 em *corte*, a tensão no coletor de Q_1 (V_1) passa a ter valor próximo a zero e o capacitor C_1 começa a ser carregado através de R_2 (I_{C1}), o que aumenta a tensão na base de Q_2 . Quando essa tensão na base de Q_2 entre em *corte*, Figura 3.3. Com Q_2 em *corte*, a tensão no coletor de Q_1 (V_1) passa a ter valor próximo a zero e o capacitor C_1 começa a ser carregado através de R_2 (I_{C1}), o que aumenta a tensão na base de Q_2 . Quando essa tensão atingir valor suficiente para *saturar* o transistor Q_2 , ocorrerá uma sequência análoga ao estágio anterior, reiniciando o ciclo.

As características de onda quadrada do sinal de saída, relacionadas à rápida comutação dos transistores, faz com que a tensão em seus coletores varie rapidamente. Além disso, o princípio de funcionamento do multivibrador astável evidencia a influência do período de carga e descarga dos capacitores com a frequência de oscilação da onda.

Para determinar essa frequência será considerado inicialmente apenas a tensão no coletor de Q_2 (V_2). No final do primeiro estágio, Figura 3.2, a tensão do capacitor C_2 é igual a $V_{CC} - V_{B2}$. No momento em que ocorre a transição do primeiro estágio, Figura 3.2, para o segundo estágio, Figura 3.3, a placa esquerda de C_2 tem uma tensão inicial negativa dada por: $-(V_{CC} - V_{B2})$. Essa fase é



Figura 3.3: Funcionamento do circuito multivibrador astável quando o transistor Q_1 está em *saturação* e o transistor Q_2 está em *corte*.

mantida até que a tensão atinja o valor $+V_{B2}$. Portanto, para calcular a frequência de oscilação deve-se calcular primeiramente o período entre as transições.

Com o objetivo de simplificar o cálculo do período de transição, pode-se simplificar o problema como um circuito RC em série. Portanto, considera-se R_3 e C_2 conectados em série entre V_{CC} e o terra (*GND*), Figura 3.4. A tensão inicial de C_1 imediatamente após a transição é de $-(V_{CC} - V_{B2})$ e posteriormente dada por V(t). De acordo com a Lei de Capacitores, a taxa de variação de V(t) é igual à corrente que flui através do capacitor dividida pela capacitância do mesmo, conforme a Equação (3.2).



Figura 3.4: Representação de um circuito RC conectado em série.

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C_2}.$$
(3.2)

A corrente que circula pelo capacitor, i(t), é dada por Equação (3.3).

$$i(t) = \frac{V_{CC} - V(t)}{R_3}.$$
(3.3)

Agrupando as Equações (3.2) e (3.3), obtém-se a Equação (3.4).

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{V_{CC} - V(t)}{R_3 C_2}.$$
(3.4)

Esta é uma equação diferencial simples que reorganizada pode ser escrita conforme Equação (3.5).

$$\frac{d(V_{CC} - V(t))}{V_{CC} - V(t)} = \frac{dt}{R_3 C_2}.$$
(3.5)

Integrando ambos os lados, tem-se Equação (3.6):

$$ln(V_{CC} - V(t)) + C = \frac{t}{R_3 C_2},$$
(3.6)

em que o tempo inicial é nulo (t(0) = 0) no segundo termo e C uma constante calculada na condição inicial (V(0)) resultante da integral imprópria no primeiro termo.

A expressão resultante após tirar a exponencial em ambos os lados da Equação (3.6) é dada por Equação (3.7).

$$(V_{CC} - V(t))e^{C} = e^{\frac{t}{R_{3}C_{2}}}.$$
(3.7)

Considerando $K = \frac{1}{e^{C}}$ e reorganizando a Equação (3.7), obtém-se a Equação (3.8).

$$V_{CC} - V(t) = K e^{\frac{t_1}{R_3 C_2}}.$$
(3.8)

Na condição inicial do sistema em t = 0 o valor de V(t) é dado por $V(0) = -(V_{CC} - V_{B2})$. Portanto:

$$K = -(2V_{CC} - V_{B2}). ag{3.9}$$

Adicionando a Equação (3.9) na Equação (3.8), tem-se Equação (3.10).

$$V_{CC} - V(t) = (2V_{CC} - V_{B2})e^{\frac{-t_1}{R_3C_2}}.$$
(3.10)

Substituindo V(t) por V_{B2} , que representa a tensão V(t) ao final da transição entre o primeiro e segundo estágio, e isolando a variável de interesse (t_1) , tem-se que a duração do período de transição é dada por Equação (3.11).

$$t_1 = -R_3 C_2 l n^{\frac{V_{CC} - V_{B2}}{2V_{CC} - V_{B2}}}.$$
(3.11)

De forma análoga, a Equação (3.12) representa o período de transição referente a carga do capacitor C_1 .

$$t_2 = -R_2 C_1 l n^{\frac{V_{CC} - V_{B1}}{2V_{CC} - V_{B1}}}.$$
(3.12)

Uma vez que a frequência é dada pelo inverso do período Equação (3.13):

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2},\tag{3.13}$$

obtém-se a Equação (3.14), que representa a frequência da onda resultante de um multivibrador astável.

$$f = \frac{1}{-ln^{\frac{V_{cc}-V_b}{2V_{cc}-V_b}}(R_2C_1 + R_3C_2)}.$$
(3.14)

A Equação (3.14) demonstra que os valores de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 , que determinam os períodos de carga e descarga dos capacitores, influenciam, de maneira inversamente proporcional, o valor da frequência de oscilação do multivibrador astável.

3.1.2 Resultados e Análises

Com o objetivo de avaliar o comportamento do circuito multivibrador astável para diferentes configurações de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 , foram realizadas três simulações distintas nas quais variou-se os valores desses componentes conforme Tabela 3.1. As Figuras 3.5 - 3.7 representam respectivamente as formas de onda das tensões de saída V_1 e V_2 para as configurações representadas na Tabela 3.1.

Os valores dos resistores R_1 e R_4 , cuja principal função é limitar o fluxo de corrente no coletor do TBJ, foram definidos para 1 $k\Omega$ e a tensão de alimentação $V_{CC} = 4,5 V$ que representa a tensão máxima de coletor V_C especificada para o TBJ utilizado.

Como valores de $R_2 \cdot C_1$ e $R_3 \cdot C_2$ são iguais, o *duty cycle* da onda de saída é de 50%. Além disso, pode ser verificada uma relação direta entre o valor da frequência de oscilação e os valores

Tabela 3.1: Valores de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 utilizados na simulação.

R_2, R_3	C_1, C_2
$22 \ k\Omega$	$22 \ pF$
22 $k\Omega$	$47 \ pF$
47 $k\Omega$	$47 \ pF$



Figura 3.5: Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a configuração onde $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega$ e $C_1, C_2 = 22 \ pF$.

 R_2 , R_3 , C_1 e C_2 , representada analiticamente pela Equação (3.14). Na simulação a frequência de oscilação foi calculada considerando o inverso de um período completo, conforme Equação (3.13). Como o software *Orcad* 9.2 utiliza cálculos iterativos, modelos e resoluções numéricas de equações diferenciais na simulação do circuito, os valores das frequências obtidas pela simulação e pelo cálculo analítico são diferentes. A Tabela 3.2 apresenta os valores calculados e o erro percentual relacionado a cada configuração de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 .

Para a arquitetura proposta, as fases de operação do multivibrador astável onde os transistores Q_1 ou Q_2 estão em *corte* ou *saturação* não interferem na duração do pulso gerado visto que a formação do pulso, objetivo do próximo estágio, ocorre justamente na transição da curva, onde ambos os transisotres estão operando na região *ativa*. Portanto, a frequência de oscilação da onda quadrada resultante tem pouca influência sobre a forma de onda temporal do sinal gerado. Desta forma, os valores dos componentes do circuito que influenciam a oscilação do sinal resultante foram definidos para o valor de frequência intermediário da Tabela 3.1, representado na Figura 3.6.

Os tempos de subida (t_r) e descida (t_f) da onda quadrada resultante que representam parâmetros



Figura 3.6: Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a configuração onde $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega \ e \ C_1, C_2 = 47 \ pF$.



Figura 3.7: Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 e seu valor conjugado V_2 para a configuração onde R_2 , $R_3 = 47 \ k\Omega$ e C_1 , $C_2 = 47 \ pF$.

de interesse para geração de um pulso de curta duração, são influenciados basicamente pela dinâmica de carga do capacitor e pelas características elétricas do TBJ. O tempo médio para alterar o modo de operação do TBJ de *corte* para *saturação* é superior ao tempo para realizar a operação inversa

Tabela 3.2: Frequências obtidas pela simulação e pelo cálculo analítico e erro percentual para os diferentes valores de R_2 , R_3 , C_1 e C_2 .

R_2, R	R_3	C_1, C_2	$f_{analitica}$	$f_{simulacao}$	Erro(%)
22 ks	5	$22 \ pF$	1,2496 <i>MHz</i>	1,2987 <i>MHz</i>	4,91%
22 kS	2	$47 \ pF$	584,94 <i>kHz</i>	632,91 <i>kHz</i>	7,58%
47 <i>k</i> S	2	$47 \ pF$	273,80 <i>kHz</i>	307,69 <i>kHz</i>	11,01%

devido a disposição dos portadores minoritários em excesso que, após atravessar a junção, precisam de um certo tempo para se recombinar, o que permite a condução por um tempo superior ao tempo da execução da ação de conduzir o TBJ ao *corte*. A Figura 3.8 representa os valores da tensão de saída V_2 e a tensão na base do transistor Q_2 (V_{BE2}), característica de carga do capacitor C_1 , onde é possível notar as diferentes etapas de operação do TBJ, *corte, ativo* e *saturação*. Além disso, o efeito de carga do capacitor provoca um amortecimento na curva de subida, aumentando consideravelmente a duração de t_r em comparação a t_f [34]. Uma estratégia simples para reduzir os valores de t_r e t_f consiste na utilização de um inversor lógico cujo funcionamento será descrito na seção seguinte.



Figura 3.8: (a) V_2 ; (b) V_{BE2} - Para $R_2, R_3 = 22 \ k\Omega \ e \ C_1, C_2 = 47 \ pF$.

3.2 Inversor Lógico

O inversor lógico representa um componente fundamental em sistemas digitais e é caracterizado pela inversão do sinal de entrada. Utilizando a lógica TTL (*Transistor-Transistor Logic*), amplamente empregada para circuitos eletrônicos com componentes discretos, o circuito inversor opera nos modos *corte* e *saturação* sendo a ação de controle executada através de sua tensão de base (V_{BE} ou V_{in}) [34] e [36].

Na topologia proposta neste trabalho o inversor, além de inverter o sinal de entrada, executa duas funções essenciais para geração de pulsos de curta duração: redução dos tempos de subida e descida ($t_r e t_f$) e atraso da tensão de entrada (V_2) em uma determinada constante de tempo, na ordem nanossegundos sendo este atraso função das características elétricas do TBJ [19] e [20].

A estrutura básica de um inversor utilizando lógica TTL, também conhecido como circuito emissor comum (EC), é apresentada na Figura 3.9.



Figura 3.9: Estrutura básica de um inversor lógico digital utilizando TBJ.

A escolha dos modos de operação *corte* e *saturação* em um circuito inversor utilizando TBJ é motivada por duas razões [34]:

- A dissipação de potência é relativamente baixa, tanto no *corte* quanto na *saturação*. Em *corte* as correntes no transistor são aproximadamente nulas, exceto pelas pequenas correntes de fuga e em *saturação* a tensão sobre o transistor é muito pequena (V_{CEsat}).
- Os níveis de tensão de saída nos modos *corte* e *saturação*, V_{CC} e $V_{CE_{sat}}$ respectivamente, são bem definidos. Tal característica não ocorre na região *ativa* devido a grande influência do parâmetro β , ganho de corrente em emissor comum, na tensão de saída.

3.2.1 Descrição de Funcionamento

A caracterização mais importante de um circuito inversor corresponde à relação de transferência de tensão V_0 versus V_{in} [34]. A tensão V_0 é simplesmente a tensão entre coletor e emissor que pode ser determinada aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff, como mostra a Equação (3.15):

$$V_0 = V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C. ag{3.15}$$

Para relacionar V_0 com V_{in} é necessário interpretar a Equação (3.15) de maneira diferente para cada modo de operação do transistor, *corte, ativo* e *saturação*. Quando o TBJ estiver em *corte*, o valor de V_{in} estará contido no intervalo de 0 a 0,675 V (valor verificado experimentalmente). Nessa condição a corrente I_C será desprezível e V_0 terá valor próximo a tensão de alimentação (V_{CC}). A medida que V_{in} aumenta, o TBJ muda seu modo de operação de *corte* e começa a operar em modo *ativo*. Desta forma, o transistor começa a conduzir e o valor de I_C aumenta, o que reduz o valor de V_0 . A expressão que representa I_C no modo *ativo* de forma aproximada, uma vez que o efeito de *Early* é desprezado, é dada por Equação (3.16) [34].

$$I_C \cong I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}},\tag{3.16}$$

em que V_T representa a tensão térmica do transistor e I_S sua corrente de saturação. Substituindo a Equação (3.16) na Equação (3.15), obtém-se a expressão de V_0 para operação em modo *ativo*, Equação (3.17).

$$V_0 = V_{CC} - R_C I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}.$$
(3.17)

A exponencial presente na Equação (3.17) dá origem a curva acentuada correspondente a região de operação *ativa* do TBJ. Quando o valor da tensão do coletor (V_0 ou V_{CE}) atinge o valor de 0,675 V, o transistor deixa de operar na região *ativa* e passa a operar na região de *saturação*. Nessa região o incremento de V_{in} provoca pouca influência no valor da tensão V_{CE} , também denominado de $V_{CE_{sat}}$. A corrente de coletor também permanecerá aproximadamente constante em um valor $I_{C_{sat}}$ expresso pela Equação (3.18). A Figura 3.10 apresenta a característica de transferência de tensão simplificada de acordo com os valores obtidos experimentalmente considerando $R_C = 1 \ k\Omega \ e \ R_B = 220 \ \Omega$ no circuito proposto.

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_C}.$$
(3.18)

Operando em *saturação* o TBJ apresenta uma resistência muita baixa entre seu coletor e o seu emissor $R_{CE_{sat}}$. Portanto, quando *saturado*, o transistor possui baixa resistência entre o coletor e o



Figura 3.10: Característica de transferência de tensão simplificada entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_{out} do circuito inversor utilizando o TBJ proposto.

terra (*GND*), podendo ser interpretado como chave fechada ou *bit* nível lógico baixo 0. Por outro lado, operando em *corte*, a resistência entre o mesmo ponto é muito alta, fazendo com que a corrente que flui no coletor do transistor seja praticamente nula, atuando como uma chave aberta ou *bit* nível lógico alto 1.

Considerando o TBJ operando no modo ativo, ou polarização direta, pode-se expandir a Equação (3.17), adicionando a variável n, conforme descrito pela Equação (3.19):

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{nV_T}},\tag{3.19}$$

em que *n* representa uma constante que varia de acordo com o material e estrutura física do componente. É usual, na análise simplificada de diodos, *n* assumir o valor 1 ou 2 dependendo se o diodo considerado é um componente discreto ou um circuito integrado. Em análise de TBJs, contudo, *n* é usualmente igual a 1. Entretanto, o *n* foi adicionado neste trabalho a fim de qualificar a característica transitória em alta frequência do transistor a partir de medições experimentais. Desta forma, o valor analítico que descreve o comportamento de V_0 é dado pela a Equação (3.20).

$$V_0 = V_{CC} - R_C I_S e^{\frac{V_{BE}}{nV_T}}.$$
(3.20)

Com o intuito de determinar o valor real do termo $n \cdot V_T$, verificou-se experimentalmente os valores de V_0 e V_{BE} utilizando a estrutura básica do inversor, Figura 3.9. Todos os dados foram coletados na transição dos modos de operação do inversor, ou seja, quando o transistor estava operando na região *ativa*. Os valores coletados durante as demais operações, *corte* e *saturação*, determinaram os limites das regiões de trabalho do transistor. De posse desses valores, dos parâmetros de entrada $V_{CC} = 4,5$ $V, R_C = 1 \ k\Omega$ e do valor de $I_S = 200,45 \ fA$ informado no *datasheet* do componente, foi calculado o valor real da constante $n \cdot V_T$ específico para o TBJ Siemens BFP420. A Figura 3.11 apresenta a relação real entre V_0 e V_{in} para um n = 1,2713859 e para n = 1 considerando $V_T = 25,8 \ mV$. A adição do valor real de n na Equação 3.16 caracteriza a transição da curva, correspondente ao modo *ativo*, específica para o TBJ utilizado, o que influencia a largura do pulso gerado no estágio posterior.



Figura 3.11: Característica de transferência de tensão entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_{out} do circuito inversor utilizando o TBJ proposto para n = 1 e para o valor real de n calculado n = 1,2713859.

A Tabela 3.3 representa a tabela verdade de um inversor lógico, onde $V_e = 1$ indica a presença de corrente de coletor e, portanto, $V_0 \cong 0$ V, e $V_e = 0$ representa ausência (ou valor quase nulo) de corrente de coletor, consequentemente, $V_s = 1$ ou $V_0 \cong V_{CC}$. A Figura 3.12 ilustra as duas condições descritas na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Tabela verdade de um inversor lógico.

-	$egin{array}{c c} V_e & V \\ \hline 1 & 0 \\ 0 & \end{array}$	$egin{array}{c c} V_s & I_C \ \hline 0 & 1 \ 1 & 0 \end{array}$		
a) $I_c \bigvee_{R_c}^{V_{cc}}$	$\frac{V_0}{\bullet}$	b)	$I_c \bigvee_{R_c}^{V_{cc}}$	
			+ V _{BE}	

Figura 3.12: Funcionamento básico do inversor lógico. (a) TBJ em saturação; (b) TBJ em corte.

Os valores dos resistores $R_C = 1 \ k\Omega$ e $R_B = 220 \ \Omega$ foram definidos respectivamente para limitar o fluxo de corrente no coletor e na base especificados no *datasheet* do TBJ proposto considerando a tensão de alimentação $V_{CC} = 4,5 \ V$ e a tensão do sinal de entrada $V_{in} = V_2$, que representa a tensão de saída do oscilador no transistor Q_2 da Figura 3.20.

3.2.2 Resultados e Análises

Para realizar a primeira etapa de simulação foi considerada a estrutura básica do circuito inversor apresentada na Figura 3.9, onde conectou-se o resistor R_5 no coletor do transistor Q_2 de modo que $V_2 = V_{in}$, resultando na Figura 3.13. Com a adição do circuito inversor o multivibrador astável deixa de ser simétrico devido ao resistor R_5 , o que resulta na variação do *duty cycle* da onda quadrada gerada. Além disso, quando o transistor Q_3 está em *saturação*, os resistores R_4 e R_5 ficam conectados em série entre a tensão de alimentação V_{CC} e o terra (*GND*), conforme ilustrado na Figura 3.14. Essa configuração reduz a amplitude da onda quadrada resultante do multivibrador astável sendo a tensão V_2 indicada na Figura 3.14, dada pela Equação (3.21). A Figura 3.15 apresenta o comportamento da tensão V_2 após adição do circuito inversor.



Figura 3.13: Circuito inversor conectado na saída V_2 do circuito multivibrador astável.



Figura 3.14: Circuito divisor de tensão resultante quando o TBJ do circuito inversor Q_3 está em *saturação*.

$$V_2 = \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1 + R_5}\right) R_5 + V_{BE}.$$
(3.21)



Figura 3.15: Tensão de saída do circuito multivibrador astável V_2 com influência do circuito inversor.

A redução da amplitude da tensão de entrada do circuito inversor, representada por V_2 , não interfere na operação do circuito pois a tensão V_{BE} no transistor Q_3 atinge valores suficientes para alterar o modo de operação do transistor para *saturação*. A Figura 3.16 apresenta a tensão no coletor de Q_3 .



Figura 3.16: Tensão no coletor do TBJ do circuito inversor Q_3 representando a tensão de saída V_C nessa etapa de funcionamento do circuito.

Na Figura 3.17 (a) fica evidenciado a redução no tempo de subida (t_r) da onda quadrada resultante. Isso ocorre pois a adição do inversor elimina a influência da carga do capacitor presente no multivibrador astável. Na Figura 3.17 (a) são comparadas as ondas quadradas resultantes de V_1 , saída oposta a V_2 , que por não estar conectada a nenhum outro circuito, permanece com sua amplitude inicial, e a tensão no coletor de Q_3 . A Figura 3.16 (b) mostra as tensões nas bases dos transistores Q_1 e Q_3 .



Figura 3.17: (a) Comparação entre a tensão de saída do circuito multivibrador astável V_1 sem influência do circuito inversor e a tensão no coletor do TBJ do circuito inversor Q_3 ; (b) Comparação entre a tensão na base do TBJ Q_1 presente no circuito multivibrador astável sem influência do circuito inversor e a tensão na base do TBJ Q_3 presente no circuito inversor.

Pode ser verificado na Figura 3.17, que a tensão no coletor do transistor Q_3 está em fase com o complemento de V_2 , tensão V_1 , portanto, conclui-se que a saída está invertida em relação a tensão de entrada, o que garante o correto funcionamento do circuito inversor.

Com a adição de outros inversores no circuito a onda quadrada gerada pelo multivibrador astável, além de apresentar menores $t_r e t_f$, é incrementalmente atrasada de acordo com o número de inversores utilizados. Conforme detalhado no Capítulo 2, Seção 2.5, esse atraso entre as ondas é de interesse para geração de um pulso estreito. Adicionando dois inversores na sequência do circuito representado pela Figura 3.13, obtém-se o circuito representado pela Figura 3.18. A adição dos inversores provoca o mesmo efeito de divisão de tensão citado anteriormente e representado na Figura 3.14. Dessa forma, o fluxo de corrente na base dos transistores Q_3 , $Q_4 e Q_5$ é limitado de acordo com a Equação (3.22),

$$I_B = \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B}\right),\tag{3.22}$$

em que R_B representa os resistores na base dos transistores Q_3 , $Q_4 \in Q_5$, ou seja, R_5 , $R_7 \in R_9$. Na Figura 3.19 são mostrados os valores de $V_{BE} \in I_B$ no transistor Q_5 . Os valores e as características das curvas $V_{BE} \in I_B$ podem ser extrapoladas para os transistores $Q_3 \in Q_4$, porém deve-se considerar o deslocamento de fase devido ao atraso e inversão do sinal de entrada.



Figura 3.18: Três circuitos inversores (EC) conectados na saída V₂ do circuito multivibrador astável.



Figura 3.19: (a) Tensão na base do transistor Q_5 (V_{BE}) presente no terceiro inversor conectado ao circuito multivibrador astável; (b) Corrente na base do mesmo transistor Q_5 (I_B).
Com o objetivo de verificar a redução nos tempos de t_r e t_f após a inclusão dos três inversores, a Figura 3.20 apresenta as tensões V_2 na saída do multivibrador astável e seu complemento (V_1) em comparação com a tensão de saída no coletor do transistor Q_5 .



Figura 3.20: (a) Tensão V_2 na saída do circuito multivibrador astável após adição de três circuitos inversores em série e a tensão de saída no coletor de Q_5 presente no terceiro inversor; (b) Complemento da tensão V_2 coletor do transistor Q_1 (V_1), portanto sem influência dos circuitos inversores, e a mesma tensão de saída no coletor de Q_5 .

Foram executadas outras simulações com o número maior de inversores em sequência, entretanto, o atraso adicional provocado não é de interesse devido a relação direta com o aumento do período do pulso gerado, como será discutido na Seção 3.3. Além disso, não foi verificado nenhum ganho quanto a redução t_r e t_f e, por esta razão, foram mantidos apenas três inversores no circuito.

3.3 Circuito Comparador

Apresentado no Capítulo 2, Seção 2.5.1, um método simples para gerar pulsos estreitos com largura de banda superior a 500 MHz consiste na utilização de circuitos lógicos digitais. A metologia comumente aplicada refere-se a utilização de inversores, responsáveis por introduzir um pequeno atraso entre as ondas e reduzir os tempos t_r e t_f , seguido de uma porta lógica cuja função é comparar os sinais de entrada com o objetivo de gerar um pulso em suas transições [19], [20] e [35].

De acordo com as características de funcionamento do circuito inversor apresentadas na Seção 3.2 deste capítulo, a estrutura do circuito comparador proposto baseado na lógica TTL é apresentada na

Figura 3.21 e é composta basicamente por dois inversores lógicos (EC) conectados através de seus coletores.



Figura 3.21: Estrutura do circuito comparador utilizando TBJ.

O valor da tensão de saída V_0 é função das tensões de entrada V_1 e V_2 cujo comportamento assemelha-se a porta lógica *NOR*. Diferentemente do inversor, no circuito comparador as três regiões de operação do TBJ, *corte, ativo* e *saturação* influenciam as características do sinal resultante.

3.3.1 Descrição de Funcionamento

De forma análoga ao inversor, a tensão de saída V_0 no circuito comparador será representada pela característica de transferência de tensão, no entanto, considerando as duas entradas presentes no circuito, V_{in1} e V_{in2} . Para expressar essa relação, primeiro considera-se inicialmente a Equação (3.20). Como o coletor dos TBJs no circuito comparador estão conectados, Figura 3.21, a tensão de saída V_0 será função das tensões de entrada do comparador, V_{in1} e V_{in2} , como pode ser verificado na Equação (3.23).

$$V_0 = V_{CC} - R_C I_S e^{\frac{V_{BE1} + V_{BE2}}{nV_T}}.$$
(3.23)

De acordo com a Equação (3.23) e as características de transferência de tensão do TBJ utilizado, Figura 3.11, quando os transistores $Q_6 e Q_7$ estiverem em *corte*, ou seja, quando os valores de $V_1 e V_2$ forem suficientemente baixos, a tensão de saída V_0 terá valor próximo a tensão de alimentação V_{CC} . A medida em que as tensões de entrada V_1 ou V_2 aumentam seu valor, os transistores $Q_6 e Q_7$ passam a operar em modo *ativo*, o que reduz a tensão de saída V_0 . No momento em que V_1 ou V_2 atingem o valor de tensão suficiente para *saturar* um dos transistores, a tensão de saída V_0 passa a ter valor muito baixo, próximo ao valor de terra (*GND*). O circuito comparador foi adicionado a partir da arquitetura representada pela Figura 3.18, cuja estrutura é apresentada na Figura 3.22. Como pode ser verificado, são comparados dois sinais opostos, a tensão na base do transistor Q_5 e seu sinal inverso atrasado pela constante de tempo do inversor.



Figura 3.22: Circuito gerador de pulsos de curta duração englobando o circuito multivibrador astável, três circuitos inversores e o circuito comparador.

A Tabela 3.4 representa a tabela verdade de uma porta lógica *NOR*, onde $V_s = 0$ indica a presença de corrente no resistor R_{12} e, portanto, $V_0 \cong 0$ V, e $V_s = 1$ representa ausência (ou valor quase nulo) de corrente no resistor R_{12} , consequentemente, $V_0 \cong V_{CC}$. A Figura 3.23 ilustra os modos de operação do circuito comparador.

Como será verificado nas simulações, devido ao atraso mínimo proporcionado pelo circuito inversor, em nenhum momento a tensão de saída V_0 atinge um valor próximo a tensão de alimentação, como acontece no circuito inversor. Tal característica ocorre pois o período em que os transistores Q_6 e Q_7 operam simultaneamente em *corte* é menor que o período necessário para que os transistores saiam do modo de *saturação* para *corte*. Analisando a Equação (3.23) percebe-se que a soma das correntes na base dos transistores Q_6 e Q_7 provoca a queda de tensão em R_{12} , dando origem ao pulso. Desta forma, conclui-se que no circuito comparador proposto o pulso é gerado quando os transistores estão operando de forma simultânea no modo *ativo*, fator que determina a duração do mesmo.

Tabela 3.4: Tabela verdade de uma porta lógica NOR.

V_1	V_2	V_s	I_C
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1



Figura 3.23: Modos de operação do circuito comparador. (a) Q_{Comp1} e Q_{Comp2} em saturação; (b) Q_{Comp1} em corte e Q_{Comp2} em saturação; (c) Q_{Comp1} em saturação e Q_{Comp2} em corte; (d) Q_{Comp1} e Q_{Comp2} em corte.

3.3.2 Análises e Resultados

Como a geração do pulso é função das tensões nas bases dos transistores Q_6 e Q_7 , a primeira etapa da simulação baseou-se no estudo das formas de onda de V_{BE6} e V_{BE7} , representadas pela Figura 3.24.

Avaliando uma das transições das ondas, subida de V_{BE7} e descida de V_{BE6} representadas pela Figura 3.25, pode-se verificar que, devido ao atraso proporcionado pelo circuito inversor, a interseção entre as curvas de V_{BE6} e V_{BE7} ocorre próximo a valor máximo de V_{CC} . Portanto, o período em que os transistores estão operando no modo *ativo* é praticamente nulo, e consequentemente, o pulso não é gerado nessa transição.

Na transição oposta, descida de V_{BE7} e subida de V_{BE6} , Figura 3.26, a interseção entre as curvas ocorre no momento em que ambos os transistores estão operando no modo *ativo*. O período em que o circuito comparador se mantém nessa condição determina a duração do pulso gerado. Para ilustrar o momento de ocorrência do pulso, os valores de V_{BE6} , V_{BE7} e V_C (V_0), tensão no coletor de Q_6 e Q_7 , são mostrados na Figura 3.27.



Figura 3.24: Tensão na base dos coletores dos transistores Q_6 e Q_7 presentes no circuito comparador, V_{BE6} e V_{BE7} respectivamente.



Figura 3.25: Período de transição, subida de V_{BE7} e descida de V_{BE6} .

Para determinar o valor do resistor no coletor de Q_6 e Q_7 foram realizadas diferentes simulações variando o valor de R_{12} . Como pode ser verificado na Figura 3.28, o valor deste resistor influencia a amplitude e duração do pulso gerado. Tal característica viabiliza a utilização deste circuito para aplicações de modulação PAM, conforme explicado no Capítulo 2, Seção 2.4. Por apresentar maior amplitude, foi determinado $R_{12} = 470 \Omega$.



Figura 3.26: Período de transição, descida de V_{BE6} e subida de V_{BE7} .



Figura 3.27: Período de transição, descida de V_{BE6} e subida de V_{BE7} , e a tensão nos coletores dos transistores Q_6 e $Q_7 V_C (V_0)$.

Como explicado no Capítulo 2, Seção 2.5, na arquitetura proposta o pulso gerado nesta fase de operação circuito é deslocado para a faixa de frequência UWB 3,1 a 10,6 GHz. No entanto, para

que o sinal produzido pelo circuito seja considerado UWB é necessário que a largura de banda do pulso seja superior a 500 MHz. Aplicando a Transformada de Fourier do pulso gerado considerando $R_{12} = 470 \ \Omega$, Figura 3.29, obtém-se a resposta em frequência do mesmo e consequentemente sua largura de banda, Figura 3.30.



Figura 3.28: Tensão nos coletores dos transistores Q_6 e Q_7 (V_C) para diferentes valores de R_{12} .



Figura 3.29: Pulso resultante para $R_{12} = 470 \ \Omega$.



Figura 3.30: Resposta em frequência do pulso gerado para $R_{12} = 470 \Omega$.

É possível notar que o pulso gerado nesta fase de operação do circuito apresentou largura de banda de aproximadamente 1,045 GHz, valor superior ao determinado pela regulamentação da tecnologia UWB. Este fato habilita o circuito para a próxima etapa de operação da arquitetura proposta que consiste em deslocar a banda do pulso gerado para a faixa UWB utilizando um circuito ressonante.

3.4 Circuito Ressonante

Dentre as diversas estruturas de circuitos ressonantes presentes na literatura, o circuito RLC paralelo representado pela Figura 3.31 representa um dos mais simples. O valor do indutor L e do capacitor C determinam sua frequência natural de oscilação e R representa a carga de uma antena.

Na arquitetura proposta a função do circuito ressonante RLC é deslocar a banda de frequência do pulso gerado com o comparador para a faixa de frequência regulamentada para a tecnologia UWB de 3,1 a 10,6 GHz.

3.4.1 Descrição de Funcionamento

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchhoff no circuito RLC da Figura 3.31, obtemos equação diferencial representada pela Equação (3.24):

$$C\frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} + i_L = I, \qquad (3.24)$$



Figura 3.31: Estrutura básica de um circuito ressonante RLC paralelo.

em que I representa a corrente do pulso gerado no circuito comparador, Seção 3.3.

Uma vez que $V = L(di_L/d_t)$ e portanto, $dV/dt = L(d^2i_L/d_t^2)$, pode-se reescrever a Equação (3.24), como:

$$\frac{d^2 i_L}{d_t^2} + \frac{1}{RC} \frac{d i_L}{d_t} + \frac{i_L}{LC} = \frac{I}{LC},$$
(3.25)

sendo que as condições iniciais são dadas por $i_L(0) = i_0 e (di_L(0))/dt = V_0/L$.

A equação característica da Equação (3.25) é representada por:

$$\lambda^2 + \frac{1}{RC}\lambda + \frac{1}{LC} = \frac{I}{RC},\tag{3.26}$$

em que a frequência natural de oscilação do circuito é dada pela Equação 3.27.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$
 (3.27)

O pulso obtido na Seção 3.3 tem banda de 1,045 GHz. Para acomodar este pulso dentro da banda UWB, escolheu-se a frequência de 5 GHz para o projeto do circuito ressonante. Desta maneira, foram determinados $C = 1 \ pF$ e $L = 1 \ nH$, resultando em uma frequência natural de oscilação de 5,0329 GHz.

3.4.2 Análises e Resultados

Entre o circuito gerador de pulso e o circuito ressonante RLC foi adicionado um transistor (Q_8) operando como diodo, onde a base e o conector do mesmo estão curto circuitados, como pode ser verificado na Figura 3.32. A função básica desse transistor é operar como *buffer* evitando que a oscilação provocada pelo circuito RLC influencie a geração do pulso do estágio anterior. A Figura 3.33 apresenta os valores da tensão de saída V_0 com e sem a utilização do *buffer*. Como pode ser verificado, quando não utilizou-se o transistor como *buffer* a resposta do circuito foi afetada, interferindo na frequência de oscilação e no formato do pulso.



Figura 3.32: Circuito gerador referente a arquitetura proposta na Figura 2.18.

Com o objetivo de avaliar a robustez do circuito proposto, diferentes valores de resistores foram empregados simulando a impedância de diferentes antenas, conforme exibido na Figura 3.34. A diferença nos valores dos resistores inserida não variou significativamente a amplitude e a frequência de oscilação do pulso. Portanto, mesmo que haja um descasamento de impedância entre o circuito gerador e a antena, haverá radiação de sinal UWB.



Figura 3.33: Tensão de saída do circuito gerador V_0 com e sem a utilização do *buffer*.



Figura 3.34: Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $R = 30 \Omega$, 50 Ω e 70 Ω .

Os valores de L e C também foram variados com o objetivo de avaliar a sensibilidade do circuito. Entretanto, conforme mostrado na Figura 3.35, as variações de 10% nos valores de L e C não provocaram grandes divergências no sinal gerado.



Figura 3.35: Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $L = 1 nH \pm 10\%$ e $C = 1 pF \pm 10\%$.

Aplicando a Transformada de Fourier do pulso modulado, considerando $R = 50 \Omega$, Figura 3.36, obtém-se a resposta em frequência do mesmo e consequentemente sua largura de banda, Figura 3.37.



Figura 3.36: Tensão de saída do circuito gerador V_0 para $R = 50 \Omega$.



Figura 3.37: Resposta em frequência do pulso gerado pelo circuito completo para $R_{12} = 470 \Omega$.

Analisando a potência de entrada, 124,2 mW, e a potência do pulso gerado calculada através da Equação (2.3) para $R_{12} = 470 \ \Omega$, 188,75 μW , verifica-se que a eficiência do circuito é muito baixa, aproximadamente 0,15 %. No entanto, por apresentar largura de banda superior a 500 MHz e operar na faixa de frequência de 3,1 a 10,6 GHz o pulso gerado pode ser considerado UWB. Tal conclusão habilita o desenvolvimento das próximas etapas cujo objetivo é validar os resultados obtidos na simulação.

Capítulo

Projeto, Construção e Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentadas as etapas finais de desenvolvimento deste trabalho correspondentes ao projeto e construção da placa eletrônica do circuito ilustrado na Figura 3.32, além da aquisição e análises dos resultados experimentais.

Para validar os resultados obtidos na simulação, primeiramente foi projetado o *layout* da placa eletrônica. Para executar essa atividade utilizou-se o software *Proteus 8 Professional*[®]. Na etapa seguinte, construção, uma empresa especializada foi contratada para confeccionar a placa eletrônica e todos os componentes foram soldados manualmente. Por último, foi verificada experimentalmente cada etapa de operação da arquitetura proposta e os resultados analisados de acordo com o comportamento observado na simulação.

4.1 Projeto da Placa Eletrônica

O *layout* da placa eletrônica para circuitos que operam em altas frequências representa uma das etapas mais importantes para o correto funcionamento do circuito visto que sinais de alta frequência, seja de comutação ou oscilação, são mais facilmente radiados [37] e [38]. O projeto de *layout* adequado pode minimizar os efeitos de interferência eletromagnética a fim de satisfazer as especificações exigidas [38].

Um importante aspecto que influencia de maneira significativa o projeto de *layout*, refere-se a localização de cada um dos blocos funcionais do circuito. Portanto, no projeto do *layout* do circuito proposto os blocos correspondentes à cada etapa de operação foram posicionados com o objetivo de evitar curvas acentuadas e trilhas longas, características indesejáveis para circuitos que operam em alta frequência. Um ângulo reto em uma trilha, por exemplo, pode provocar maior radiação, aumentar a capacitância na região da quina e alterar as características de impedância.

Para projetar um bom *layout* de PCB (*Printed Circuit Board*) com o objetivo de minimizar esses problemas, algumas regras simples devem ser seguidas, como [38]:

• Evitar curvas em ângulo reto e tentar desenhá-las com ao menos duas curvaturas de 45°. Para minimizar qualquer mudança de impedância, a melhor maneira é uma curva totalmente sem

quinas, conforme ilustrado na Figura 4.1.

- Separar sinais de alta e baixa frequência, tais como, a tensão de alimentação e o pulso modulado.
- Evitar vias entre as faces condutoras onde há diferença de potencial.



Figura 4.1: Diferentes curvaturas de trilhas utilizadas em PCB. Orientadas da esquerda para direita de acordo com a qualidade da trilha estão os tipos de curvatura indicados para circuitos que operam em alta frequência.

Seguindo as recomendações e melhores práticas indicadas em [37] e [38], foi projetado o *layout* da PCB referente à arquitetura proposta, apresentado pela Figura 4.2.



Figura 4.2: Layout da PCB referente à arquitetura proposta, Figura 3.32.

Com o objetivo de filtrar possíveis ruídos provenientes da fonte de alimentação, foi adicionando um capacitor entre os pontos V_{CC} e terra (*GND*) indicado como C_5 na Figura 4.2.

Na operação do gerador de pulso o estágio de maior frequência está relacionado ao circuito RLC. Além disso, como o trabalho propõe a utilização do sinal em transmissão UWB, é importante que a impedância da trilha que contém o sinal de alta frequência seja conhecida para evitar em aplicações futuras o descasamento de impedância com a antena aplicada. Desta forma, considera-se a estrutura de uma placa *microstrip* indicada pela Figura 4.3 [37], onde W representa a largura da trilha, T a espessura de cobre presente na placa e H a espessura do substrato, neste caso FR-4.



Figura 4.3: Estrutura básica de uma placa microstrip.

A Equação (4.1) representa o cálculo da impedância (Z_0) em uma placa *microstrip*,

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} ln\left(\frac{5,98H}{0,8W+T}\right),\tag{4.1}$$

em que ϵ_r representa a permissividade elétrica do FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$), H = 1,6 mm e $T = 17 \mu m$. Considerando $Z_0 = 50 \Omega$, impedância geralmente utilizada para antenas UWB, tem-se $W \cong 3 mm$, Figura 4.2.

4.2 Construção da Placa Eletrônica

Com o intuito de evitar variações no processo de fabricação, a placa foi confeccionada com qualidade industrial em uma empresa especializada utilizando as características descritas na Tabela 4.1, em que F representa o número de faces com material condutor, M o material do substrato, L a presença de legenda no circuito e T a necessidade de testes elétricos.

Utilizando uma estação de solda, fluído solvente para circuitos impressos, estanho (solda branca) e de posse da placa e dos componentes empregados no circuito, o processo de solda foi iniciado, Figura 4.4. O primeiro componente fixado na placa foi o conector mini SMA de 50 Ω . Devido sua grande área de contato com a placa, quatro terminais em conexão com o terra, para realizar a solda de forma efetiva foi necessário aquecer toda a placa a uma temperatura muito elevada, o que poderia danificar os demais componentes do circuito.

Para facilitar a aquisição dos dados experimentais os componentes foram soldados seguindo sequencialmente as etapas de operação da arquitetura proposta pois, conforme detalhado no Capítulo

Tabela 4.1: Características da placa eletrônica.

Largura	Comprimento	Espessura	F	Μ	L	Т
24 mm	$36\ mm$	$1,6\ mm$	2	FR-4	S	S



Figura 4.4: Processo de construção da placa eletrônica.

3, cada estágio de operação influencia a resposta da etapa anterior. Desta forma, posterior a fixação do conector, foram soldados os componentes utilizados no circuito oscilador, multivibrador astável. Nas etapas seguintes foram fixados os componentes empregados nos três inversores, conectados de maneira sequencial, e no circuito comparador (NOR).

Finalmente, adicionando o circuito responsável pelo deslocamento da banda de frequência do pulso gerado no estágio anterior para a faixa UWB correspondente ao *buffer* e ao circuito ressonante *LC*, concluiu-se o processo de construção da placa, conforme ilustrado na Figura 4.5. A Figura 4.6 apresenta ambas as faces da placa eletrônica construída e sua respectiva dimensão.

Para coletar os dados experimentais utilizou-se um osciloscópio de 350 MHz com frequência de amostragem de 2 Gsa/s e uma ponta de prova da marca *Agilent Technologies*[®] 10073C com largura de banda de 500 MHz. A aquisição dos dados foi realizada no período entre cada etapa de construção da placa, no qual todos os valores de tensão de interesse foram armazenados para posterior tratamento e análises comparativas com os dados simulados.



Figura 4.5: Placa eletrônica e blocos funcionais do circuito gerador representado pela Figura 2.18.



Figura 4.6: Faces da placa eletrônica construída.

4.3 Resultados Experimentais

Utilizando uma fonte de tensão controlada para alimentar o circuito em que o valor V_{CC} foi limitado a 4,5 V e um osciloscópio com alta taxa de amostragem, iniciou-se o processo de aquisição de dados, Figura 4.7.



Figura 4.7: Laboratório e equipamentos utilizados.

Na primeira etapa de operação do circuito foi verificada a curva de saída (V_2) do multivibrador astável sem a influência dos inversores, Figura 3.1, assim como a tensão na base do transistor Q_2 correspondente à carga do capacitor C_1 , respectivamente. Os valores obtidos nesta etapa são apresentados nas Figuras 4.8 e 4.9. Como pode ser observado os resultados experimentais para este estágio de operação do circuito apresentaram boa concordância se comparado aos resultados simulados. A frequência de oscilação obtida experimentalmente foi de 645,16 kHz, enquanto que na simulação o valor encontrado foi 632,91 kHz, o que resulta em um erro de 1,9%. Tal divergência provoca um deslocamento nas formas de onda medida e simulada, uma vez que o ponto inicial dos gráficos são coincidentes. No entanto, como detalhado na descrição de funcionamento do circuito oscilador, a frequência de oscilação não influencia na geração do pulso, visto que o mesmo ocorre na transição das curvas. Desta forma, conclui-se que a curva obtida experimentalmente na saída do circuito multivibrador astável, atende as necessidades do projeto.



Figura 4.8: Tensões simulada e medida na saída do circuito multivibrador astável V_2 .



Figura 4.9: Tensões simulada e medida na base do transistor Q_2 , que representa a carga e descarga do capacitor C_1 .

Assim como verificado na simulação, o tempo de subida (t_r) da onda quadrada gerada pelo circuito oscilador é alto. Como discutido no Capítulo 3, Seção 3.2, um dos métodos utilizados para reduzir o valor de t_r consiste na utilização de um circuito inversor (EC), Figura 3.9. A Figura 4.10 apresenta a forma de onda da tensão de saída, simulada e medida, após o terceiro inversor, coletor de Q_5 , Figura 3.18.



Figura 4.10: Tensões simulada e medida no coletor do transistor Q_5 , primeiro inversor conectado ao circuito multivibrador astável.

O valor da tensão na base do transistor Q_5 também foi medido e os resultados comparativos seguem na Figura 4.11.



Figura 4.11: Tensões simulada e medida na base do transistor Q_5 , primeiro inversor conectado ao circuito multivibrador astável.

De acordo com os resultados apresentados nas Figuras 4.10 e 4.11 pode-se observar o funcionamento adequado dos circuitos inversores, nos quais percebe-se a redução dos valores de transição t_r e t_f de aproximadamente 108 ns, ou 87,01 %, e um pequeno atraso entre a tensão de saída do circuito oscilador e a tensão no coletor do transistor Q_5 de 6 ns.

O atraso gerado por um inversor, devido as características elétricas do TBJ, corresponde a uma característica fundamental na geração de pulsos através de comparação de sinais. Na arquitetura proposta tal comparação é realizada pelo circuito cujo comportamento é caracterizado como uma porta lógica NOR, Figura 3.21. Os sinais de entrada correspondem às tensões nas bases dos transistores Q_6 (V_{BE6}) e Q_7 (V_{BE7}), conforme circuito apresentado na Figura 3.22. A Figura 4.12 compara os valores simulados e medidos de V_{BE6} e V_{BE7} .



Figura 4.12: Tensões simulada e medida nos transistores presentes no circuito comparador - (a) Base do transistor $Q_6(V_{BE6})$; (b) Base do transistor $Q_7(V_{BE7})$.

A Figura 4.13, análoga às Figuras 3.25 e 3.26 obtidas na simulação, apresenta o período de transição das tensões medidas nas bases dos transistores Q_6 e Q_7 , período este que influencia diretamente a duração do pulso gerado.

Como pode ser verificado, nos resultados experimentais a interseção entre as curvas também ocorre no momento em que ambos os transistores ($Q_6 \in Q_7$) estão operando no modo *ativo*, determinando nessa condição a duração e amplitude do pulso gerado. A Figura 4.14 apresenta a comparação entre o pulso gerado na simulação e o pulso medido V_0 no coletor de $Q_6 \in Q_7$, de acordo com o circuito da Figura 3.22.

As oscilações presentes no pulso medido ocorrem devido as influências das capacitâncias das linhas do circuito impresso e das capacitâncias internas e de encapsulamento do transistor. No entanto, apesar da divergência verificada entre os pulsos simulado e medido, a característica principal que o



Figura 4.13: Tensões simulada e medida nos transistores presentes no circuito comparador Q_6 e Q_7 .



Figura 4.14: Pulso gerado V_0 simulado e medido correspondente a tensão nos coletores dos transistores presentes no circuito comparador Q_6 e Q_7 .

habilita como um sinal UWB corresponde a sua largura de banda, que deve ser superior a 500 MHz conforme regulamentação da FCC. A Figura 4.15 apresenta a resposta em frequência utilizando a Transformada de Fourier dos pulsos verificados na Figura 4.14.



Figura 4.15: Resposta em frequência dos pulsos simulado e medido antes do circuito ressonante.

A largura de banda do pulso medido e simulado é de respectivamente 755 MHz e 1,045 GHz, o que representa um erro de 27,75%. Entretanto, apesar da divergência verificada, o pulso gerado experimentalmente possui largura de banda superior aos 500 MHz regulamentados, o que valida a arquitetura proposta para o circuito gerador de pulso de curta duração, Figura 3.22.

A última etapa de operação consiste no deslocamento da largura de banda do pulso gerado pelo circuito representado pela Figura 3.22 utilizando um circuito ressonante RLC, Figura 3.31, em que R representa a carga de uma antena. Na placa eletrônica construída nenhuma carga foi inserida, portanto uma nova simulação foi realizada com o objetivo de evidenciar a similaridade entre os resultados simulados e medidos. Com a exclusão de R, o pulso resultante é menos amortecido uma vez que a energia do pulso, anteriormente dissipada em sua maioria através de R, nesta condição, passa a ser dissipada apenas nas resistências internas do capacitor C e do indutor L. Na Figura 4.16 são mostrados o pulso simulado resultante após a eliminação do resistor R e o pulso medido experimentalmente. Como pode ser observado, os sinais apresentam frequência de oscilação e dinâmica similares, fato que se confirma através das respostas em frequência dos pulsos simulado e medido apresentadas na Figura 4.17.

Para visualizar o pulso medido, Figura 4.16, e coletar os dados para posteriormente calcular a resposta em frequência do sinal, Figura 4.17, utilizando um osciloscópio de 350 MHz com frequência de amostragem de 2 Gsa/s foi necessário empregar a função de persistência infinita. Essa função atualiza o monitor com novas aquisições, mas não deleta as aquisições anteriores, aumentando portanto



Figura 4.16: Pulso final simulado e medido V_0 na saída do conector da placa PCB.

a frequência de amostragem. Dessa forma, novos pontos de amostragem são exibidos junto com os pontos anteriores limitados à área de exibição do monitor [39].

Considerando a potência de entrada de 126 mW e a potência do pulso calculada através da Equação (2.3) de 143,65 μW , assim como verificado na simulação, verifica-se que a eficiência do circuito construído se mostra muito baixa, aproximadamente 0,11 %. Há algumas formas de aumentar a eficiência utilizando a mesma arquitetura proposta, como a alteração dos valores dos resistores empregados ou o aumento da frequência de oscilação do circuito multivibrador astável. Como a potência do pulso é inversamente proporcional ao período T, Equação (2.3), aumentando a frequência de ocorrência do pulso é possível aumentar a eficiência para até 4 %. A baixa eficiência da arquitetura de gerador proposta representa uma relação de compromisso com o objetivo principal do trabalho, projetar um circuito transistorizado de baixo custo e de fácil construção capaz de gerar um pulso UWB.

Outra forma normalmente empregada em geradores UWB é o uso de circuitos LNA. Estes amplificadores são utilizados para aumentar a potência do sinal que será radiado mantendo as características do mesmo, fator determinante em aplicações UWB.



Figura 4.17: Resposta em frequência do pulso final simulado e medido V_0 na saída do conector da placa PCB.

Com o intuito de avaliar a divergência entre o pulso simulado e o pulso obtido experimentalmente os principais parâmetros foram inseridos na Tabela 4.2, onde o erro percentual foi calculado para cada caso.

Parâmetro	f_0	Duração	Largura de Banda
Pulso Simulado	5,153 <i>GHz</i>	6,03 <i>ns</i>	2,263 GHz
Pulso Medido	4,931 <i>GHz</i>	6,52 <i>ns</i>	2,158~GHz
Erro %	4,31	8,3	4,64

De acordo com os dados apresentados, pode-se verificar que o erro máximo obtido entre os principais parâmetros dos pulsos simulado e medido foi de 8,3%. Este erro foi considerado baixo e suficiente para validar o circuito construído visto que, apesar da divergência entre os resultados medido e simulado, o pulso gerado pela placa eletrônica construída apresentou todas as características regulamentadas para ser considerado um sinal UWB.

Capítulo

Conclusões

A tecnologia de banda ultralarga (UWB) baseia-se na transmissão de pulsos com um curto tempo de duração, na ordem de nanossegundos, para espalhar a energia do sinal em uma ampla largura de banda com o objetivo de reduzir sua densidade espectral de potência (PSD) e permitir a coexistência com sistemas de comunicação sem fio convencionais sem causar nestes, interferência. A geração de pulso representa uma etapa crítica e impõe alguns desafios no projeto de circuitos de excitação em sistemas UWB. Além disso, suas características influenciam diretamente o desempenho do sistema.

As vantagens da tecnologia UWB tais como sua alta taxa de transferência de dados e baixo consumo de energia, têm motivado seu estudo ao longo dos últimos anos resultando em uma variedade de topologias utilizadas para geração de pulsos UWB. No entanto, a tecnologia UWB ainda não é totalmente difundida no meio acadêmico e comercial, o que pode estar relacionado à complexidade de construção e custo da maioria das arquiteturas atualmente em estudo.

Este trabalho apresentou uma topologia utilizando um circuito transistorizado simples e de baixo custo capaz de gerar pulsos com características UWB. A arquitetura proposta inclui um gerador de onda quadrada caracterizada pelo circuito multivibrador astável utilizando TBJ, seguido de circuitos inversores responsáveis pela redução dos tempos de subida e descida e pelo atraso de fase entre o sinal quadrado de entrada, além de um comparador lógico tipo NOR utilizando tecnologia TTL e um circuito ressonante capaz de deslocar a banda de frequência do pulso gerado pelo comparador para a faixa de frequência UWB.

As análises comparativas entre os resultados simulados e medidos realizadas para cada etapa de operação possibilitou a validação do sistema para cada bloco operacional do circuito proposto. O pulso final medido apresentou boa concordância com erro máximo de 8,3% se comparado ao resultado simulado, condição que valida a placa eletrônica construída. Apesar da baixa eficiência da arquitetura de gerador proposta, 0,11 %, o circuito construído utilizou componentes discretos e de baixo custo e foi capaz de gerar um pulso com características UWB, objetivo principal do trabalho. O custo total para construção da placa eletrônica prototipal foi de R\$ 25,32 (US\$ 8,41), valor relativamente baixo para um circuito protótipo. Desta forma, conclui-se que é possível gerar pulsos UWB utilizando um circuito transistorizado simples e de baixo custo.

Algumas características identificadas no circuito, como a capacidade de variar a amplitude do pulso de acordo com o valor do resistor conectado aos coletores dos transistores do comparador lógico e capacidade de alterar a frequência de oscilação final modificando os valores de L e C no circuito ressonante, permitem que a arquitetura proposta seja utilizada em diferentes tipos de modulação como PAM com a variação da amplitude, OOK com adição de um controle na alimentação do circuito comparador e OFDM utilizando o pulso de curta duração gerado pelo comparador para alimentar diferentes circuitos ressonantes.

Sistemas UWB possuem grande potencial para aplicações em sistemas de comunicação para curtas distâncias, o que demonstra que o presente trabalho não tem interesse exclusivamente acadêmico, mas também representa uma necessidade de mercado.

5.1 Trabalhos Futuros

O circuito projetado neste trabalho foi desenvolvido para aplicações de comunicação digital de dados sem fio utilizando sistemas UWB. O resultado obtido também pode ser usado para outras aplicações, no entanto, as propostas para trabalhos futuros estão relacionadas com o aumento da eficiência do circuito e com o desenvolvimento dos demais componentes de um transceptor UWB completo.

A primeira etapa consiste no desenvolvimento de uma antena capaz de operar na faixa de frequência UWB com impedância aproximada de 50 Ω para que haja um casamento entre o circuito gerador. Desta forma, será possível medir a capacidade de radiação do sinal proposto. Caso a potência do sinal não seja suficiente, deve-se trabalhar no sentido de desenvolver um amplificador LNA (*Low Noise Amplifier*) antes de radiar o pulso gerado [17] - [20].

Após o desenvolvimento da antena e do amplificador LNA, se necessário, deve-se projetar um circuito receptor com a função de receber e tratar os dados UWB. Finalmente um protocolo de comunicação deve ser criado utilizando um dos tipos de modulação possível de acordo com as características do circuito gerador proposto [17], [35] e [25].

Bibliografia

- [1] Ian Oppermann, Matti Hamalainen, and Jari Iinatti. *UWB Theory and Applications*. John Wiley and Sons, 2004.
- [2] Stanley Bo-Ting Wang. *Design of Ultra-Wideband RF Front-End*. Doctor Thesis, Engineering Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2005.
- [3] Almeida C. *Síntese de Pulsos UWB Usando a Tecnologia DNAx*. Inatel Instituto Nacional de Telecomunicações, 2009.
- [4] INTEL Corporation. Ultra-Wideband (UWB) Technology Enabling high-speed wireless personal area networks. INTEL, 2004.
- [5] F. Nekoogar. *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, 2005.
- [6] Kuan-Yu Lin. The Design of Low Power Ultra-wideband RF CMOS Wireless Systems for Sensor Networks. Master Thesis - Department of Electrical and Computer Engineering McGill University, Montreal, Canada, 2008.
- [7] Hüseyin Arslan, Zhi Ning Chen, and Maria-Gabriella Di Benedetto. *Ultra Wideband Wireless Communication*. John Wiley ans Sons, 2006.
- [8] Xuemin Sherman Shen, Mohsen Guizani, Robert Caiming Qiu, and Tho Le-Ngoc. *Ultra-Wideband Wireless Communication and Networks*. John Wiley ans Sons, 2006.
- [9] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley ans Sons, 2004.
- [10] Yusnita Rahayu, Tharek Abd. Rahman, Razali Ngah, and P.S. Hall. *Ultra Wideband Technology and Its Applications*. IEEE Xplore, 2008.
- [11] Sana Ullah, Murad Ali, Md. Asdaque Hussain, and Kyung Sup Kwak. Applications of UWB Technology. IEEE Xplore, 2015.

- [12] Aaron Michael Orndorff. *Transceiver Design for Ultra-Wideband Communications*. Master Thesis Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [13] B. Allen, T. Brown, K. Schwieger, E. Zimmermann, W. Q. Malik, D. J. Edwards, L. Ouvry, and I. Oppermann. *Ultra wideband: applications, technology and future perspectives*. Proc. Int. Workshop Convergent Tech. Oulu, Finland, 2005.
- [14] R. J. Fontana. Recent System Applications of Short-Pulse UWB Technology. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, Vol.52, No. 9, pp. 2087-2104, 2004.
- [15] Kazimierz Siwiak and Debra Mc. Keown. *Ultra-Wideband Radio Technology*. John Wiley and Sons, 2004.
- [16] B Allen, M Ghavami, A Armogida, and A.H Aghvami. *The Holy Grail of Wire Replacement*. IEEE Communications Engineer, 2003.
- [17] Ahmed Maher El-Gabaly. *Pulsed RF Circuits for Ultra Wideband Communications and Radar Applications*. Doctor of Philosophy - Queen's University - Kingston, Ontario, Canada, 2011.
- [18] David D. Wentzloff and Anantha P. Chandrakasan. Gaussian Pulse Generators for Subbanded Ultra-Wideband Transmitters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 4, 2006.
- [19] Cam Nguyen and Meng Miao. On the Development of an Integrated CMOS-Based UWB Tunable-Pulse Transmit Module. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 10, 2006.
- [20] Carlos E. Saavedra and Ahmed M. El-Gabaly. A 5-GHz energy-efficient tunable pulse generator for ultra-wideband applications using a variable attenuator for pulse shaping. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011.
- [21] Ming Shen, Ying-Zheng Yin, Hao Jiang, Tong Tian, and Jan H. Mikkelsen. A 3 10 GHz IR-UWB CMOS Pulse Generator With 6 mW Peak Power Dissipation Using A Slow-Charge Fast-Discharge Technique. IEEE Microwave and Wireless Components Lettres, Vol. 24, No. 9, 2014.
- [22] Jianming Zhou, Qiuyuan Lu, Fan Liu, and Yinqiao Li. *A Novel Picosecond Pulse Generation Circuit Based on SRD and NLTL*. PLOS ONE, 2016.
- [23] Imen Barraj, Hatem Trabelsi, Wenceslas Rahajandraibe, and Mohamed Masmoudi. *An Energy-Efficient Tunable CMOS UWB Pulse Generator*. BioNanoSci., 2015.

- [24] Marcelo J. P. da Silva, Sandro T. M. Gonçalves, Luciano M. Tomaz, Wagner C. Soares, and Úrsula C. Resende. *The development of low-complexity ultra wideband circuit transceiver architecture for digital data transmission using discrete components*. IMOC - International Microwave and Optoelectronics Conference, 2013.
- [25] Barras D., Ellinger F., Jackel H., and Hirt W. *Low-power ultra-wideband wavelets generator* with fast start-up circuit. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006.
- [26] Diao S., Zheng Y., and Heng C.H. A pulse generator for UWB-IR based on a relaxation oscillator. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2009.
- [27] R. C. Qiu, H. P. Liu, and X. Shen. Ultra-Wideband for Multiple Access. IEEE Commun Magvol 43, 2005.
- [28] Kazuo Nakashima. Valor Médio e Eficaz. Universidade Federal de Itajubá Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação, 2013.
- [29] Bruna Alice Lima Silva. Antenas Monopolo Planar com Patch em Anel Circular para Sistemas UWB. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, 2010.
- [30] Wentzloff D. D. Pulse-Based Ultra-Wideband Transmitters for Digital Communication. Doctor Thesis - Massachusettis Institute of Technology, Cambridge, 2007.
- [31] Alexandre Maniçoba de Oliveira, Jorge R. Beingolea Garay, Sérgio Takeo Kofuji, and João Francisco Just. Benefícios da Escolha do Pulso Eletromagnético Gaussiano Derivado em Quinta Ordem para Aplicações de Radar Ultra-Wideband. 4º Congresso Científico da Semana Tecnológica. IFSP, 2013.
- [32] Pedro Barroso Monteiro Caeiro. Módulo UWB para Transmissão de Dados em Prótese Visual. Dissertação de Mestrado - Instituto Superior Técnico - Universidade Técnica de Lisboa, 2007.
- [33] Yang Yue, Hao Huang, Lin Zhang, Jian Wang, Jeng-Yuan Yang, Omer F. Yilmaz, Jacob S. Levy, Michal Lipson, and Alan E. Willner. UWB monocycle pulse generation using two-photon absorption in a silicon waveguide. Optics Letters Vol. 37, No. 4, 2012.
- [34] Sedra Adel S. *Microeletrônica*. Pearson Prentice Hall, 2007.
- [35] Juntaek Oh, Jingyu Jang, Choul-Young Kim, and Songcheol Hong. A W-Band 4-GHz Bandwidth Phase-Modulated Pulse Compression Radar Transmitter in 65-nm CMOS. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 8, 2015.
- [36] Enrique J. Galvez. *Electronics with Discrete Components*. John Wiley and Sons, 2013.

- [37] President Douglas Brooks. *PCB Impedance Control: Formulas and Resources*. UltraCAD Design, Inc., 1998.
- [38] Weiler Alexander and Pakosta Alexander. *High-Speed Layout Guidelines*. Application Report -Texas Instruments, 2006.
- [39] Agilent Technologies. Agilent 6000 Series Oscilloscope Users Guide. Fourth Edition, 2006.