

Cz

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE MICROONDAS E ÓPTICA

Combinador Eletro-Óptico para Geração de Sinais Pulsados Ultra-Rápidos de
Microondas

Autor:

Claudio Selmi Castelli

Orientador:

Prof. Dr. Evandro Conforti

Dissertação apresentada à Comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – FEEC/UNICAMP, como requisito para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Evandro Conforti - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Carlos Allan Caballero Petersen - FEAR/UPF
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Cristiano de Melo Gallep - CESET/UNICAMP

Campinas, 16 de janeiro de 2007.

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por: <u>Claudio Selmi Castelli</u>
e aprovada pela Comissão
Julgada em <u>16/01/07</u> <u>Evandro Conforti</u>
orientador

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C276c Castelli, Claudio Selmi
Combinador eletro-óptico para geração de sinais pulsados
ultra-rápidos de microondas / Claudio Selmi Castelli. --
Campinas, SP: [s.n.], 2007.

Orientador: Evandro Conforti
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Geradores de pulso. 2. Geradores de sinais. 3.
Modulação de pulso (Eletrônica). 4. Ótica de microondas.
5. Comunicações óticas. I. Conforti, Evandro. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Electrooptic combinator for ultra-fast pulsed microwave signal
generation.

Palavras-chave em Inglês: Electrooptic modulation, Microwave generation, Pulse
generation, Pulse time modulation, Optical pulse generation,
Optical switching.

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Carlos Allan Caballero Petersen, Rui Fragassi Souza, Cristiano de
Melo Gallep.

Data da defesa: 16/01/2007

Resumo

Uma nova técnica de geração de sinais pulsados de microondas é desenvolvida. Baseia-se na composição de dois sinais arbitrários, um trem de pulsos ultra-rápidos e uma portadora de microondas, originados a partir de diferentes fontes e combinados no domínio óptico de forma a preservar ao máximo as características espectrais e temporais dos sinais. São apresentados os conceitos utilizados na técnica e toda a configuração empregada na sua validação experimental. Os resultados obtidos são discutidos e comparados com os sinais pulsados de microondas gerados a partir de um moderno gerador comercial. Os principais componentes utilizados são também caracterizados e propostas de melhorias são apresentadas. A forma de onda obtida a partir da técnica desenvolvida atingiu os resultados esperados.

Abstract

A novel technique of pulsed microwave waveform generation has been developed. It is based on the mixture of two arbitrary signals, an ultra-fast pulse train and a microwave carrier, all generated from different sources and combined in the optical domain in order to preserve the spectral and temporal features as much as possible. The technique's concepts and the setup used for the experimental validation have been presented. The obtained results are discussed and compared to the pulsed microwave signals generated by a modern commercial microwave generator. The main components are also characterized and proposals of improvements have been presented. The waveform resulted from this developed technique reached the expected results.

Agradecimentos

Ao Professor Evandro Conforti, por sua atenciosa orientação, amizade e total apoio durante todo o tempo que trabalhamos juntos.

A Capes pelo apoio financeiro e na aquisição de equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa.

A minha esposa Graziela, pelo incentivo, apoio irrestrito e por tudo que ela representa pra mim.

Ao Marcelo, pela inestimável ajuda no trabalho de laboratório, pelo apoio e amizade.

Aos amigos do laboratório, Adriano, André, Henrique, Napoleão, Nicolai, Murilo e Reginaldo, pelo apoio, críticas, sugestões e pela amizade.

Aos meus pais, Elisabete e Claudio, por tudo que fizeram por mim.

Índice

Lista de figuras	v
Glossário.....	viii
Introdução.....	1
Breve histórico dos sinais de banda larga	1
Apresentação da tese	1
REFERÊNCIAS	2
Capítulo 1 - Tecnologia e aplicações de sinais pulsados rápidos.....	3
1.1 O surgimento da tecnologia UWB	3
1.2 Tecnologia de pulsos rápidos	5
1.3 Sistemas e aplicações	9
1.3.1 Sistemas de telecomunicações	9
1.3.2 Sistemas de radares e sensores	18
1.3.3 Sistemas localizadores e de identificação	25
1.3.4 Aplicações de sinais pulsados de microondas de alta potência.....	26
REFERÊNCIAS	27
Capítulo 2 - Métodos de geração de pulsos rápidos	29
2.1 Os inconvenientes das primeiras técnicas	29
2.2 Técnicas recentes.....	29
2.2.1 Transmissores UWB de forma de onda ajustável	30
2.2.2 Técnicas de geração de pulsos rápidos através de chaveamento fotocondutivo ...	33
2.2.3 Geração fotônica de formas de onda arbitrárias.....	42
2.2.4 Técnicas de geração de pulsos rápidos coerentes sintetizados.....	44
2.2.5 Geração de pulsos rápidos de alta potência através de chaves centelhadoras.....	47
REFERÊNCIAS	48
Capítulo 3 - Caracterização do sinal pulsado de microondas de um gerador comercial	50
3.1 Gerador de sinal <i>Agilent E8257D</i>	50
3.2 Modulação pulsada.....	51
3.3 Resultados experimentais	53
REFERÊNCIAS	58

Capítulo 4 - Geração de sinal pulsado de microondas por composição no domínio óptico .	59
4.1 Princípio da Técnica.....	59
4.1.1 Modulador Óptico	60
4.2 Resultados experimentais.....	62
4.2.1 Estágio de inserção do sinal de microondas.....	63
4.2.2 Estágio de inserção do sinal pulsado.....	67
4.2.3 Combinação dos sinais no domínio óptico.....	74
4.2.4 Conversão do sinal para o domínio eletrônico	81
4.2.5 Transmissão e recepção do sinal	83
REFERÊNCIAS	87
Conclusões.....	89

Lista de figuras

FIG. 1.1: PULSO UWB TÍPICO NO DOMÍNIO DO TEMPO - ALGUNS CICLOS DE RF.....	5
FIG. 1.2: ESPECTRO DE UM PULSO UWB TÍPICO.....	6
FIG. 1.3: PULSO DE BANDA BASE NO DOMÍNIO DO TEMPO E DA FREQUÊNCIA.....	7
FIG. 1.4: CURVA I-V APROXIMADA DE UM DIODO TÚNEL.....	9
FIG. 1.5: COEXISTÊNCIA DO SINAL UWB COM OUTROS SINAIS NO ESPECTRO.....	10
FIG. 1.6: FENÔMENO DO MUTIPERCURSO: (A) SINAL DE BANDA ESTREITA. (B) SINAL UWB.....	13
FIG. 1.7: CANAL UWB DE MÚLTIPLO ACESSO.....	16
FIG. 1.8: NÓ DRACO. INTERFACE DE USUÁRIO À DIREITA. TRANSECTOR UWB À ESQUERDA.....	17
FIG. 1.9: TRANSECTORES DE RÁDIO UWB ORION BANDA-L.....	17
FIG. 1.10: TRANSECTOR MÓVEL AWICS.....	18
FIG. 1.11: OPERAÇÃO DE UM RADAR VEICULAR EM TRÁFEGO.....	20
FIG. 1.12: SPIDER - SENSOR UWB VEICULAR.....	20
FIG. 1.13: ESPECTRO DE FREQUÊNCIA PARA EXPLORAÇÃO GEOFÍSICA.....	21
FIG. 1.14: ESQUEMA DE MEDIÇÕES DE UM RADAR DE ESCANEAMENTO ISAR.....	22
FIG. 1.15: RESULTADOS DE ESCANEAMENTO: (A) TESOURA; (B) MODELO DE AVIÃO; (C) PLACA METÁLICA.....	23
FIG. 1.16: EXEMPLO DE UTILIZAÇÃO DE RADAR UWB PARA LOCALIZAR PESSOAS.....	24
FIG. 1.17: RADAR DE RESGATE RUBBLE VISION™ E SEU LOCAL DE TESTES.....	24
FIG. 1.18: SISTEMAS RECENTES DE LOCALIZAÇÃO DE PRECISÃO.....	25
FIG. 2.1: FONTE UWB - OSCILADOR CHAVEADO.....	31
FIG. 2.2: FONTE UWB - IMPULSO DE BAIXO NÍVEL FILTRADO.....	31
FIG. 2.3: FONTE UWB - CHAVEAMENTO TEMPORAL.....	31
FIG. 2.4: DETALHE DAS CHAVES RÁPIDAS.....	32
FIG. 2.5: PROCESSO DE CHAVEAMENTO.....	32
FIG. 2.6: CONFIGURAÇÃO DE FONTE UWB COM AMPLIFICADOR CHAVEADO.....	33
FIG. 2.7: VISTA LATERAL DE UM DISPOSITIVO DE LINHA RADIAL HÍBRIDO.....	36
FIG. 2.8: VISTA SUPERIOR DE UM DISPOSITIVO DE LINHA QUASE-RADIAL.....	37
FIG. 2.9: VISTA DE UM DISPOSITIVO DE LINHA RADIAL INTEGRADO.....	38
FIG. 2.10: PULSOS REGISTRADOS NA SAÍDA DO RESSONADOR.....	39
FIG. 2.11: VISÃO GERAL DA INVENÇÃO.....	40
FIG. 2.12: FORMAS DE ONDA: (A) PULSO ÓPTICO, (B) NA CHAVE, (C) PULSO DE MICROONDAS.....	41
FIG. 2.13: DETALHE DO GUIA DE ONDA AJUSTÁVEL.....	41
FIG. 2.14: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM AWG.....	42
FIG. 2.15: MONTAGEM EXPERIMENTAL DE UM SLM.....	43

FIG. 2.16: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS RETANGULARES.....	44
FIG. 2.17: ESQUEMA DE UM RADAR IMPULSIVO.....	45
FIG. 2.18: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR DE FASE COERENTE.....	46
FIG. 2.19: TREM DE PULSOS NO DOMÍNIO DO TEMPO NA SAÍDA DE UM RADAR IMPULSIVO.....	46
FIG. 2.20: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA GERADOR DE PULSO DE ALTA POTÊNCIA.....	47
FIG. 2.21: DIAGRAMA FUNCIONAL DO HTM.....	48
FIG. 3.1: GERADOR DE SINAL ANALÓGICO AGILENT E8257D.....	50
FIG. 3.2: SINAL MODULADO POR ONDA QUADRADA (50% DO CICLO).....	51
FIG. 3.3: LARGURA DO PULSO E IRP/FRP.....	52
FIG. 3.4: LÓBULOS LATERAIS GERADOS POR UMA MODULAÇÃO PULSADA.....	52
FIG. 3.5: LINHAS ESPECTRAIS PARA UMA MODULAÇÃO RETANGULAR DE 33,33%.....	53
FIG. 3.6: DIAGRAMA DA MONTAGEM EXPERIMENTAL.....	54
FIG. 3.7: DETALHE DE UM PULSO DE MICROONDAS EM 1 GHZ.....	54
FIG. 3.8: SÉRIE DE PULSOS DE MICROONDAS EM 1 GHZ.....	55
FIG. 3.9: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 1 GHZ.....	55
FIG. 3.10: DETALHE DE UM PULSO DE MICROONDAS EM 6 GHZ.....	56
FIG. 3.11: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 6 GHZ.....	57
FIG. 3.12: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 10 GHZ.....	58
FIG. 4.1: DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLIFICADO DA TÉCNICA DE GERAÇÃO DO SINAL PULSADO.....	60
FIG. 4.2: ESQUEMA DE FUNCIONAMENTO DE UM MODULADOR MACH-ZEHNDER.....	61
FIG. 4.3: DETALHE DE UM MODULADOR ÓPTICO MACH-ZEHNDER DE LiNbO_3	62
FIG. 4.4: DIAGRAMA DE BLOCOS DO EXPERIMENTO.....	62
FIG. 4.5: FOTO GERAL DA MONTAGEM.....	63
FIG. 4.6 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO MODULADOR ÓPTICO.....	63
FIG. 4.7: ESPECTRO DO SINAL DE MICROONDAS NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.....	64
FIG. 4.8: MONTAGEM DO MODULADOR ÓPTICO.....	65
FIG. 4.9: CONFIGURAÇÃO DA CARACTERIZAÇÃO DO MODULADOR AVANEX AM40.....	65
FIG. 4.10: POTÊNCIA ÓPTICA X POLARIZAÇÃO DC NO MODULADOR ÓPTICO AVANEX AM40.....	66
FIG. 4.11: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ ÓTIMA.....	67
FIG. 4.12: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ NO PIOR CASO.....	67
FIG. 4.13: TREM DE PULSOS NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	68
FIG. 4.14: DISTRIBUIÇÃO ESPECTRAL DE UM TREM DE PULSOS.....	68
FIG. 4.15: SIMULAÇÃO PARA $\tau = 1 \text{ ns}$	69
FIG. 4.16: CONFIGURAÇÃO DA CARACTERIZAÇÃO DO MODULADOR UTP.....	70
FIG. 4.17: POTÊNCIA ÓPTICA X POLARIZAÇÃO DC NO MODULADOR ÓPTICO UTP.....	70
FIG. 4.18: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ ÓTIMA.....	71
FIG. 4.19: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ NO PIOR CASO.....	71

FIG. 4.20: ESPECTRO DO SINAL PULSADO NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.....	72
FIG. 4.21: MONTAGEM DO MODULADOR ÓPTICO.....	73
FIG. 4.22: SINAL PULSADO NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.	74
FIG. 4.23: PORTADORA ÓPTICA NO PONTO 1 (A) E NO PONTO 2 (B) DA FIG. 4.4.	74
FIG.4.24: SINAL ÓPTICO PULSADO NO TEMPO, (A) DETALHE DO PULSO, (B) TREM DE PULSOS.	75
FIG.4.25: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA DIFERENTES AMPLITUDES DO SINAL MODULANTE.....	76
FIG.4.26: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA TREM DE PULSOS MODULANTE DE 2 NS.....	77
FIG.4.27: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA TREM DE PULSOS MODULANTE DE 5 NS.....	77
FIG.4.28: ESPECTRO DO SINAL ÓPTICO PULSADO PARA PULSOS DE 1 NS (A), 2 NS (B) E 5 NS (C).....	78
FIG.4.29: SINAL ÓPTICO NO MODULADOR DO SEGUNDO ESTÁGIO. (A) ENTRADA, (B) SAÍDA.....	79
FIG.4.30: POTÊNCIA DE SAÍDA DO SOA x CORRENTE, PARA O SINAL DE ENTRADA DE -17,01 dBm....	80
FIG. 4.31: ESPECTRO DO SINAL ANTES DO FILTRO (A) E DEPOIS DO FILTRO (B).....	80
FIG. 4.32: SINAL RESULTANTE NA CARGA: (A) COM <i>AVERAGE</i> , (B) SEM <i>AVERAGE</i>	81
FIG. 4.33: ESPECTRO DO SINAL RESULTANTE NO PONTO 7, DA FIG. 4.4.	82
FIG. 4.34: FOTO DA ANTENA CORNETA UTILIZADA.	84
FIG. 4.35: CONFIGURAÇÃO UTILIZADA NA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DO SINAL.....	84
FIG. 4.36: GUIA DE ONDAS RETANGULAR.	84
FIG. 4.37: LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO E MAGNÉTICO DE UM GUIA DE ONDAS RETANGULAR, OPERANDO NO MODO TE_{10}	85
FIG. 4.38: SINAL NO RECEPTOR: (I) SINAL PRINCIPAL, (II) SINAL RESULTANTE DE DESCASAMENTOS DE IMPEDÂNCIA, (III E IV) SINAIS RESULTANTES DE MULTIPERCURSOS.	86

Glossário

2-D	<i>2 dimensions</i>	2 dimensões
3-D	<i>3 dimensions</i>	3 dimensões
AD	Analogóico Digital	
AM	<i>Amplitude Modulation</i>	Modulação de amplitude
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i>	Gerador de forma de onda arbitrária
AWICS	<i>Airborne Wireless Intercommunications System</i>	Sistema de Intercomunicação Aérea Sem Fio
dB	<i>Decibel</i>	Decibel
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CW	<i>Continuous Wave</i>	Sinal de onda contínua
DC	<i>Direct Current</i>	Corrente contínua
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador a fibra dopada com Érbio
EMP	<i>Electromagnetic pulse</i>	Pulso eletromagnético
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>	Comissão Federal de Comunicações dos Estados Unidos
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão em Frequência
FRP	Frequência de repetição dos pulsos	
GPIO	<i>General Purpose Interface Bus</i>	
GPS	<i>Global Positioning System</i>	Sistema de Posicionamento Global
HPM	<i>High-power microwave</i>	Microondas em alta potência
HTM	<i>Hard Tube Modulator</i>	Modulador de tubo rígido
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	
IRP	Intervalo de repetição de pulso	
ISAR	<i>Inverse Synthetic Aperture Radar</i>	Radar de abertura sintética inversa
LOS	<i>Line of sight</i>	Linha de visada direta
LTI	<i>Linear time invariant</i>	Invariante linear no tempo
MLL	<i>Model locked laser</i>	Laser Model Locked
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i>	Modulador Mach-Zehnder
NLOS	<i>Non line of sight</i>	Sem linha de visada direta
NRZ	<i>Non return to zero</i>	Sem retorno a zero
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>	Analisador de espectro óptico

PALS	<i>Precision Asset Location System</i>	Sistema de Localização Pessoal de Precisão
PG	<i>Processing gain</i>	Ganho de processamento
PGS	<i>Pulse generator sync</i>	Sincronismo do gerador de pulsos
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>	Modulação por Posição de Pulso
PS	<i>Photoconductive switches</i>	Chaves foto-condutivas
PW	<i>Pulse Width</i>	Largura de pulso
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação da Amplitude em Quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Modulação da Fase em Quadratura
RF	<i>Radio frequency</i>	Frequência de rádio
RZ	<i>Return to zero</i>	Retorno a zero
SC	<i>Super Continuum</i>	Super Contínua
SLM	<i>Spatial light modulator</i>	Modulador de luz espacial
SNR	<i>Signal to noise ratio</i>	Relação sinal / ruído
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>	Amplificador Óptico a Semicondutor
SRD	<i>Step recovery diode</i>	Diodo de recuperação degrau
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo
TE	<i>Transverse Electric</i>	Modo de propagação transversal
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>	Veículo aéreo não tripulado
UWB	<i>Ultra Wide-Band</i>	Banda ultra-larga
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>	Oscilador controlado por tensão
VHF	<i>Very High Frequency</i>	Frequência muito alta
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>	Rede Pessoal Sem Fio

Introdução

Breve histórico dos sinais de banda larga

Apesar de serem considerados um marco na tecnologia sem fio de banda larga, sinais de banda ultra-larga, comumente conhecidos como UWB (*Ultra Wide-Band*), são atualmente resultado de mais de 40 anos de avanços tecnológicos. Na verdade, pode se afirmar que um sinal UWB foi empregado pela primeira vez por Marconi no final da década de 1890 nos seu projetos de transmissão através de centelhas elétricas, e posteriormente também na sua celebrada transmissão através do Atlântico em 12 de dezembro de 1901, que também utilizava técnicas de centelhamento [1]. Entretanto, as origens da tecnologia propriamente dita surgiram com diversos trabalhos sobre o eletromagnetismo no domínio do tempo realizados no princípio da década de 60 [2], onde o estudo da propagação de ondas eletromagnéticas era feito no domínio temporal ao invés da abordagem mais comum no domínio da frequência.

O UWB seguiu o mesmo caminho que a transmissão por espalhamento espectral, que se originou em aplicações militares durante a Segunda Guerra Mundial como uma forma de defesa contra torpedos inimigos, sendo empregada comercialmente apenas 40 anos depois. Devido à sua baixa probabilidade de detecção, quando utilizados em aplicações de comunicações e radares, os primeiros sistemas UWB foram empregados inicialmente no campo militar e seu interesse comercial surgiu apenas muito tempo depois, com a revisão pelo FCC das normas para sistemas de transmissão UWB, em 1998 [3], e seu relatório subsequente de fevereiro de 2002 [4].

Atualmente os sinais de banda larga, nos quais estão incluídos os sinais de banda ultra-larga (UWB) e sinais pulsados de microondas, são empregados em uma ampla gama de aplicações, sendo utilizados tanto em sistemas de telecomunicações civis e militares como nos mais diversos tipos de radares, sensores, armamentos e aplicações biomédicas.

Apresentação da tese

Uma nova técnica de geração de sinais pulsados de microondas é desenvolvida. Esta técnica baseia-se na composição de dois sinais arbitrários, um trem de pulsos ultra-rápidos e uma portadora de microondas, originados a partir de diferentes fontes e combinados no domínio

óptico, de forma a preservar ao máximo as características espectrais e temporais de ambos os sinais.

No Capítulo 1, os principais conceitos e aplicações relativos a sinais pulsados são apresentados. Os fundamentos de sinais pulsados rápidos de microondas, assim como pulsos rápidos analisados no domínio do tempo, são introduzidos.

O Capítulo 2 discute os principais métodos e técnicas de geração de pulsos rápidos de RF para as aplicações e tecnologias apresentadas no capítulo anterior.

No Capítulo 3, os sinais pulsados de microondas de um gerador de sinal *Agilent E8257D* são caracterizados. O objetivo desta análise é permitir uma comparação das características dos sinais pulsados de microondas deste avançado equipamento comercial com as formas de onda resultantes da técnica que será apresentada no Capítulo 4.

Finalmente, no Capítulo 4 será detalhada a técnica de geração de sinais pulsados ultrarrápidos de microondas aqui desenvolvida. Serão apresentados os conceitos utilizados e toda a configuração empregada na sua validação experimental.

Por último, Conclusões traz as discussões finais sobre os resultados obtidos na validação da técnica, bem como as comparações pertinentes com outros métodos apresentados.

REFERÊNCIAS

- [1] R. J. Fontana, "Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, pp. 2087- 2104, September 2004.
- [2] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-domain electromagnetics and its applications," *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 299–318, Mar. 1978.
- [3] "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems". [Online]. disponível em: <http://www.fcc.gov/oet/dockets/et98-153>, consultado em Outubro de 2006.
- [4] "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", Report and order, adopted February 14, 2002.

Capítulo 1 - Tecnologia e aplicações de sinais pulsados rápidos

Neste capítulo os principais conceitos e aplicações relativos a sinais pulsados serão apresentados. Os fundamentos de sinais pulsados rápidos de microondas, assim como pulsos rápidos analisados no domínio do tempo, comumente conhecidos como UWB (*Ultra Wide-Band*), serão introduzidos.

1.1 O surgimento da tecnologia UWB

A maioria dos conceitos iniciais e patentes em tecnologia UWB origina-se da década de 1960 e foram elaborados pelo *Sperry Research Center* (Sudbury, MA), então parte da *Sperry Rand Corporation* sob a direção do Dr. Gerald F. Ross [1]. Naquela época esta tecnologia era referida como banda base, sem portadora ou impulsiva, refletindo o fato de que a estratégia de geração do sinal fundamental era resultado de um pulso com tempo de subida extremamente rápido, de um sinal degrau, ou de um impulso que excitava uma antena de banda larga.

O termo "banda ultra larga" ou UWB não foi empregado até aproximadamente 1989. Entretanto, muitas teorias, técnicas e *hardwares* já tinham sido extensivamente desenvolvidos até então.

A excitação fundamental dos primeiros sistemas UWB era tipicamente gerada em banda base, utilizando principalmente diodos túneis, o que resultava em um espectro radiado sem a presença de uma portadora típica, como nas tecnologias normalmente empregadas na época. Devido ao tempo de duração extremamente curto dessa banda base, a forma de onda gerada era essencialmente a resposta ao impulso do elemento radiante. Desta forma, nos sistemas iniciais, a frequência central de operação, assim como a largura de banda instantânea da emissão, eram fortemente dependentes das características eletromagnéticas da antena.

O conceito fundamental era bastante simples e já conhecido há muitos anos. Ao invés da caracterização de um sistema linear invariante no tempo (LTI, *linear time invariant*), através de formas convencionais da resposta de uma varredura em frequência (por exemplo, uma série de amplitudes e fases medidas em função da frequência), um sistema LTI pode, alternativamente,

ser totalmente caracterizado por sua resposta a uma excitação impulsiva no domínio do tempo, a resposta ao impulso $h(t)$. Em particular, a saída $y(t)$ de um sistema, para qualquer entrada arbitrária $x(t)$ poderá ser unicamente determinada pela integral convolucional [2]:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(u)x(t-u)du, \quad (1.1)$$

onde $x(t)$ é o sinal de entrada, $h(t)$ é a resposta da rede ao impulso e $y(t)$ é a forma de onda correspondente na saída.

Entretanto, isto era muito mais fácil formular teóricamente do que conseguir a prova experimental. Até 1962, não havia forma convencional de observarem-se formas de onda com duração da ordem de sub-nanosegundos. Felizmente, aproximadamente na mesma época [3], a Hewlett-Packard introduziu o osciloscópio de amostragem no domínio do tempo que facilitou bastante estas medições.

É interessante notar que o Eletromagnetismo no domínio do tempo provavelmente se manteve no passado apenas como uma curiosidade matemática e de laboratório. Não ocorreu, inicialmente, que estas técnicas pudessem ser empregadas para medir antenas de banda larga que também são sistemas LTI. De qualquer modo, diferentemente de um circuito de microondas, tal como um filtro, onde uma resposta a um impulso pode ser medida no próprio circuito, a excitação impulsiva de uma antena resulta num campo eletromagnético que deve ser detectado e medido remotamente. Quando um osciloscópio de amostragem no domínio do tempo com uma antena externa de banda larga e um amplificador foram utilizados para realizar essas medidas remotas, tornou-se evidente que agora existiam os fundamentos para se construir radares ou sistemas de comunicações impulsivos [4].

O último elemento necessário para que sistemas reais pudessem ser desenvolvidos eram os receptores de pulsos rápidos. No início dos anos 70, tanto os transistores de avalanche quanto os detectores de diodo túnel foram construídos, na tentativa de detectar estes sinais rápidos. A implementação bem sucedida de receptores portáteis, sensíveis a pulsos rápidos, acelerou o desenvolvimento dos sistemas [3].

Com todos estes blocos disponíveis, diversas aplicações foram desenvolvidas na tecnologia de pulsos rápidos, dentre elas podem-se destacar vários tipos de radares, sistemas de comunicações e, mais recentemente, sistemas de posicionamento de precisão.

1.2 Tecnologia de pulsos rápidos

As técnicas iniciais de geração de pulsos rápidos de RF utilizavam os tempos rápidos de subida e descida de um pulso em banda base para excitar uma antena de banda larga. A antena, por sua vez, gerava as características da resposta impulsiva. Para uma estrutura de banda larga, esta resposta consistia, tipicamente, em uma rajada eletromagnética contendo apenas alguns ciclos do sinal de RF, conforme Fig. 1.1 [3]. O espectro deste sinal está ilustrado na Fig. 1.2 [3]. O ajuste das características da frequência e da largura de banda do sinal pode ser feito variando-se as dimensões físicas da antena.

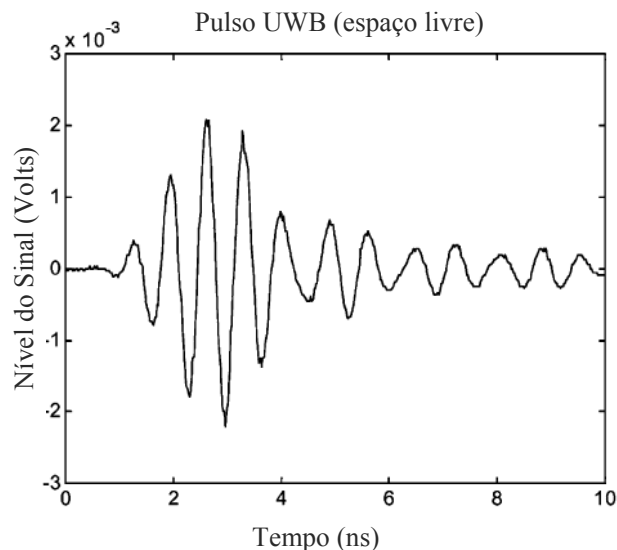


FIG. 1.1: PULSO UWB TÍPICO NO DOMÍNIO DO TEMPO - ALGUNS CICLOS DE RF.

Uma das primeiras fontes de banda base [4] utilizava um gerador Marx para fornecer o degrau de alta tensão com tempo de subida rápido que, por sua vez, seria aplicado a um diodo SRD (*step recovery diode*) posicionado na abertura ou no ponto de alimentação da antena. Inventado por Marx em 1924, o gerador Marx é uma técnica eficiente de geração de pulsos de alta tensão e curta duração e se baseia em um mecanismo de carga de capacitores em paralelo que rapidamente se descarregam em série. Enquanto originalmente os mecanismos de chaveamento utilizavam fagulhas entre o ar e o elemento dielétrico, dispositivos de estado sólido utilizam diodos de avalanche e outros mecanismos de chaveamento para gerar pulsos da ordem de

nanosegundos e alguns milhares de volts DC [3]. Posteriormente, os SRDs melhoraram os tempos de subida na saída do gerador Marx até valores muito próximos de excitações impulsivas de banda base ideais. Como os SRDs são geralmente limitados por tensões de ruptura inferiores a 100 V, diversos SRDs eram frequentemente conectados em série, para permitir impulsos ou excitações de banda base em tensões superiores. O pulso de banda base resultante, $p(t)$, normalmente consistia de um sinal com subida rápida em sub-nanosegundos, seguido por um decaimento mais lento de alguns nanosegundos. Entretanto, havia diversos problemas nesta abordagem.

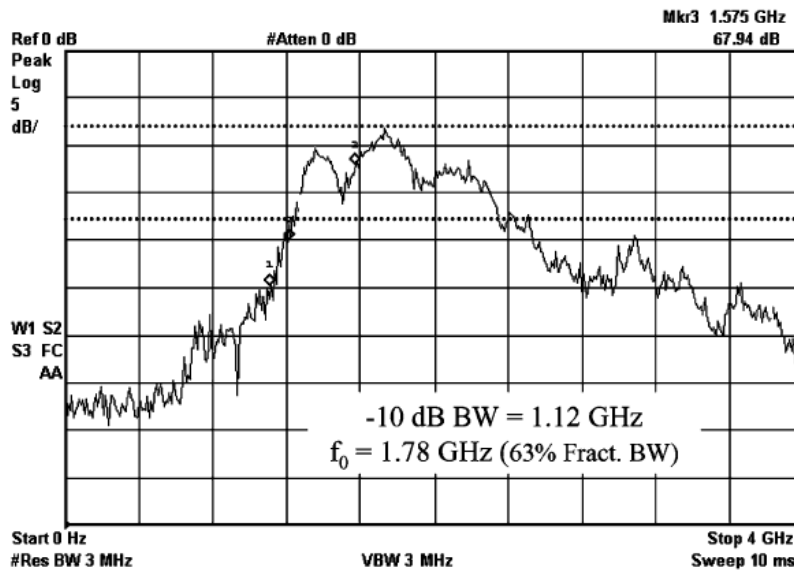


FIG. 1.2: ESPECTRO DE UM PULSO UWB TÍPICO.

Em primeiro lugar, a energia do pulso excitado em banda base decaía de forma logarítmica com a frequência, uma consequência natural de seu comportamento duplamente exponencial no domínio do tempo. Como exemplo, um modelo matemático simples para um pulso excitado em banda base é dado pela relação:

$$p(t) = t \exp\left(\frac{-t}{\alpha}\right) u_{-1}(t) , \quad (1.2)$$

onde α é o tempo de subida efetivo (para um pulso positivo) e u_{-1} é a função degrau unitário. A magnitude ao quadrado da transformada de Fourier de $p(t)$, ou seja, a densidade de energia do sinal, tem um comportamento assintótico dado por:

$$|P(f)|^2 = \frac{\alpha^4}{16\pi^4 f^4} \quad (1.3)$$

Esta equação mostra uma queda de -12 dB por oitava, em função da frequência. A Fig. 1.3 [3] ilustra esse fenômeno, para uma fonte com $\alpha \cong 130$ ps.

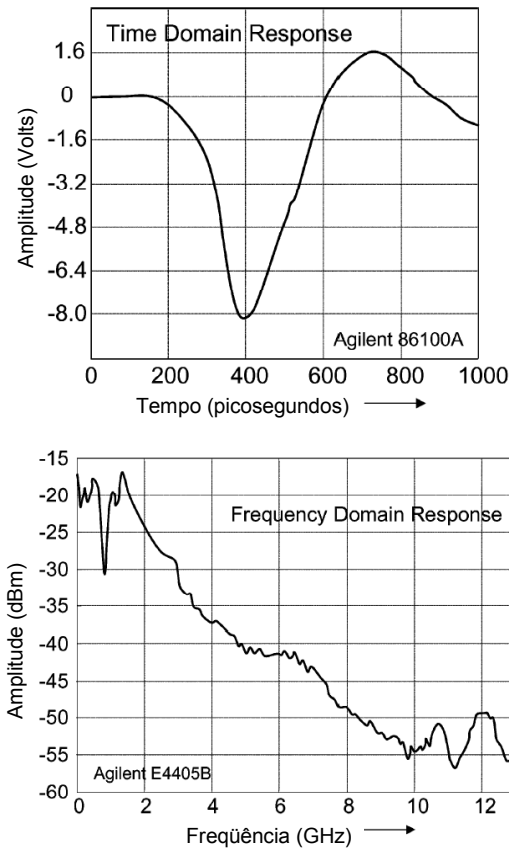


FIG. 1.3: PULSO DE BANDA BASE NO DOMÍNIO DO TEMPO E DA FREQUÊNCIA.

Como resultado, a quantidade de energia disponível nas frequências de microondas é significativamente menor do que a potência de toda a largura de banda do sinal. Isto pode

ocasionar a perda da maior parte da energia do sinal por efeitos térmicos. Adicionalmente, amplitudes muito mais altas em baixas frequências têm a tendência indesejável de excitar impulsivamente outras partes do circuito, tais como cabos e trilhas, o que resultaria em emissões em frequências indesejadas. Dessa forma, se a antena é modificada, intencionalmente ou não, a frequência e a largura de banda da emissão resultantes podem se alterar de forma significativa.

Utilizando-se tais técnicas, a frequência de repetição dos pulsos (FRP) da fonte impulsiva é, basicamente, limitada pelas perdas térmicas nos ciclos de carga superiores, pois a maior parte da energia retornará como reflexão indesejada. FRPs superiores a algumas centenas de kHz são, desta forma, muito difíceis de se obter quando se desejam picos com potências consideráveis.

Mais recentemente, diversas abordagens alternativas para geração de sinais pulsados rápidos têm sido desenvolvidas [5]. Estas técnicas incluem osciladores chaveados, fontes impulsivas de baixo nível com amplificadores chaveados no tempo e diversas combinações de projetos com amplificadores heteródinos tradicionais e chaveados. No Capítulo 2 serão abordados os diversos métodos com maiores detalhes.

Para os projetos de receptores de pulsos rápidos, diversos métodos têm sido utilizados, desde simples detectores de níveis de sinal até as mais complexas técnicas de correlação [3]. É interessante notar que nos casos onde o sinal resultante recebido acumula variações aleatórias de fase uniformemente distribuídas, originárias da rajada transmitida (por exemplo, reflexões, geração dos pulsos não coerentes, etc.), um simples detector de envoltória poderá se mostrar eficiente.

As técnicas mais recentes geralmente utilizam diodo túnel em suas configurações. Como detector, o diodo túnel não necessita de polarização, possui resposta em frequência relativamente plana e para um espectro extremamente amplo (até ondas milimétricas), boa estabilidade térmica (tipicamente $\pm 0,5$ dB em temperaturas extremas) e baixo ruído. O diodo túnel, quando polarizado para operar em sua região quiescente, próximo ao pico de sua curva I-V, se comporta como um dispositivo sensível à carga, onde uma pequena carga recebida força a uma transição para sua região de resistência negativa (transição tipicamente medida em dezenas de ps), conforme Fig. 1.4 [19], produzindo uma tensão de saída que pode ser medida. Uma vantagem muito importante deste tipo de detector de energia é que o formato do pulso é irrelevante, o que é particularmente interessante em condições severas de multipercurso.

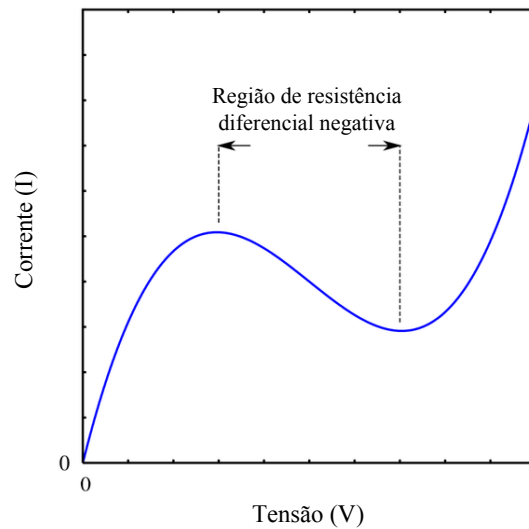


FIG. 1.4: CURVA I-V APROXIMADA DE UM DIODO TÚNEL.

1.3 Sistemas e aplicações

Existem diversas aplicações e sistemas que utilizam pulsos eletromagnéticos rápidos em sua tecnologia. No caso particular em UWB, as aplicações se concentram basicamente nas áreas de sistemas de telecomunicações, radares, sensores de precisão e localizadores. Sinais pulsados de microondas em alta potência são também bastante utilizados na medicina, indústria química e aplicações militares.

1.3.1 Sistemas de telecomunicações

A tecnologia UWB tem sido amplamente empregada nas soluções de telecomunicações tanto para fins civis como militares. A UWB é considerada uma tecnologia muito promissora na alocação do espectro de RF, pois permite que novos serviços coexistam com os sistemas de rádio remanescentes, causando uma interferência mínima ou praticamente nula. Esta possibilidade de coexistência tem sido um dos principais fatores para o desenvolvimento de soluções UWB para telecomunicações. Recentemente, foi criado pelo IEEE o padrão 802.15.3a, que utiliza sinais de pulsos rápidos UWB para redes de dados pessoais (WPAN, *Wireless Personal Area Network*) com capacidade proposta de até 480 Mbps.

A seguir, serão tratados as principais vantagens e desafios inerentes à natureza dos pulsos de curta duração utilizados na tecnologia UWB para aplicações de telecomunicações. É

importante ressaltar que muitas dessas características são comuns a outras aplicações da tecnologia e que serão discutidas nos itens seguintes.

A. Vantagens

Dentre as principais vantagens podem-se destacar [6]:

Compartilhamento de espectro

O pré-requisito de nível de potência estabelecido pelo FCC (*Federal Communications Commission*), $-41,3$ dBm/MHz (75 nW/MHz), posiciona os dispositivos em uma categoria de radiantes não intencionais, tais como TVs e monitores de computador. Tal restrição de potência possibilita que sistemas UWB se mantenham abaixo do nível de ruído de um receptor típico de banda estreita e permite que os sinais UWB coexistam com os serviços de rádio existentes. Entretanto, isso tudo depende do tipo de modulação empregada.

Alguns esquemas de modulação geram linhas espectrais discretas não desejadas, que podem tanto aumentar a chance de interferir em outros sistemas como aumentar a vulnerabilidade do sistema UWB sofrer interferências. A Fig. 1.5 [6] ilustra a idéia geral da coexistência do UWB com outras tecnologias.

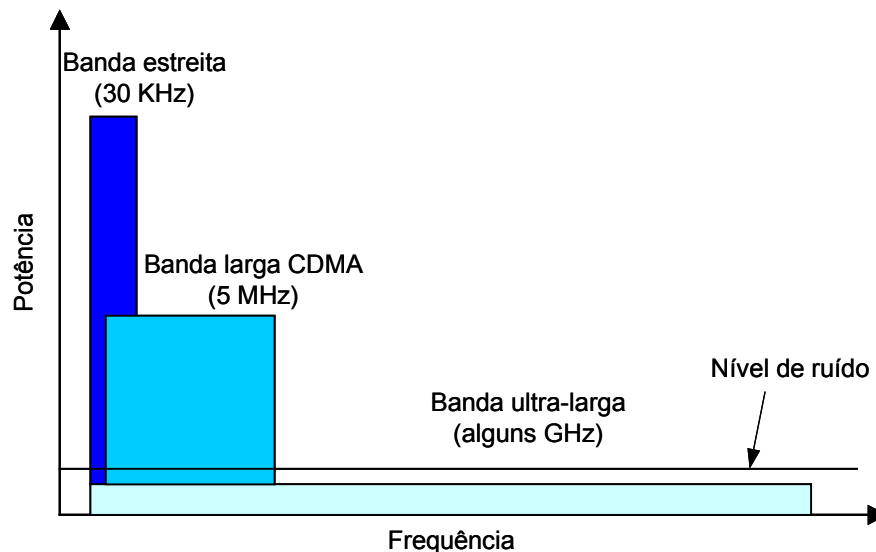


FIG. 1.5: COEXISTÊNCIA DO SINAL UWB COM OUTROS SINAIS NO ESPECTRO.

Ampla capacidade de canal

Uma das grandes vantagens da ampla largura de banda dos pulsos UWB é uma melhor capacidade de canal. A capacidade de canal, ou taxa de dados, é definida como a quantidade máxima de dados que pode ser transmitida por segundo num canal de comunicação. As capacidades de canal superiores nos sistemas UWB são evidenciadas pela equação de capacidade de Hartley-Shannon [6]:

$$C = B \log_2 (1 + SNR), \quad (1.4)$$

onde C representa a capacidade máxima do canal, B é a largura de banda e SNR é a relação sinal ruído. Como mostrado em (1.4), a capacidade do canal C aumenta linearmente com a largura de banda B . Deste modo, em um sinal UWB, com largura de banda de vários GHz, são esperadas taxas de dados da ordem de Gbps. Entretanto, devido às limitações de potência de transmissão impostas pelas regulamentações, essas taxas de dados elevadas só são possíveis em curtas distâncias, tipicamente até 10 metros. Isto torna os sistemas UWB candidatos perfeitos para aplicações em curtas distâncias, tais como WPANs.

Capacidade de operação com baixa relação sinal / ruído

A equação (1.4) também indica que a capacidade do canal depende de forma logarítmica apenas da relação sinal / ruído (SNR). Deste modo, sistemas de comunicação UWB são capazes de operar em condições severas de baixa relação sinal / ruído e, ainda assim, oferecer boa capacidade de canal, devido à sua grande largura de banda.

Baixa probabilidade de interceptação e detecção

Devido à baixa potência média de transmissão, como previamente discutido, sistemas de comunicação UWB possuem uma imunidade inerente à detecção e interceptação. Com essas potências baixas, um receptor não-autorizado tem que estar muito próximo do transmissor (aproximadamente 1 metro) para detectar a informação transmitida. Adicionalmente, pulsos UWB são modulados no tempo com códigos únicos, para cada par transmissor/receptor. A modulação temporal de pulsos extremamente estreitos adiciona ainda mais segurança à transmissão UWB, pois detectar pulsos de picosegundos, sem saber quando eles ocorrerão, é

praticamente impossível. Desta forma, sistemas UWB prometem alcançar níveis de segurança bastante elevados e baixa probabilidade de interceptação e detecção, o que é um requisito crítico principalmente em aplicações militares.

Resistência à interferência

Diferentemente dos bem definidos espectros de frequência de banda estreita, o espectro UWB cobre uma vasta faixa de frequências, desde dc até diversos GHz, e oferece alto ganho de processamento para os sinais UWB. O ganho de processamento (PG) é a capacidade de resistência do sistema à interferência e é definido como a relação entre a largura de banda de RF e a largura de banda do sinal de informação:

$$PG = \frac{\text{Banda de RF}}{\text{Banda de Informação}} \quad (1.5)$$

A diversidade em frequência, devido ao alto ganho de processamento, torna os sinais UWB relativamente resistentes à interferência, seja ela intencional ou não, pois nenhum dispositivo pode interferir em todas as frequências do espectro UWB ao mesmo tempo. Desta forma, se algumas frequências sofrerem interferência, ainda haverá uma boa quantidade de outras frequências que permanecerão inalteradas. Entretanto, é importante ressaltar que este desempenho dos sistemas UWB pode ser degradado, dependendo do esquema de modulação utilizado.

Bom desempenho em canais sob desvanecimento de multipercurso

O fenômeno conhecido como desvanecimento é inevitável nos canais de comunicação sem fio. Ele é causado pelas múltiplas reflexões do sinal transmitido por vários obstáculos, tais como prédios, árvores, pessoas etc. A linha direta entre o transmissor e o receptor é denominada linha de visada direta (LOS) e os sinais refletidos são as linhas de não visada direta (NLOS). A Fig. 1.6 mostra os efeitos de desvanecimento de multipercurso para um sinal de banda estreita e um sinal UWB.

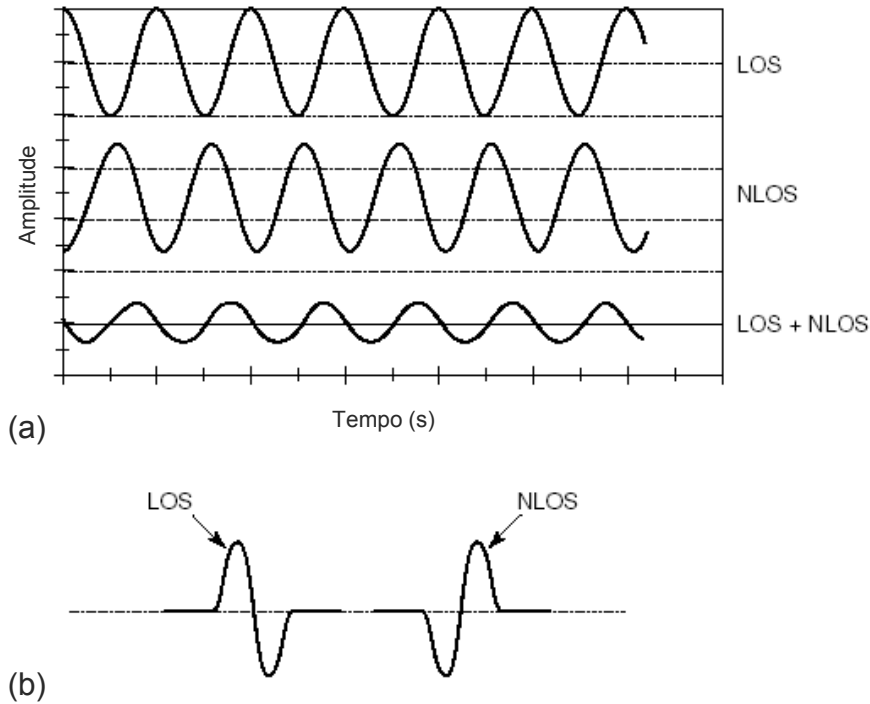


FIG. 1.6: FENÔMENO DO MUTIPERCURSO: (a) SINAL DE BANDA ESTREITA. (b) SINAL UWB.

Como mostrado na Fig. 1.6, o efeito do multipercurso é muito mais severo em sinais de banda estreita. Ele pode causar degradações do sinal em até -40 dB devido às defasagens entre o LOS e os NLOS. Por outro lado, a duração extremamente curta dos pulsos UWB os torna muito menos sensíveis aos efeitos do multipercurso. Como geralmente a duração do pulso UWB é inferior a um nanosegundo, os pulsos refletidos têm uma janela de tempo muito pequena para colidir com o pulso LOS e causar degradação do sinal.

Apesar da curta duração dos pulsos UWB os tornarem menos sensíveis aos efeitos do multipercurso, comparados aos sinais de banda estreita, isto não significa que eles sejam totalmente imunes. Pesquisas de modelagem de canais UWB têm mostrado que, dependendo da modulação utilizada, pulsos UWB de baixa potência podem ser significativamente desvanecidos em ambientes internos, onde um grande número de objetos está espalhado, de forma próxima uns dos outros [6].

Capacidade de penetração de materiais

Diferentemente das tecnologias em banda estreita, sistemas UWB podem efetivamente atravessar diferentes materiais. As baixas frequências incluídas no amplo espectro UWB possuem

grandes comprimentos de ondas, que permitem aos sinais UWB penetrarem em uma grande variedade de materiais, inclusive paredes. Esta propriedade torna a tecnologia UWB viável para comunicações através de paredes e radares de penetração do solo. Entretanto, esta capacidade só é possível quando for permitido ao dispositivo ocupar a faixa de baixas frequências do espectro de rádio.

B. Desafios

A tecnologia UWB em telecomunicações não possui apenas vantagens. De fato, existem muitos desafios envolvidos na utilização de pulsos ultra-rápidos para comunicações. Dentre as principais dificuldades das comunicações UWB podem-se destacar [6]:

Distorção no formato do pulso

As características de transmissão dos pulsos UWB são mais complicadas do que aquelas para os sinais de banda estreita. Os sinais de banda estreita permanecem senoidais através de todo o canal de transmissão. Entretanto, a baixa potência dos pulsos UWB pode ser significativamente distorcida no canal de transmissão. Pode-se mostrar esta distorção matematicamente através da equação de transmissão de Friis, amplamente utilizada [6]:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2, \quad (1.6)$$

onde P_r e P_t são as potências do sinal recebida e transmitida, respectivamente; G_t e G_r são os ganhos das antenas do transmissor e do receptor, respectivamente; c é a velocidade da luz no vácuo; d é a distância entre o transmissor e o receptor e f é a frequência do sinal.

Por (1.6) pode-se notar que a potência do sinal recebido cai quadraticamente com o aumento da frequência. Em sinais de banda estreita, variações na frequência alteram minimamente a potência recebida e, desta forma, podem ser ignoradas. Entretanto, devido à ampla faixa de frequências cobertas pelo espectro UWB, a potência recebida pode ser alterada drasticamente, distorcendo o formato do pulso. Isto limitará o desempenho de receptores UWB, que correlacionam os pulsos recebidos com um padrão pré-definido, como nos filtros casados clássicos.

Estimativa do canal

A estimativa do canal é um aspecto crucial no projeto do receptor. Como na prática não é possível observar todos os canais presentes, é importante utilizar seqüências de testes para estimar os parâmetros do canal, tais como atenuações e atrasos no percurso de propagação. Dado que a maioria dos receptores correlaciona o sinal recebido com um sinal padrão pré-estabelecido, o conhecimento prévio dos parâmetros de um canal é necessário para se prever o formato do sinal padrão que será semelhante ao sinal recebido. Porém, como pulsos UWB sofrem distorções, devido às razões anteriormente relatadas, a estimativa do canal nos sistemas UWB se torna muito complicada.

Sincronização

Como em qualquer outra comunicação sem fio, a sincronização entre o receptor e o transmissor é uma necessidade também no UWB. Entretanto, a tarefa de amostrar e sincronizar pulsos da ordem de nanosegundos é um grande desafio nos projetos dos sistemas UWB. Para amostrar estes pulsos estreitos, conversores analógico-digitais (AD) muito rápidos são necessários. Além disso, as severas limitações de potência e curta duração dos pulsos tornam o desempenho dos sistemas UWB altamente sensíveis a erros no tempo (efeitos de "*drift*" ou deriva e "*jitter*" ou tremor). Isto é um aspecto muito importante, principalmente para o sucesso de receptores de modulação por posição do pulso (PPM), que precisam detectar a posição exata do sinal recebido.

Interferência de múltiplo acesso

Num sistema de comunicação multi-usuário ou de múltiplos acessos, diversos usuários ou dispositivos podem enviar informações simultaneamente utilizando o mesmo meio de transmissão (a interface aérea, no caso das comunicações sem fio). No ponto de recepção, um ou mais receptores devem estar habilitados a separar os usuários e detectar a informação do usuário de interesse. A interferência dos outros sobre o usuário de interesse é chamada interferência de múltiplo acesso, que é um fator limitante para a capacidade do canal e o desempenho dos receptores. A adição desta interferência ao ruído do canal, assim como a influência das interferências anteriormente discutidas, podem degradar significativamente os pulsos UWB de

baixa potência e tornar o processo de detecção muito difícil. A Fig. 1.7 ilustra um canal UWB de múltiplo acesso.

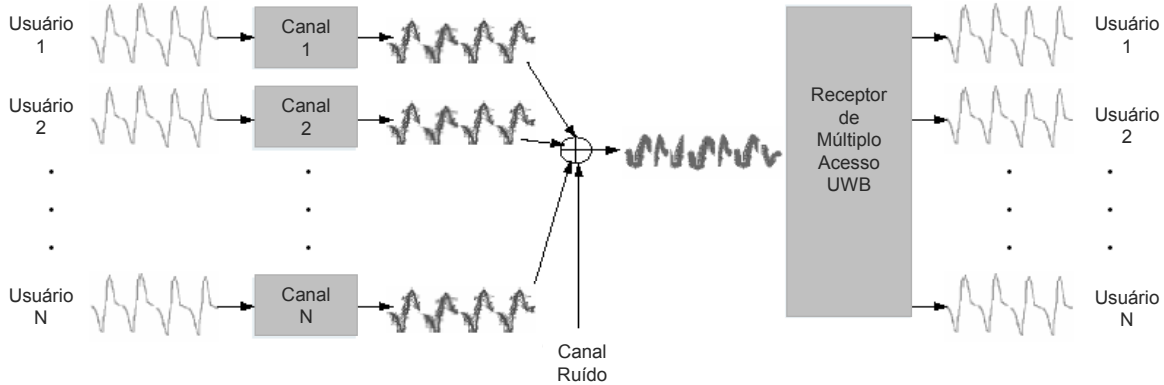


FIG. 1.7: CANAL UWB DE MÚLTIPLO ACESSO.

C. Alguns exemplos de sistemas recentes de comunicação por pulsos rápidos

Dentre os sistemas de comunicação por pulsos rápidos UWB podem-se citar três exemplos que realçam algumas das principais características comentadas até aqui [3]: DRACO; ORION; e sistemas AWICS (*Airborne Wireless Intercommunications System*). Em todos eles, cada transceptor UWB pode ser configurado como uma rede via rádio que acomoda múltiplos usuários simultaneamente. Entretanto, cada projeto tem uma aplicação específica.

O DRACO é um sistema de comunicações de dados elaborado para aplicações militares críticas. Ele pode ser classificado como um rádio UWB *ad-hoc* móvel, que utiliza uma combinação de multiplexação de divisão em frequência (FDM) e acessos múltiplos por divisão temporal (TDMA). Os sistemas DRACO incorporam tanto as altas velocidades das redes UWB multicanais, como mecanismos de segurança sobre a comunicação e a transmissão. Seu transceptor é projetado para automaticamente reconfigurar seu roteamento em função de estimativas das mudanças dinâmicas do ambiente. Desenvolvido para operar com alcance superior a alguns quilômetros (dependendo do terreno), o DRACO suporta tanto voz e dados criptografados, como também taxas de transmissão superiores (não criptografadas) para vídeo. A Fig. 1.8 [3] ilustra os componentes de um nó DRACO.

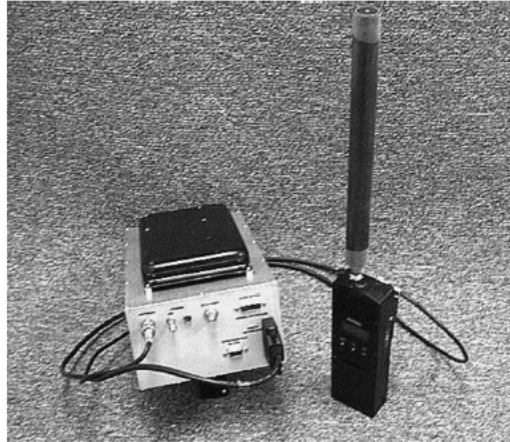


FIG. 1.8: NÓ DRACO. INTERFACE DE USUÁRIO À DIREITA. TRANSECTOR UWB À ESQUERDA.

Desenvolvido também para aplicações militares, o ORION é outro exemplo de transceptor de rádio para redes UWB. Projetado para operações de infantaria, opera tanto a curto alcance (~1 km) como em distâncias maiores (~50-60 km). Ele possui uma arquitetura TDMA fixa que utiliza configuração de rede em "estrela", onde um único mestre é utilizado para coordenar a transmissão ao longo das diversas unidades escravas. Uma característica única é seu modo de frequência dual, que permite operar tanto com linha de visada (LOS) em frequências de microondas (banda L), como em propagações estendidas sem linha de visada (NLOS) utilizando frequências mais baixas de VHF. A Fig 1.9 [3] mostra transceptores ORION de banda L.

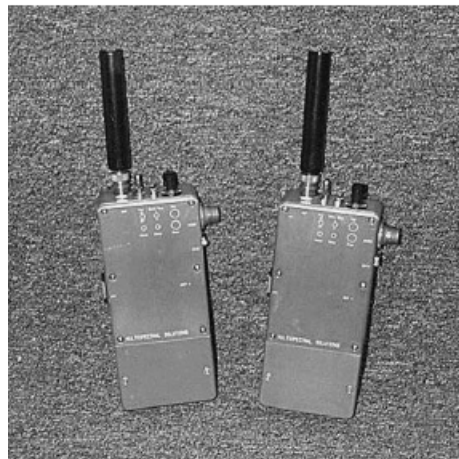


FIG. 1.9: TRANSECTORES DE RÁDIO UWB ORION BANDA-L.

O AWICS é outro exemplo de arquitetura de pulsos rápidos TDMA. Ele foi especialmente desenvolvido para operar em ambientes de aviões e helicópteros, onde os efeitos do multipercurso são extremamente elevados. Para tal, sua taxa de dados e a estrutura de pacotes foram elaboradas para possibilitar sua operação adequada mesmo na presença de condições muito severas de reflexão de sinal. A Fig 1.10 [3] mostra o protótipo de um transceptor móvel UWB AWICS com fone de cabeça.

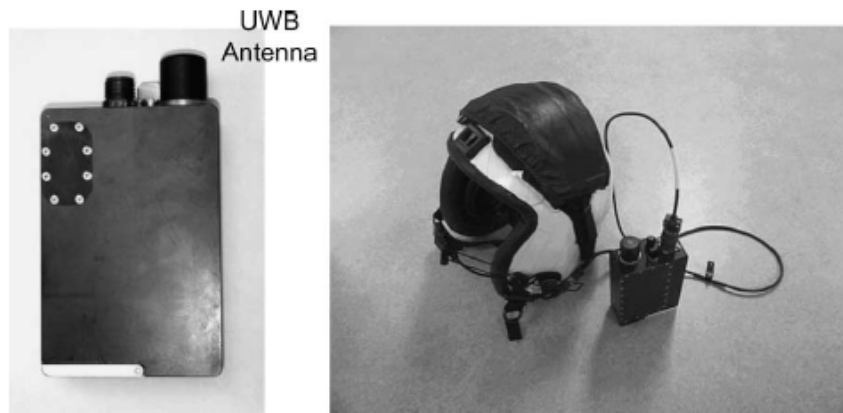


FIG. 1.10: TRANSECTOR MÓVEL AWICS.

1.3.2 Sistemas de radares e sensores

Existem diversas utilizações das propriedades dos pulsos rápidos UWB no campo de radares de alta resolução e sensores. Aplicações de radares UWB têm demonstrado possibilidade de seu uso em praticamente todos os casos que necessitam observação remota de objetos parados ou em movimento a curtas distâncias.

Com excelente resolução, alta imunidade à interferência e boa capacidade de penetração em diferentes materiais, os radares e sensores UWB podem ser empregados tanto na área civil como industrial e militar, nas mais diversas funções. Podem ser utilizados em sistemas veiculares, controle de tráfego, segurança, resgates, aplicações biomédicas, construção civil, entre outros. A seguir, serão discutidas algumas destas aplicações e suas principais características.

A. Vantagens

As técnicas de pulsos rápidos UWB em radares e sensores possuem pelo menos sete vantagens sobre as abordagens mais tradicionais. Dentre elas podem-se citar [7]: 1) maior

resolução e precisão nas medidas, devido ao pequeno comprimento espacial do sinal transmitido; 2) melhor reconhecimento do alvo, pois o sinal recebido não traz apenas a informação do alvo como um todo, mas também de seus diversos elementos e detalhes; 3) maior imunidade aos elementos passivos, tais como chuva, neblina, fumaça, poeira etc. Isto ocorre porque a seção da fonte de interferência espalhada é geralmente muito menor que a do alvo; 4) maior estabilidade para observar alvos com baixos ângulos de elevação, devido ao sinal principal e uma possível reflexão no solo atingirem a antena em tempos diferentes, o que permite sua distinção; 5) maior probabilidade de detecção de tipos específicos de alvos por causa da eliminação da estrutura do lóbulo dos padrões secundários do alvo; 6) maior imunidade a ruídos e interferência de sinais de banda estreita; 7) redução da "zona morta" do radar; 8) maior descrição devido à dificuldade de detecção do sinal por outros sistemas; 8) maior segurança operacional em função do amplo espectro do radar.

B. Radar veicular

Radares ou sensores veiculares são dispositivos desenvolvidos para melhorar a segurança no tráfego de veículos. Geralmente são utilizados como mecanismos de piloto automático ou como sensores de aproximação, para evitar colisões e auxiliar manobras críticas, conforme Fig. 1.11 [20]. Normalmente, estes dispositivos são colocados no próprio veículo, mas existem também algumas aplicações específicas, onde são posicionados em locais estratégicos para controlar o tráfego como, por exemplo, na detecção de veículos em cruzamentos com ferrovias [8].

Como os radares de pulso rápido UWB têm ótima resolução (da ordem de alguns centímetros), eles podem ser utilizados para distinguir carros, pessoas, animais, postes e até mesmo buracos, permitindo que comandos sejam enviados para alterar dinamicamente a suspensão do veículo, acionar os freios ou outros mecanismos de direção.

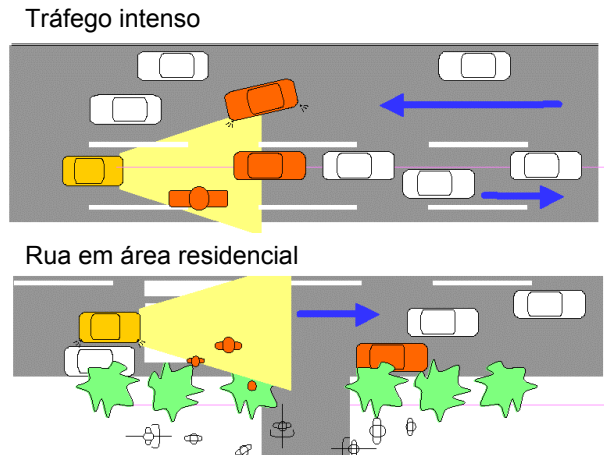


FIG. 1.11: OPERAÇÃO DE UM RADAR VEICULAR EM TRÁFEGO.

Estes radares podem ser utilizados tanto por automóveis de passeio como por veículos de carga que operem sob condições de risco, onde uma colisão pode ser extremamente crítica. A Fig. 1.12 [3] mostra um exemplo deste tipo de sensor, o sensor SPIDER.



FIG. 1.12: SPIDER - SENSOR UWB VEICULAR.

O SPIDER é o apelido de um sistema de radar UWB que foi originalmente desenvolvido pela Marinha dos Estados Unidos para veículos não tripulados (UAVs) e, posteriormente, passou a ser empregado em sensores [3]. Ele utiliza uma banda de 500 MHz e opera com frequência central de 6,35 GHz.

C. Radar de penetração de solo

Outra área interessante de aplicação UWB é a de radares de prospecção de solo. Dispositivos com esta finalidade necessitam menos processamento de sinais e, conseqüentemente, utilizam eletrônica bem mais simples que nas demais utilizações. Entretanto, não têm recebido tanta atenção como os complexos sistemas de telecomunicações.

O espectro da energia eletromagnética utilizada para exploração geofísica abrange desde frequências extremamente baixas até microondas e raios gama.

As aplicações são diversas, indo desde prospecção mineral e arqueologia até utilização em agricultura ou estudos de contaminação do solo.

A Fig. 1.13 [9] fornece uma visão geral das várias faixas de frequências para as diversas aplicações de geofísica eletromagnética. Frequências muito baixas podem ser utilizadas para explorar a manta terrestre em profundidades de até 400 km, que vão diminuindo à medida que a frequência aumenta. Os alcances atingidos com radares de penetração de solo, que operam de 1 a 1000 MHz, variam de 5400 m através do gelo polar da Antártida até 1 m na água do mar [9].

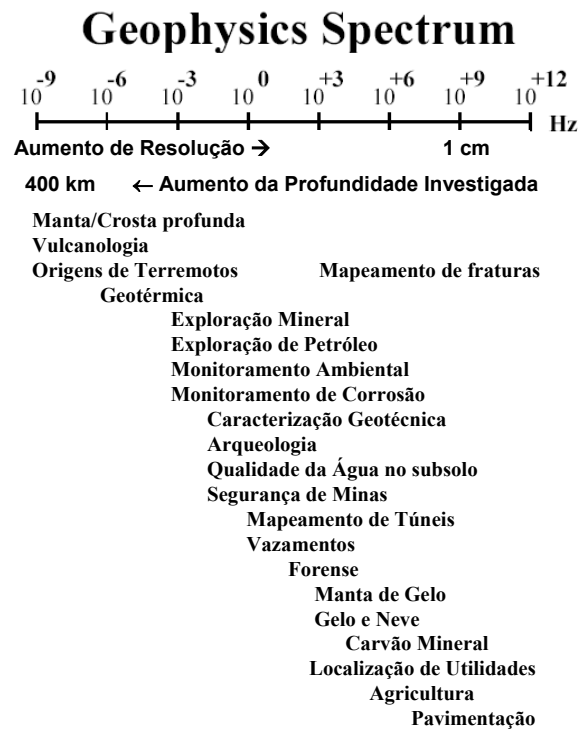


FIG. 1.13: ESPECTRO DE FREQUÊNCIA PARA EXPLORAÇÃO GEOFÍSICA.

D. Escaneamento de imagem

Como os sinais de pulsos rápidos UWB possibilitam alta resolução e capacidade de penetração em materiais, o escaneamento de imagem é um campo importante na elaboração de mecanismos de controle não destrutivos, interessantes em áreas como segurança, construção civil e aplicações biomédicas [10].

Um exemplo didático desta aplicação é o radar UWB de escaneamento de alta resolução ISAR (*Inverse Synthetic Aperture Radar*), que é utilizado para medidas e modelagem das propriedades de diversos tipos de alvos [11]. Como o sistema opera no domínio do tempo, com pulsos muito rápidos, a correta seleção da janela temporal torna fácil excluir os sinais recebidos ocasionalmente de reflexões não desejadas como, por exemplo, das parede e teto. Isto permite realizar medidas em ambientes internos sem necessidade de câmaras anecóicas.

O esquema das medições de um radar de escaneamento ISAR é mostrado na Fig. 1.14 [11]. A imagem é obtida girando o objeto através do posicionador e adquirindo o sinal de todos os ângulos.

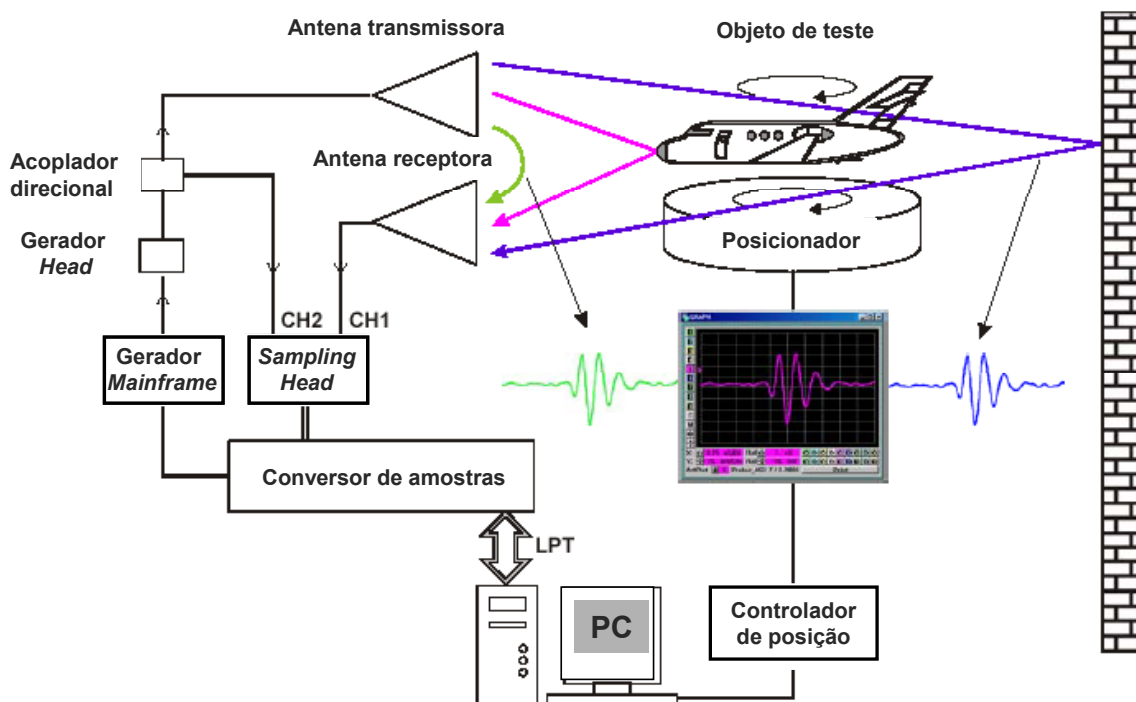


FIG. 1.14: ESQUEMA DE MEDIÇÕES DE UM RADAR DE ESCANEAMENTO ISAR.

O radar ISAR opera na banda de 0,8 a 22 GHz, com janela temporal de 3 ns para detecção do pulso UWB. O sistema em questão inclui um gerador de pulsos (30 ps de duração), um conversor de amostras (DC - 26 GHz), um posicionador, antenas de transmissão e recepção e um PC para processamento dos sinais. Nesta configuração a largura de banda é limitada pela característica da antena. Utilizando algoritmos de correção da flutuação dos pulsos, resoluções de até 1mm podem ser alcançadas. A Fig. 1.15 [11] mostra alguns resultados obtidos por este processo.

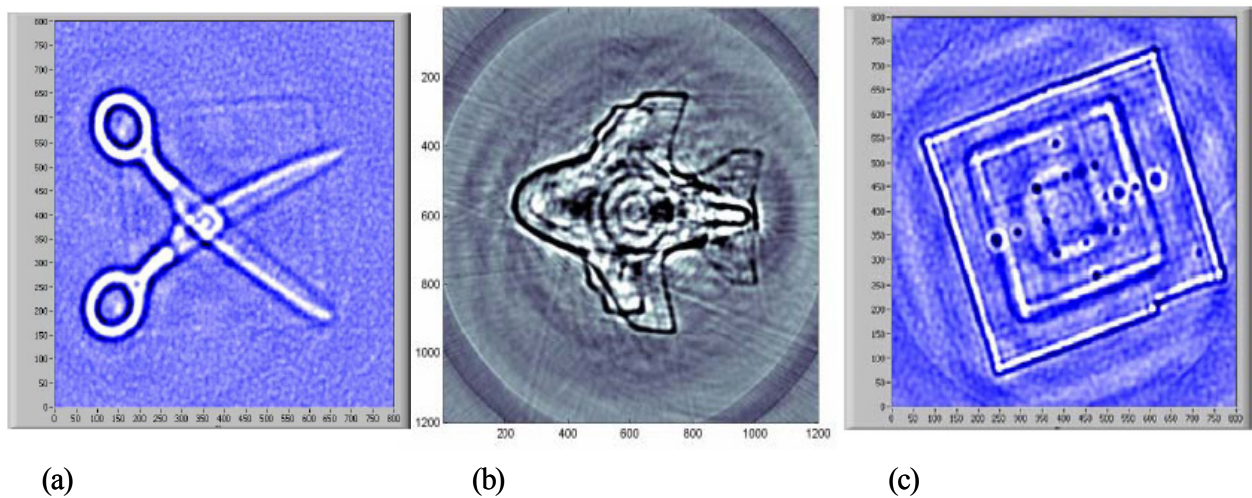


FIG. 1.15: RESULTADOS DE ESCANEAMENTO: (a) TESOURA; (b) MODELO DE AVIÃO; (c) PLACA METÁLICA.

Radars UWB de escaneamento também encontram um campo promissor na engenharia civil, onde podem ser utilizados para determinar a localização exata de canos e cabos, evitando contratempos. Também podem ser empregados na identificação de materiais, por exemplo, distinguindo plástico, metal ou umidade, ou como sensores para localizar irregularidades estruturais.

O escaneamento de imagens com radares UWB é um campo muito promissor nas aplicações biomédicas [10]. As ondas eletromagnéticas se propagam muito bem através do corpo humano e são refletidas de acordo com as diferentes propriedades dos tecidos vivos, possibilitando que movimentos dos órgãos assim como imagens das estruturas internas possam ser monitoradas.

E. Busca de pessoas

As propriedades dos radares UWB de "enxergar" através de paredes têm se mostrado úteis para desenvolvimento de sistemas de busca e localização de pessoas, empregadas principalmente nas áreas de segurança e resgate.

Um exemplo típico de aplicação de segurança, é a utilização de radares UWB por forças policiais para localizar criminosos através das paredes, como ilustrado na Fig. 1.16 [12].

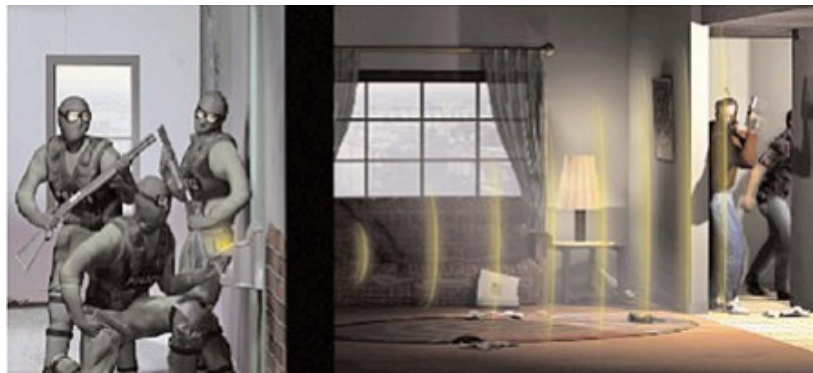


FIG. 1.16: EXEMPLO DE UTILIZAÇÃO DE RADAR UWB PARA LOCALIZAR PESSOAS.

Em operações de resgate os radares podem ser utilizados por bombeiros ou equipes de resgate para localizar vítimas em incêndios ou em escombros. A Fig. 1.17 mostra um modelo comercial (RubbleVision™) deste tipo de dispositivo e seu local de testes [13]. Ele tem capacidade de detectar a respiração de um indivíduo a até 3 metros sob os escombros.



FIG. 1.17: RADAR DE RESGATE RUBBLE VISION™ E SEU LOCAL DE TESTES.

1.3.3 Sistemas localizadores e de identificação

Uma das áreas mais recentes e fascinantes para a tecnologia UWB tem sido a localização de precisão. Aplicações deste tipo utilizam a vantagem da possibilidade de determinação precisa do tempo de chegada dos pulsos rápidos refletidos e, conseqüentemente, do tempo de viagem do pulso entre o transmissor e o receptor. Isto permite calcular a localização exata de um alvo. Computando-se essas medidas, através de algoritmos multilaterais, a posição exata em 2-D ou 3-D de um transmissor UWB pode ser determinada [3].

Até o momento, diversos sistemas localizadores de precisão foram testados [14], [15]. A Fig. 1.18 ilustra alguns projetos recentes.



FIG. 1.18: SISTEMAS RECENTES DE LOCALIZAÇÃO DE PRECISÃO.

Um sistema de rastreamento de soldados foi o primeiro a ser desenvolvido e implementado. Foi designado para localizar pessoas e veículos em áreas superiores a alguns quilômetros quadrados sem utilizar GPS. O sistema foi testado em 1997 e demonstrou resolução da ordem de alguns centímetros numa área de 4 km^2 . Uma versão menor foi posteriormente desenvolvida para realização de mapeamento de interiores, onde o sistema de rastreamento UWB era usado para correlacionar informações de posicionamento com imagens de vídeo, a fim de

construir modelos 3-D do local. Uma posterior redução no tamanho dos dispositivos e melhorias do desempenho resultaram, em 2002, nos sistemas de localização pessoal de precisão ou PALS (Precision Asset Location System) [14], utilizados para rastrear containeres dentro de navios, que caracterizam-se por serem ambientes de condições particularmente severas de multipercurso. Cada um desses sistemas operava na banda L e, conseqüentemente, não podiam ser utilizados comercialmente. Em 2003, uma versão comercial foi desenvolvida com maior eficiência em potência e operando na banda de 3,1-10,6 GHz.

1.3.4 Aplicações de sinais pulsados de microondas de alta potência

Por fim, existem também alguns campos onde pulsos rápidos de microondas em altas potências são utilizados. Estas aplicações vão desde tratamentos médicos até bombas eletromagnéticas, no campo militar.

A. Aplicações militares

Fontes de alta potência da microondas (HPM - *High-power microwave*) têm sido investigadas há muito tempo como armas em potencial para uma variedade de combates, sabotagem e aplicações terroristas [16]. Devido a restrições de classificação, muitos detalhes não são conhecidos fora das comunidades militares.

Armas de pulso eletromagnético (EMP - *electromagnetic pulse*) e HMP oferecem capacidade significativa de combate contra equipamentos eletrônicos suscetíveis a danos causados por transientes de alta potência. Estas armas geram um pulso de energia muito rápido e intenso, produzindo um transiente de milhares de volts que destroem dispositivos semicondutores. As armas convencionais EMP e HMP podem tornar inoperantes os dispositivos eletrônicos não protegidos, incluindo praticamente qualquer aparato eletrônico moderno que esteja no alcance efetivo da arma.

A eficiência do dispositivo EMP é determinada pela potência gerada e pela característica do pulso. Quanto mais rápido for o pulso, mais efetivo será o poder do armamento. Métodos atuais concentram-se em tentar convergir a energia resultante da explosão de munições para alimentar o pulso eletromagnético. Estes métodos podem produzir níveis extraordinários de energia para o pulso eletromagnético.

B. Aplicações biomédicas

Além das aplicações de escaneamento de imagem anteriormente mencionadas, onde sinais pulsados UWB são utilizados para mapear e diagnosticar tecidos e órgãos internos, pulsos de microondas de alta potência são empregados também em alguns tratamentos, especialmente contra o câncer. Como alternativa à radioterapia tradicional, aceleradores de pulsos rápidos são utilizados para gerar os feixes colimadores. Estes aceleradores operam tanto na banda S [17] como na banda C [18].

REFERÊNCIAS

- [1] G. F. Ross, “*The transient analysis of multiple beam feed networks for array systems*,” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Polytech. Inst. Brooklyn, Brooklyn, NY, 1963.
- [2] A. Papoulis, *The Fourier Integral and Its Applications*, New York: Mc- Graw-Hill, 1962, ch. 5.
- [3] R. J. Fontana, "Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, pp. 2087-2104, September 2004.
- [4] C. L. Bennett and G. F. Ross, “Time-domain electromagnetics and its applications,” *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 299–318, Mar. 1978.
- [5] R. J. Fontana and J. F. Larrick, “Waveform adaptive ultra-wideband transmitter,” *U.S. Patent* 6 026 125, Feb. 15, 2000.
- [6] F. Nekoogar, *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, 2005, ch. 1.
- [7] I. I. Immoreev and D. V. Fedotov, “*Ultra wideband radar systems: Advantages and Disadvantages*”, Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia, 2002.
- [8] S. P. Lohmeier, R. Rajaraman and V. C. Ramasami, “*Development of an Ultra-Wideband Radar System for Vehicle Detection at Railway Crossings*”, University of Kansas, Radar Systems and Remote Sensing Laboratory, Information Technology and Telecommunications Center, 2002.
- [9] G. R. Olhoeft, “Applications and frustrations in using ground penetrating radar”, *Proceedings Ultra Wideband Conference*, Washington, DC, 20-22 Setembro 1999.
- [10] M. O’Halloran, M. Glavin and E. Jones “Investigation of the Biomedical Applications of Ultra Wideband Radar”, *Bioengineering In Ireland Conference*, Janeiro 27-28, 2006.
- [11] Dr. B. Levitas, J. Matuzas, “UWB Radar High Resolution ISAR Imaging”, *Geozondas JSC*, 16 Shevchenkos str., 2009 Vilnius, Lithuania.

-
- [12] "Through-the-Wall Surveillance (TWS)", Defence R&D Canada – Ottawa [online], disponível em http://www.ottawa.drdc-rddc.gc.ca/html/RS-216-tws_e.html, consultado em Julho 2006.
- [13] B. White and A. Jennings, "Ultra Wideband Technology for Precision Proximity Fuzing", *49th Annual Fuze Conference*, NDIA, Seattle, WA, April 2005.
- [14] R. J. Fontana and S. J. Gunderson, "Ultra wideband precision asset location system," in *Proc. IEEE Ultra Wideband Systems and Technologies Conf.*, Baltimore, MD, May 2002.
- [15] R. J. Fontana, E. Richley, and J. Barney, "Commercialization of an ultra wideband precision asset location system," in *Proc. IEEE Ultra Wideband Systems and Technologies Conf.*, Reston, VA, Nov. 2003.
- [16] C. Kopp, "The Electromagnetic Bomb - a Weapon of Electrical Mass Destruction", GlobalSecurity [online], disponível em <http://www.globalsecurity.org/military/library/report/1996/apjemp.htm>, consultado em Julho 2006.
- [17] P. Shrivastava, Y.D. Wanmode, D. Baxy and P.R. Hannurkar, "An S-band Microwave System for a 12 MeV Microtron form Medical Applications", *Second Asian Particle Accelerator Conference*, Beijing, China, 2001.
- [18] E. Tanabe, Y. Fineberg, H. Matsumoto and T. Shintake, "Medical Applications of C-band Accelerator Technologies", *XIX International Linear Accelerator Conference*, Chicago, Illinois, USA, Aug. 1998.
- [19] http://en.wikipedia.org/wiki/Tunnel_diode [online], consultado em 25 de julho de 2006.
- [20] Knoll, *2nd Workshop on introduction of Ultra Wideband Services in Europe* [online], disponível em <http://www.ero.dk/>, consultado em Julho de 2006.

Capítulo 2 - Métodos de geração de pulsos rápidos

Neste capítulo, os principais métodos e técnicas de geração de pulsos rápidos de RF, para as aplicações e tecnologias apresentadas anteriormente, são discutidos.

2.1 Os inconvenientes das primeiras técnicas

Como já mencionado as técnicas iniciais de geração de pulsos rápidos de RF utilizavam os tempos rápidos de subida ou descida de um pulso em banda base, produzido por um gerador Marx [1], para excitar uma antena de banda larga. As dimensões físicas da antena é que definiam as características da frequência e da banda do pulso rápido.

Estas técnicas apresentavam uma série de inconvenientes, dentre os quais podemos destacar [2]:

- (i) Altas potências de operação somente podiam ser atingidas com baixas frequências de repetição dos pulsos (FRP), devido aos efeitos térmicos;
- (ii) Na prática, frequências operacionais eram limitadas a valores muito inferiores a 5 GHz, devido à queda da energia de saída de 12 dB por oitava em função da frequência;
- (iii) A excitação impulsiva da antena resultava em um sinal sem portadora que poderia possuir um espectro contendo frequências não desejadas, embora com baixas densidades de energia;
- (iv) As técnicas de modulação eram limitadas a chaveamento e modulação por posição do pulso (PPM), sem capacidade para *frequency hopping* ou controle dinâmico de banda.

Para contornar esses problemas, diversas alternativas foram desenvolvidas. A seguir são apresentadas algumas abordagens para geração de sinais de pulsos rápidos.

2.2 Técnicas recentes

Projetos atuais tentam lidar com os desafios descritos e satisfazer as novas exigências. Atualmente é desejável atingir potências de saída superiores para as comunicações de longa distância e, para a detecção de pequenos alvos nos casos dos sistemas de radares, desenvolver

freqüências de repetição superiores para transmissão de vídeo e dados em banda larga, produzir transmissões UWB com freqüências centrais bem controladas e larguras de banda estendidas a freqüências de operação mais altas (por exemplo, ondas milimétricas), possibilitar técnicas de modulação mais novas e eficientes e produzir pulsos com tempos de transição extremamente rápidos.

2.2.1 Transmissores UWB de forma de onda ajustável

O advento de transmissores UWB ajustáveis é considerado um marco nas comunicações UWB. Eles permitem gerar formas de onda configuráveis ou sinais UWB com freqüências centrais e larguras de banda controláveis. Estes ajustes podem ser realizados individualmente em cada pulso, possibilitando UWB *frequency hopping* e controle ajustável de largura de banda.

Uma das configurações usuais utiliza um oscilador impulsivo de baixo nível para produzir um pulso de banda ultralarga que pode operar a taxas de repetição extremamente altas. A Fig. 2.1 [2] ilustra esta configuração. O controle preciso da freqüência radiada depende da escolha do oscilador. Ele pode operar com freqüência fixa ou controlada por tensão (VCO - *Voltage Controlled Oscillator*), que é particularmente útil em aplicações de *frequency hopping*. A fase do oscilador também pode ser controlada para gerar adicionalmente uma modulação de fase. Com uma seleção adequada do oscilador e do *mixer*, sinais UWB podem ser gerados com freqüências desde DC até ondas milimétricas. A largura de banda do sinal é controlada por filtros passa-faixa ou formatadores de pulso, que determinam as características espectrais do sinal de saída. Um filtro passa-banda posteriormente limita a banda de energia; e um amplificador de potência chaveado é utilizado para amplificar o sinal UWB ao nível de potência desejável na saída [2].

Uma outra forma que utiliza um gerador impulsivo de baixo nível e um filtro passa-faixa ou formatador de pulso, sem a necessidade de oscilador e *mixer* independentes, é mostrada na Fig. 2.2 [2]. Este método é particularmente útil para operações com freqüências constantes, inferiores a 5 GHz, onde energia impulsiva suficiente pode ser gerada para alimentar um amplificador de potência adicional. Esta abordagem é matematicamente equivalente à da Fig. 2.1 quando a freqüência do oscilador é zero. Neste caso, a freqüência central e a largura de banda do sinal UWB serão determinadas diretamente pelas características do filtro.

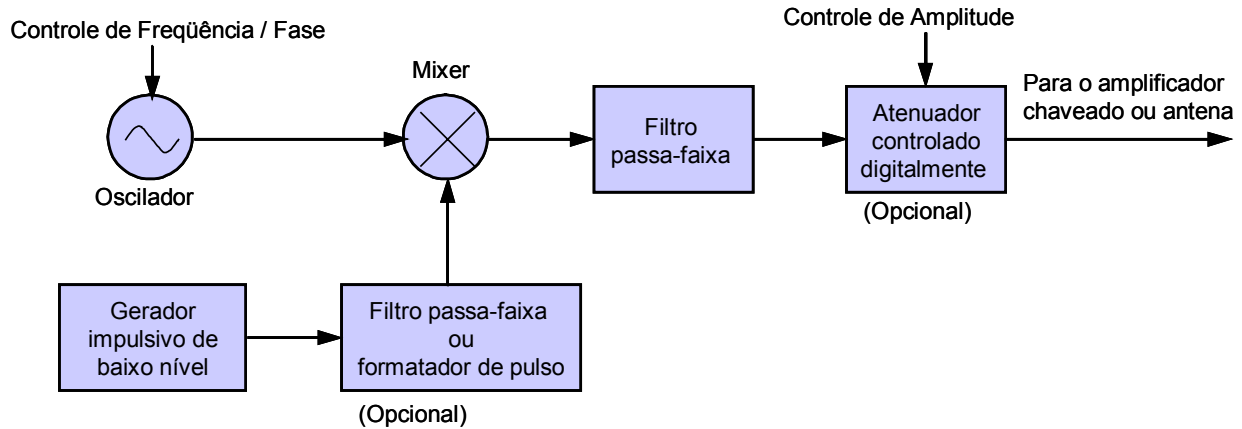


FIG. 2.1: FONTE UWB - OSCILADOR CHAVEADO

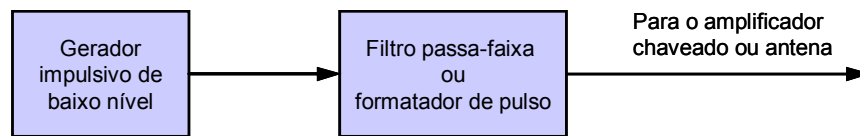


FIG. 2.2: FONTE UWB - IMPULSO DE BAIXO NÍVEL FILTRADO

Outra variante, com oscilador chaveado impulsivo, é obtida através de chaveamento temporal digital ou analógico. Este processo é mostrado na Fig. 2.3 [2]. A excitação impulsiva de baixo nível é criada pela resposta de um conjunto de chaves de alta velocidade (Fig. 2.4 [2]). Estas chaves comutam a saída do oscilador durante um período de tempo muito curto (Fig. 2.5 [2]). Tal chaveamento também pode ser obtido através de circuitos formatadores de pulsos analógicos ou digitais.

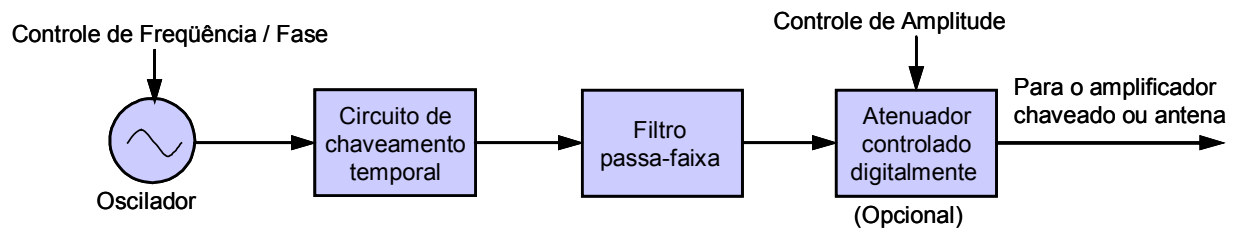


FIG. 2.3: FONTE UWB - CHAVEAMENTO TEMPORAL.

Diferentemente das técnicas convencionais impulsivas ou "livres de portadoras", um dos aspectos destes métodos é que eles provêm sinais UWB com frequências centrais e larguras de

banda bem definidas, ajustáveis e com capacidade adicional para modulação independente em fase e amplitude, bem como suas combinações, tais como QAM, QPSK etc.

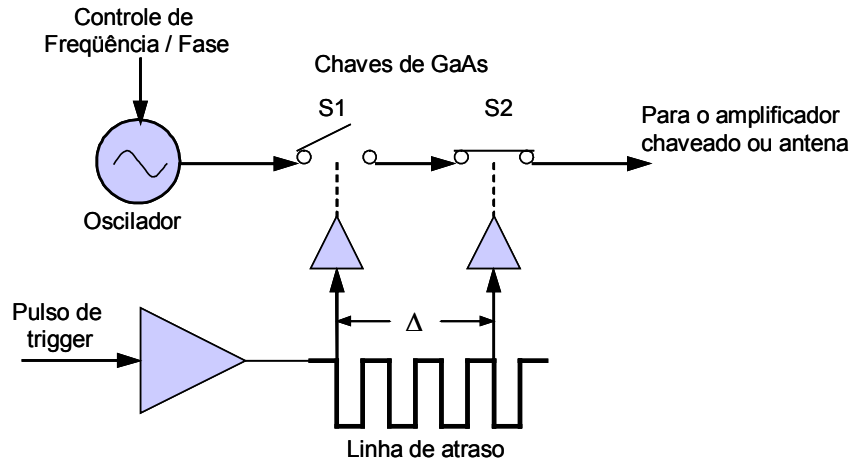


FIG. 2.4: DETALHE DAS CHAVES RÁPIDAS.

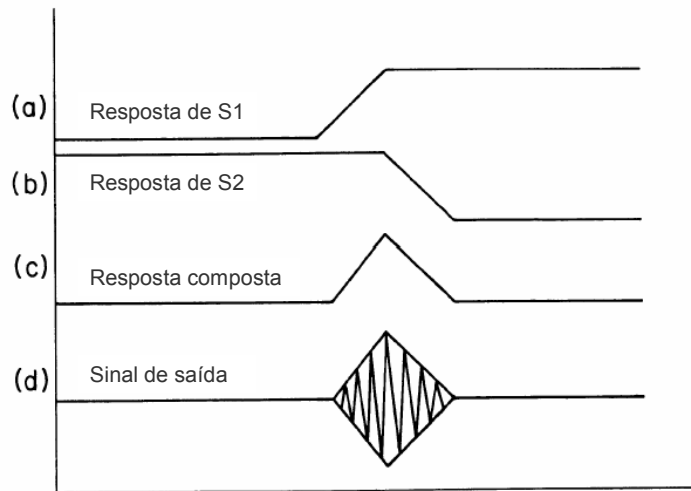


FIG. 2.5: PROCESSO DE CHAVEAMENTO.

Cada um destes transmissores UWB podem operar com taxas de dados extremamente altas, permitindo aplicações de tempo real, tais como voz e vídeo, assim como altas frequências de repetição de pulsos (FRPs), altamente desejáveis em sistemas de radares, escaneamento de imagens etc.

Para obter altas potências de saída, em qualquer destas fontes UWB, amplificadores chaveados podem ser utilizados. Este tipo de amplificador é muito eficiente pois apenas amplifica o sinal durante o tempo aproximado de duração do pulso UWB. A Fig. 2.6 [2] mostra seu esquema de operação.

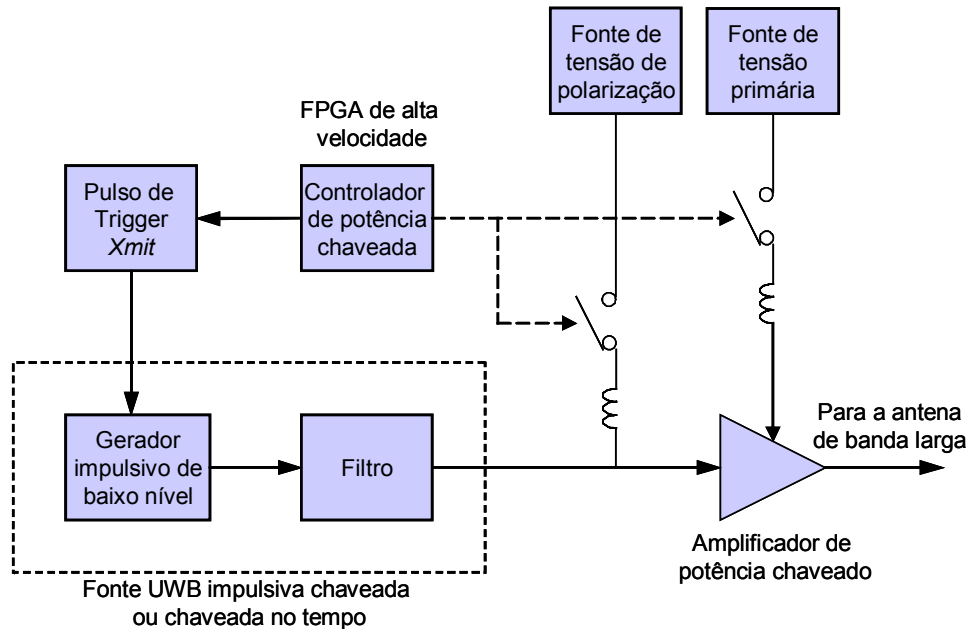


FIG. 2.6: CONFIGURAÇÃO DE FONTE UWB COM AMPLIFICADOR CHAVEADO.

2.2.2 Técnicas de geração de pulsos rápidos através de chaveamento fotocondutivo

Apesar dos métodos apresentados até o momento serem muito importantes, resolverem a maior parte dos problemas e atenderem a grande maioria das necessidades atuais, eles apresentam tempos de transição dos pulsos limitados pelas características de seus componentes eletrônicos, principalmente das chaves rápidas. Técnicas de chaveamento óptico têm sido empregadas nos casos onde o tempo de transição do pulso, e conseqüentemente sua duração, são fatores críticos.

As chaves opticamente ativadas ou foto-condutivas (PS - *photoconductive switches*) estão entre os dispositivos mais rápidos utilizados para geração de pulsos elétricos ultra-rápidos [3]. Em comparação com chaves eletrônicas convencionais, elas são mais fáceis de fabricar e oferecem capacidades superiores tanto na velocidade de comutação como na manipulação de potências mais elevadas [4].

Utilizando um pulso rápido de laser, uma PS pode ser comutada de seu estado aberto, caracterizado pela alta resistência, para seu estado de baixa resistência quase que instantaneamente. Empregando esta propriedade única, o chaveamento de uma linha de transmissão pode ser realizado em uma escala de tempo de sub-nanosegundos, em alguns casos em até sub-picosegundos [4], e desta forma, pulsos elétricos com o mesmo tempo de subida poderão ser gerados. Estas chaves podem ser empregadas tanto para a geração de sinais pulsados de microondas como UWB.

A configuração de uma chave fotocondutiva padrão consiste essencialmente de uma área com material foto-condutivo, eletrodos nas extremidades e uma região central exposta à fonte de luz controlada. A geometria do material foto-condutivo é essencial para a obtenção da máxima eficiência, boa dissipação de potência e baixa probabilidade de ruptura elétrica prematura do material. Por exemplo, a ruptura elétrica do GaAs é 200 kV/cm, mas na superfície o limite prático é 40 kV/cm [5].

Dentre os materiais foto-condutivos com propriedades relevantes para utilização em chaves foto-condutivas podemos destacar [6]:

- (i) Silício (Si) - O Si altamente puro pode apresentar resistividade de algumas dezenas de k Ω /cm. O tempo de recombinação dos portadores de Si é da ordem de 100 μ s o que o torna útil apenas para a geração de pulsos elétricos mais longos. No Si a energia do pulso elétrico pode ser muito maior que a do pulso óptico. Ele opera de modo linear, mas necessita potência óptica elevada para sua ativação (centenas de μ J/cm²), o que requer fontes ópticas mais caras.
- (ii) Arseneto de Gálio (GaAs) - O GaAs tem sido muito empregado nas chaves fotocondutivas onde tempos de transição extremamente rápidos são pré-requisitos. A recombinação de portadores através do *bandgap* no GaAs ocorre muito mais rápido do que no processo indireto do Si. A transição da chave fotocondutiva deste material ocorre em algumas dezenas de picosegundos, chegando até a centenas de femtosegundos em algumas configurações de GaAs em baixas temperaturas [7]. Mesmo na sua forma mais pura, ele contém uma grande concentração de imperfeições, que podem contribuir para o processo de condução. Portadores foto-induzidos podem ser gerados intrinsecamente a partir destas regiões de defeitos, permitindo que tanto a luz correspondente à sua energia de *bandgap* (890 nm)

quanto abaixo dela possam ser utilizadas como fonte de excitação para a fotocondução. O GaAs possui tipicamente resistividade da ordem de $10^8 \Omega/\text{cm}$, possibilitando suportar polarização DC elevada. Entretanto, quando submetido a níveis DC acima de 5 kV/cm, altas correntes de fuga podem ocorrer no material. Este problema pode ser contornado utilizando cargas pulsadas.

- (iii) Diamante - O diamante é um material promissor para chaves fotocondutivas no futuro. Sua energia de *bandgap* é de 5,47 eV, que corresponde a um comprimento de onda de 0,22 μm para a banda de transição, o que dificultaria a escolha da fonte óptica de excitação. Entretanto, diamantes naturais possuem concentrações de impurezas suficientes para permitirem uma absorção óptica de 0,6 a 0,22 μm , oferecendo uma faixa mais ampla para as fontes. Uma característica interessante é que seu valor de ruptura elétrica é muito superior a do Si e do GaAs (1 MV/cm em um diamante tipo IIa), possibilitando que chaves fotocondutivas deste material trabalhem com tensões muito superiores. Outro fator atrativo é sua alta condutividade térmica, o que sugere que pode ser um bom candidato para chaves com altas taxas de repetição. Chaves fotocondutivas de diamante ainda se encontram em estágio inicial de desenvolvimento e, assim como o Si, necessitam altas potências ópticas para operarem em sua região linear.

Geração através de linhas de transmissão radiais

Um processo comum para a geração de pulsos rápidos utilizando chaves foto-condutivas, como por exemplo GaAs, para comutação rápida emprega linhas de transmissão radiais como elementos de armazenamento de energia. Estas linhas de transmissão radiais consistem de um dielétrico posicionado entre dois níveis metálicos, um dos quais podendo ser formado de diversos padrões de elementos radiantes. A chave foto-condutiva é embutida no material dielétrico de espessura constante e a outra camada metálica possui aberturas para que a luz do laser possa chegar à chave foto-condutiva [8]. As arquiteturas dos dispositivos utilizados neste método podem possuir algumas variações:

A. Dispositivo híbrido

Neste dispositivo, a chave semicondutora e o meio dielétrico entre as placas são estruturas separadas, conforme Fig. 2.7 [9]. A vantagem é sua facilidade de fabricação e a possibilidade de produzir pulsos longos, quando comparados com dispositivos integrados, que dependem do tamanho do *wafer* de GaAs disponível. Entretanto, sua desvantagem é o complicado casamento de impedância em RF, principalmente na região de transição, causado pela não-homogeneidade de sua estrutura.

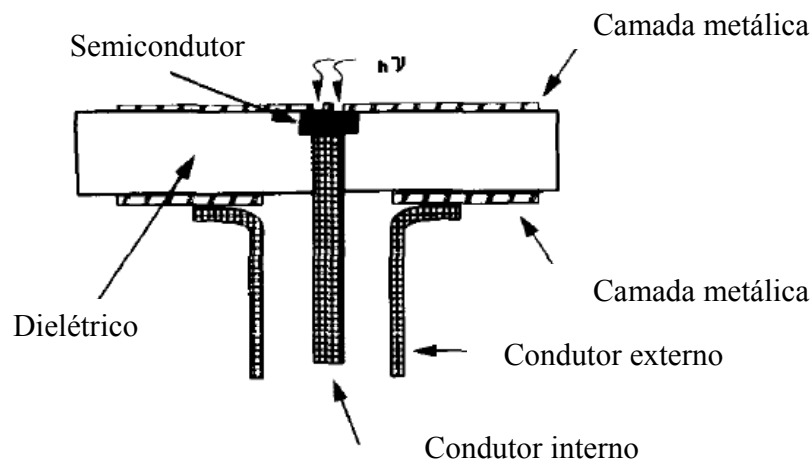


FIG. 2.7: VISTA LATERAL DE UM DISPOSITIVO DE LINHA RADIAL HÍBRIDO.

A luz do laser é introduzida na parte central do semicondutor através de aberturas na camada metálica. Os portadores gerados nesta região reduzem repentinamente a resistividade, de forma que a saída coaxial fique eletricamente conectada à linha radial. Quando isto ocorre, a energia elétrica armazenada entre os dois planos condutores é enviada à saída coaxial na forma de ondas. A impedância radial no diâmetro interno é elaborada para casar com a linha coaxial.

Para pequenas taxas de transformação, a tensão V , enviada a carga na linha coaxial, é [9]:

$$V = \left[\frac{V_0 Z_0}{Z_1 + Z_0 + R_s} \right] \left[\frac{Z_1}{Z_2} \right]^{1/2}, \quad (2.1)$$

onde Z_1 e Z_2 são as impedâncias da linha radial nos diâmetros internos e externos, respectivamente, Z_0 é a impedância da linha coaxial, R_s é a resistência equivalente no

semicondutor e V_0 é a tensão de carga. Os termos do primeiro colchete são idênticos ao de uma linha de transmissão uniforme de impedância Z_1 . O termo na raiz quadrada é a propriedade de transformação da tensão, à medida que a onda se dirige ao centro da linha radial. Quando se assume que a chave é instantânea, sem perdas e perfeitamente casada, a tensão irá rapidamente saltar para $V_0/2$ e, então, cair para $(V_0/2).(Z_1/Z_2)^{1/2}$ em um tempo igual ao tempo de transição nos dois sentidos da linha radial, seguido por um decaimento rápido. A equação (2.1) é uma simplificação e não considera fatores como reflexões, efeitos de dispersão, o comportamento exato do transiente na chave, etc.

B. Dispositivo híbrido utilizando linha de transmissão quasi-radial.

Esta configuração é idêntica à anterior, exceto pela lâmina superior. Ao invés de ser completamente metálica, ela tem diversas tiras paralelas, como mostrado na Fig 2.8 [9]. Embora aparentemente esta geometria represente uma linha de transmissão uniforme, o acoplamento entre as tiras produz alterações da impedância à medida que a onda se propaga para o centro. Como no caso de uma linha totalmente radial, a impedância se torna maior à medida que a onda se aproxima do centro, embora a alteração da impedância seja significativamente menor. Em linhas de transmissão quasi-radiais são esperadas melhores características dos tempos de subida dos pulsos.

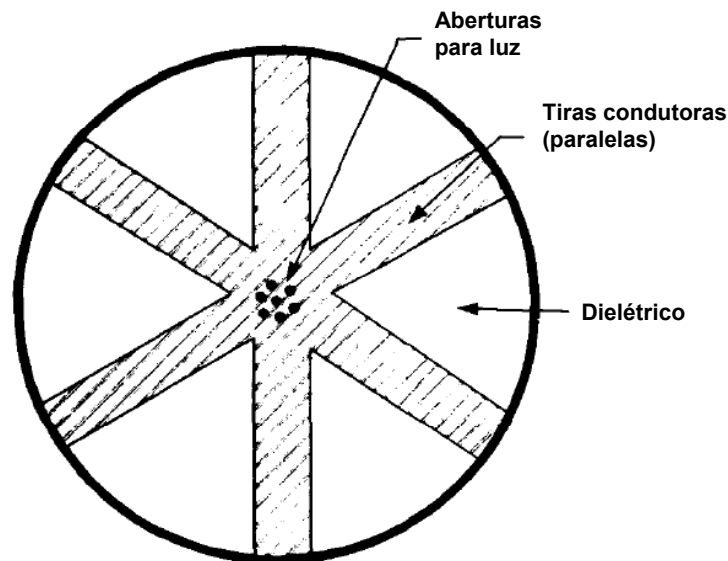


FIG. 2.8: VISTA SUPERIOR DE UM DISPOSITIVO DE LINHA QUASE-RADIAL .

C. Dispositivo integrado

Como mostrado na Fig. 2.9 [9], a configuração integrada consiste de uma par de placas condutoras circulares, com um semicondutor entre elas. Antes da comutação do laser, as placas opostas são carregadas até uma tensão específica, de forma que a energia é armazenada no próprio *wafer* do semicondutor. Um material de semicondutor de alta resistividade é utilizado para garantir uma corrente mínima durante o estado *OFF*. Para esta configuração, o GaAs é uma boa opção, pois as perdas no estado *ON* são pequenas para pulsos com largura de nanossegundos. A estrutura p-i-n melhora a capacidade de tensão deste pulsador e remove os campos elétricos das adjacências dos eletrodos.

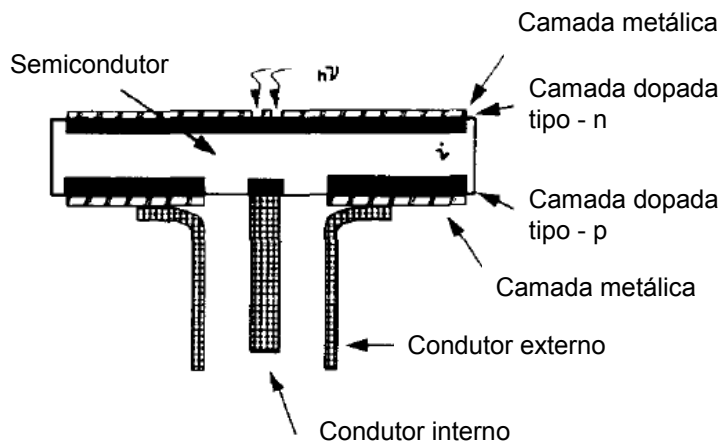


FIG. 2.9: VISTA DE UM DISPOSITIVO DE LINHA RADIAL INTEGRADO.

Um método experimental para a geração de pulsos de microondas com alguns ciclos foi obtido utilizando geradores de onda "congelados" em série. Ele consiste em segmentos de linhas de transmissão posicionadas em série e conectadas a uma chave fotocondutiva. As seções são carregadas alternadamente formando "ondas congeladas" DC. A ativação simultânea das chaves produz alguns ciclos de pulsos de microondas na carga. Apesar da possibilidade de geração direta de microondas utilizando circuito de onda "congelada" ter sido demonstrada, realizações experimentais desta técnica encontram algumas dificuldades técnicas, sendo que apenas alguns períodos de oscilações irregulares (conforme Fig. 2.10 [3]) foram reportados.

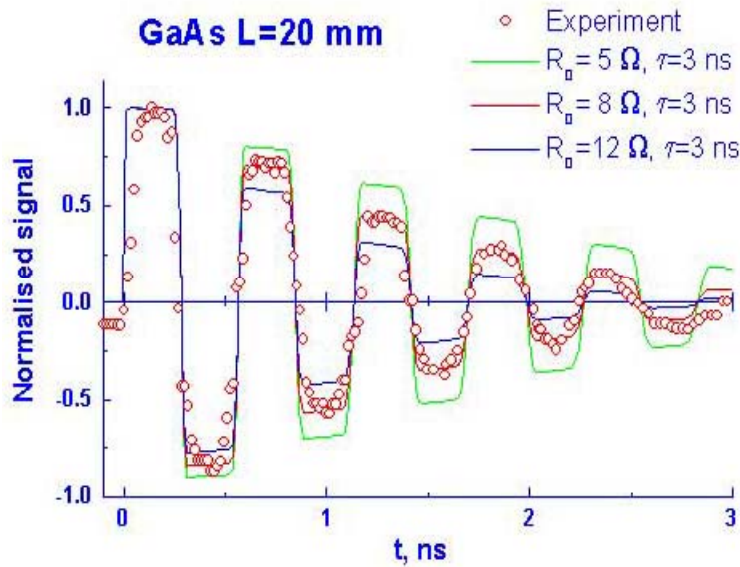


FIG. 2.10: PULSOS REGISTRADOS NA SAÍDA DO RESSONADOR.

Neste caso, o trem de pulsos elétricos foi gerado por um dispositivo ressonador de filme fino com uma chave fotocondutiva de GaAs conectada entre seus terminais e uma tira de filme adicional acoplada ao terminal do ressonador, onde a saída do sinal foi obtida [3].

Geração com dispositivos de guias de onda que utilizam chaves fotocondutivas

Uma das primeiras formas de geração de pulsos ultra-rápidos de microondas em altas potências e tempos de subida na ordem de picosegundos, utilizando chaves de estado sólido opticamente ativadas, foi patenteado por Gerard Mourou em 1980 [10].

Seu dispositivo, mostrado na Fig. 2.11 [10], consiste de um guia de onda com cavidade para suportar a transmissão de microondas, na frequência correspondente ao tempo de subida do pulso de tensão comutado pela chave fotocondutiva. A chave é constituída por um pedaço de material semiconductor, que no referido invento utilizava cromo (Cr) dopado com GaAs. Entretanto, outros materiais semicondutores, tais como silício, germânio e fosfato de índio também podem ser empregados.

Um resistor de carga é conectado à linha coaxial na extremidade superior do bastão interno do dispositivo, que possui formato cônico para prover uma transição suave ao pulso elétrico gerado pela chave.

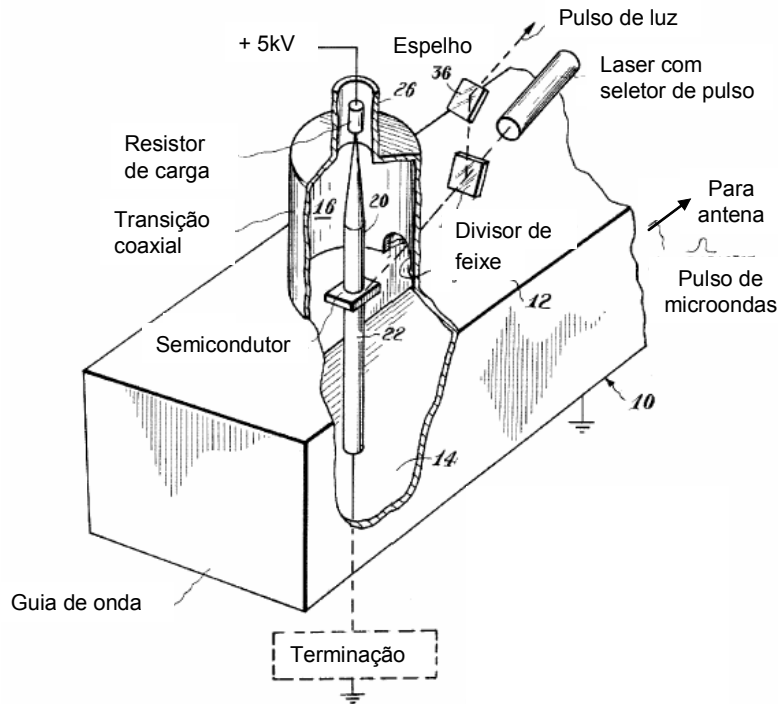


FIG. 2.11: VISÃO GERAL DA INVENÇÃO.

Um laser com um seletor de pulsos pode fornecer o pulso de ativação da chave. Este pulso pode ter, por exemplo 30 ps e $1,06 \mu\text{m}$ de comprimento de onda, o que resulta em um aumento da carga de portadores no semicondutor, gerando um pulso elétrico. O pulso de luz passa através de uma abertura no guia de onda e da transição. Um divisor de feixes (*splitter*) reflete uma porção do pulso para fins de medição e monitoração. O pulso óptico aciona a fotocondução no semicondutor, resultando na comutação da chave durante seu tempo de duração. A tensão sobre a chave se altera rapidamente de aproximadamente 5 kV para o potencial de terra. As formas de onda correspondentes podem ser observadas na Fig. 2.12 [10]. Este pulso de tensão, com tempo de subida de picosegundos, resulta na geração de um pulso de microondas de duração correspondente na cavidade formada pelo guia de onda. O pulso ilustrado na Fig. 2.12 [10] também tem a duração de 30 a 50 ps e, conseqüentemente, a frequência do sinal gerado de microondas é de aproximadamente 10 GHz.

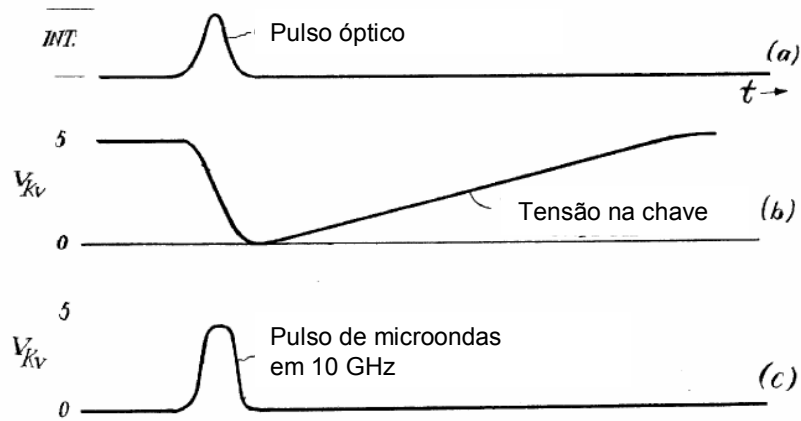


FIG. 2.12: FORMAS DE ONDA: (a) PULSO ÓPTICO, (b) NA CHAVE, (c) PULSO DE MICROONDAS.

O guia de onda transmite o pulso elétrico ao dispositivo de utilização, por exemplo, uma antena. Para alteração da duração do pulso de microondas, a duração do pulso óptico deve ser alterada. Isto pode ser realizado através de técnicas de chaveamento ou utilizando outros tipos de lasers pulsados. Uma característica bastante interessante é que para alterar a frequência do sinal de microondas, um guia de onda sintonizável pode ser empregado, como mostrado na Fig 2.13 [10]. Ele consiste de uma placa que se move de forma longitudinal através do guia de onda, alterando sua geometria.

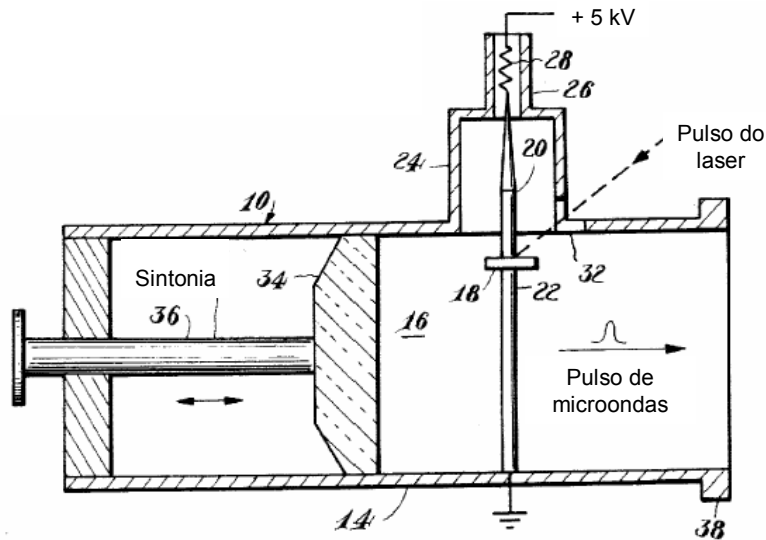


FIG. 2.13: DETALHE DO GUIA DE ONDA AJUSTÁVEL.

2.2.3 Geração fotônica de formas de onda arbitrárias

O gerador de forma de onda arbitrária, comumente conhecidos como AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) é uma abordagem totalmente óptica de geração de sinais UWB com modulação complexa e arbitrária. Como este método não utiliza chaveamento eletrônico, também não possui as limitações temporais destes componentes.

Um exemplo de um gerador AWG é mostrado na Fig. 2.14 [11]. Um pulso óptico de banda larga é formatado espectralmente através de um modulador de luz espacial (SLM - *spatial light modulator*) e, então, passa através de um meio dispersivo, tal como uma fibra óptica. A dispersão da luz produz um mapeamento do comprimento de onda no tempo, convertendo a função espectral para uma forma de onda temporal correspondente. Desta forma, qualquer forma de onda temporal arbitrária pode ser gerada por modulação do espectro da fonte óptica de banda larga. Para um dado espectro, a frequência da forma de onda temporal é determinada pela quantidade de dispersão. Normalmente, a frequência máxima do sistema será limitada pelo fotodetector. SLMs já foram utilizados com sucesso na geração de pulsos de fentosegundos através de controle de fase espectral [12].

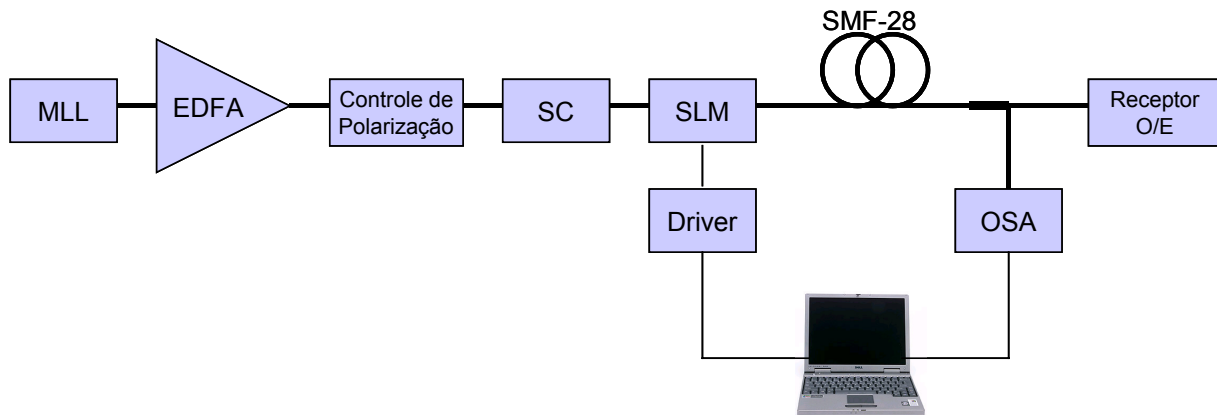


FIG. 2.14: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM AWG.

A fonte óptica de banda larga é produzida amplificando-se a saída de um laser MLL (*model locked laser*) e passando o sinal através de uma fibra SC (*Super Continuum*). As não linearidades da fibra podem causar um alargamento do espectro superior a 100 nm. Depois, o modulador (SLM) filtra e formata o espectro de acordo com a forma de onda óptica desejada. A Fig. 2.15 [11] mostra uma configuração experimental de um SLM. Nele, um mecanismo de lentes

e grades de difração estão dispostos de forma que cada comprimento de onda é focado e incide de forma normal no plano do SLM. A distância entre as grades e as lentes é ajustada para dispersão temporal zero e dois polarizadores de extinção são colocados em paralelo, antes e depois do cristal líquido, para obter a modulação em amplitude.

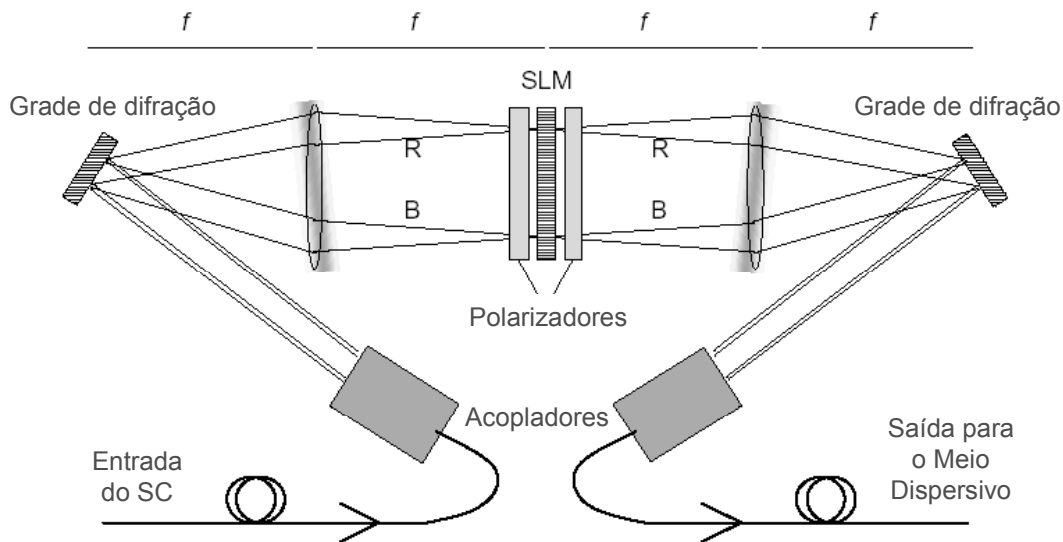


FIG. 2.15: MONTAGEM EXPERIMENTAL DE UM SLM.

Um computador opera o *driver* que controla a tensão do SLM e, conseqüentemente, a atenuação, definindo a precisão da escala de cinza nos pixels. Uma faixa dinâmica de 30 dB óptico (60 dB elétrico) pode ser atingida na modulação de amplitude. Finalmente, o sinal é novamente acoplado numa fibra monomodo, através de um caminho óptico idêntico.

Entretanto, na prática o processo de mapeamento do comprimento de onda no tempo não é ideal. O espectro contínuo não é uniforme, resultando em distorções da forma de onda desejada. O controle de tensão do SML não pode ser uma simples réplica da forma de onda desejada, sendo necessária a implementação de algoritmos complexos de correção do mapeamento. Desta forma, antes da fotodetecção, uma porção do sinal óptico é acoplada a um analisador de espectro óptico (OSA), como ilustrado na Fig. 2.14 [11], para fornecer realimentação ao algoritmo de controle.

2.2.4 Técnicas de geração de pulsos rápidos coerentes sintetizados

O espectro de um trem de pulsos coerentes de comprimento infinito consiste de linhas espectrais com intervalos iguais à frequência de repetição dos pulsos (FRP), dentro de uma envoltória com o mesmo formato que o do espectro de um único pulso. Se o trem de pulsos coerentes não possui comprimento infinito, as linhas espectrais terão uma largura finita e o mesmo formato que o espectro de um pulso com o comprimento do trem. A largura de linha é então, inversamente proporcional ao comprimento do trem. Uma ilustração dos componentes espectrais de um trem de pulsos retangulares é apresentada na Fig. 2.16 [13]. Ela mostra como os componentes espectrais individuais compõem o trem de pulsos no domínio da frequência.

De acordo com estes princípios existe um método de geração que predetermina os componentes espectrais que serão gerados e emitidos por uma antena comum, tendo todos eles a mesma fase central, resultando em um trem de pulsos rápidos predeterminado sintetizado no espaço. O número necessário de transmissores é função da duração dos pulsos e de sua frequência de repetição.

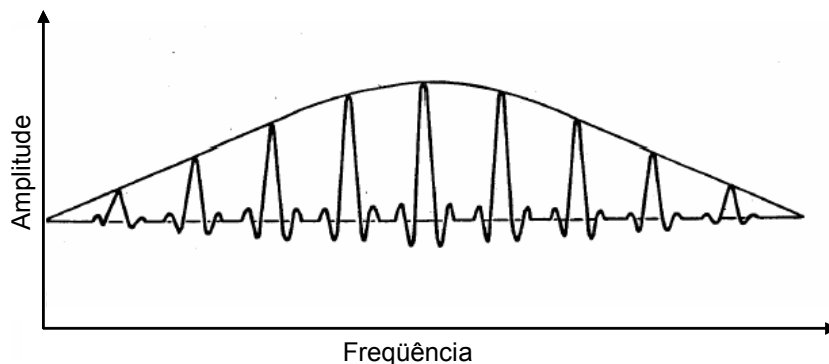


FIG. 2.16: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS RETANGULARES.

A Fig. 2.17 [13] mostra o esquema de um radar impulsivo que utiliza esta técnica. Como pode ser observado, existem diversos transmissores, sendo um para cada componente espectral do trem de pulsos predefinido. Os transmissores geram a potência necessária para uma faixa de detecção e relação sinal / ruído predefinidas. Cada transmissor opera essencialmente em modo CW ou contínuo. Os sinais dos transmissores são acoplados a uma antena multiplexadora de banda larga, através de diversos *duplex*, possibilitando altos ganhos. A antena de banda larga possui fase central com abertura para todos os componentes espectrais.

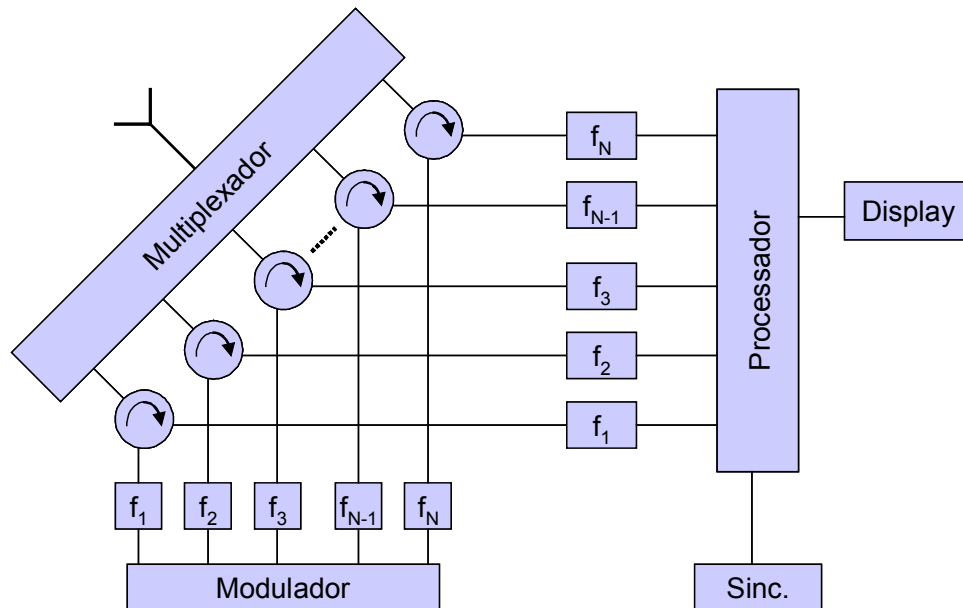


FIG. 2.17: ESQUEMA DE UM RADAR IMPULSIVO.

O tempo de ativação de cada um dos transmissores deve ser igual ao comprimento total do trem de pulsos sintetizados correspondente ao tempo de integração requerido pela aplicação. Desta forma, a saída modulada de cada transmissor possui uma distribuição em frequência dada por $\text{sen } x/x$, correspondente a uma das linhas espectrais do trem de pulsos. Assim, a soma coerente dos sinais de todos os transmissores é produzida no espaço, formando um trem de pulsos rápidos predefinidos. Para N transmissores, a potência média total emitida no trem de pulsos será N vezes a potência média em um dos transmissores. O pico de potência será N^2 vezes a potência de um transmissor.

Como é conveniente em sistemas de radares, o diagrama do radar impulsivo ilustrado na Fig. 2.17 [13] também possui um "sincronizador" que monitora o sinal dos transmissores e um modulador que fornece pulsos de potência para a entrada dos transmissores. A Fig. 2.18 [13] mostra um diagrama de blocos do processo de transmissão coerente em fase que pode ser empregado ao radar impulsivo.

Para obter coerência de fase em todos os transmissores, um oscilador mestre comum, acoplado ao gerador harmônico, é utilizado. A saída do gerador terá um sinal composto de todos os componentes espectrais predefinidos necessário para alimentar os transmissores. A saída do gerador é aplicada a um divisor de potência que envia o sinal aos diversos filtros-amplificadores

finais. Os filtros-amplificadores incluem um oscilador controlado por tensão (*VCO - Voltage Controlled Oscillator*), um amplificador de travamento de fase, e um *mixer* conectado como circuito *VCO*. O *VCO* fornece a precisão de frequência necessária, pureza espectral, baixo ruído e estabilidade da frequência. As saídas dos filtros-amplificadores são aplicadas aos *duplexers* através de diversas linhas de saída.

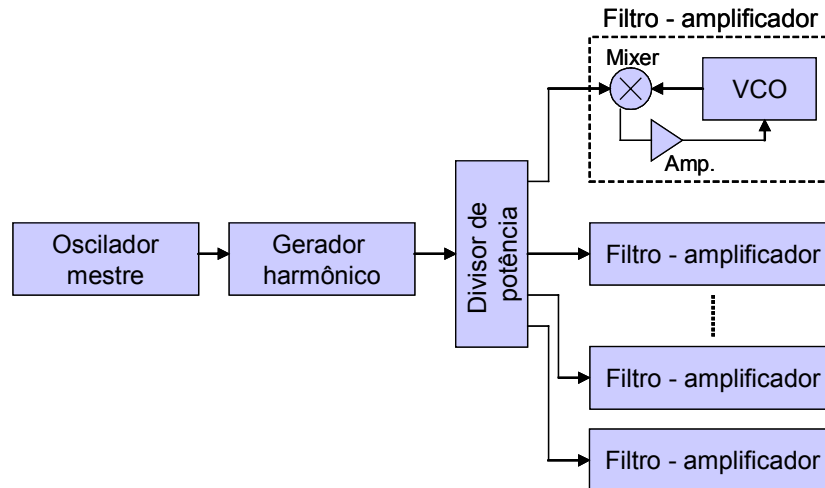


FIG. 2.18: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR DE FASE COERENTE.

A Fig. 2.19 [13] mostra o resultado, no domínio do tempo, de um sinal medido na saída de um radar impulsivo sintetizado, formado por onze transmissores. Ela mostra um trem de três pulsos de duração de aproximadamente 200 ps, espaçados de intervalos de 2 ns.

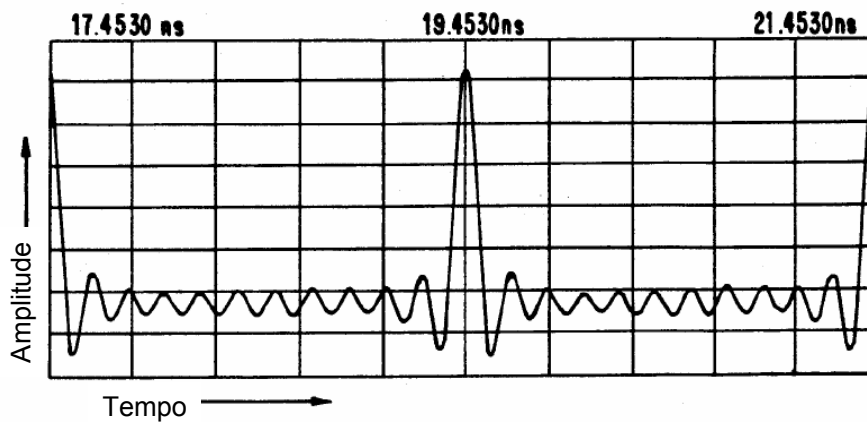


FIG. 2.19: TREM DE PULSOS NO DOMÍNIO DO TEMPO NA SAÍDA DE UM RADAR IMPULSIVO.

2.2.5 Geração de pulsos rápidos de alta potência através de chaves centelhadoras

Como discutido no Capítulo 1, pulsos rápidos de microondas em altas potências são particularmente úteis em aplicações biomédicas e em alguns tipos de radares. Um bom exemplo de gerador de microondas pulsado relativamente simples, utilizando um tubo centelhador como mecanismo de comutação dos pulsos, foi desenvolvido na *Colorado State University* para aplicações em radares de caracterização de materiais [14].

O diagrama de blocos do gerador é mostrado na Fig. 2.20 [14]. O elemento principal deste sistema é uma chave centelhadora conhecida como HTM - *Hard Tube Modulator*. Neste sistema a potência gerada pode ser enviada para a aplicação de saída ou para uma carga de testes.

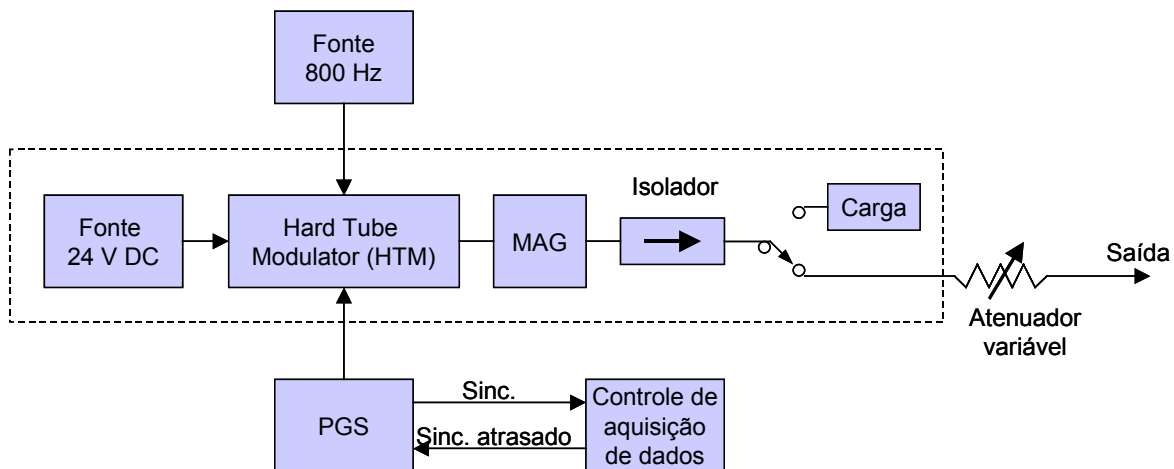


FIG. 2.20: DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA GERADOR DE PULSO DE ALTA POTÊNCIA.

Pulsos gerados no PGS (*pulse generator sync*) sincronizam todo o sistema e disparam o HTM. O PGS, na verdade, serve para duas funções, prover pulsos de sincronismo em sub-harmônicas de 800 Hz e também fornecer pulsos de 90 V para o estágio de entrada do HTM.

A função básica do HTM é fornecer o nível de potência de 10 kV e 10 A ao *magnetron* (MAG na Fig 2.20). Um diagrama funcional do HTM é mostrado na Fig. 2.21 [14]. A fonte de alta tensão carrega o capacitor C até V_{cc} através dos resistores R_1 e R_2 . O pulso de entrada é amplificado pelo amplificador D e, então, enviado à chave centelhadora S . Com o tubo em seu estado de condução, R_1 é reduzido e o capacitor C descarrega através do *magnetron*, passando por R_2 . Quando a chave retorna ao seu estado aberto, o capacitor C é novamente carregado a V_{cc} ,

através de R_1 e R_2 . Por sua vez, o *magnetron* produz os pulsos de microondas, neste caso a 9 GHz, com potência nominal de 20 kW e larguras de pulsos de 2, 3 ou 4 μ s.

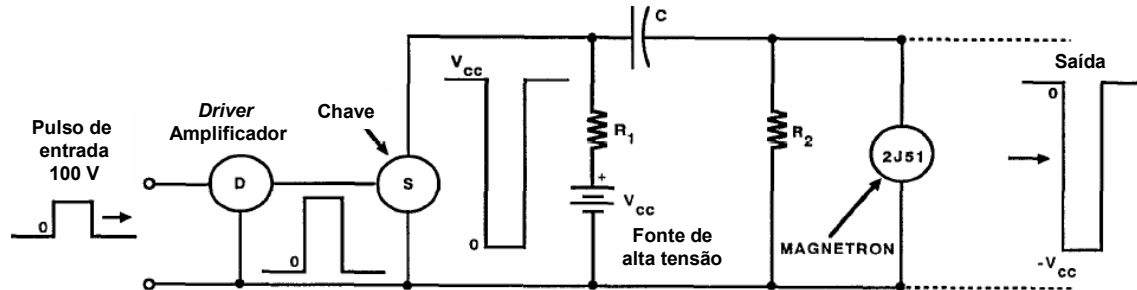


FIG. 2.21: DIAGRAMA FUNCIONAL DO HTM

Outras técnicas mais recentes, tais como chaves de hidrogênio em alta pressão [15], são capazes de gerar pulsos de até 1 MV, em altas taxas de repetição.

REFERÊNCIAS

- [1] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-domain electromagnetics and its applications", *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 299–318, Mar. 1978.
- [2] R. J. Fontana and J. F. Larrick, "Waveform adaptive ultra-wideband transmitter", *U.S. Patent 6 026 125*, Feb. 15, 2000.
- [3] Z. Kancleris and M. Dagys, "Generation of Short Microwave Pulses" [online], disponível em http://www.pfi.lt/lab/mbang1_e.html, consultado em Julho de 2006.
- [4] U. D. Keil and D. R. Dykaar, "Ultrafast Pulse Generation in Photoconductive Switches", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 32, No. 9, pp. 1664-1671, Sep. 1996.
- [5] P. A. Howson, R. Miler and D. M. Ryder, "Photoconductive Switch Design and Applications", *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Canada, Jun. 1990.
- [6] N. C. Anderson, "Photoconductive Power Switches", *8th IEEE Int'l Pulsed Power Conf.*, 1991.
- [7] J. F. Holzman, F. E. Vermeulen, and A. Y. Elezzabi, "Ultrafast Photoconductive Self-Switching of Subpicosecond Electrical Pulses", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, No. 2, pp. 130-136, Feb. 2000.
- [8] A. H. Kim, M. Weiner, L. J. Jasper, T. E. Kosciwa and R. J. Youmans, "Optically Activated Hybrid Pulser with Patterned Radiating Element", *U.S. Patent 5 177 486*, Jan. 5, 1993.

-
- [9] A. H. Kim, M. Weiner, R. Zeto, R. Youmans, L. J. Jasper and B. Lalevic, "Photoconductive Nanosecond Pulse Generation Utilizing Radial Transmission Lines", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 37, No. 12, pp. 2506-2510, Dec. 1990.
- [10] G. Mourou, "Methods and Apparatus for Generating Microwave Pulses and for the Measurement and Control Theoref", *U.S. Patent 4 329 686*, Jun. 18, 1980.
- [11] B. Jalali, J. Chou and Yan Han, "Ultra Wideband Microwave-Photonic Arbitrary Waveform Generator", *IMTC 2003 - Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Vail. CO, USA, May. 2003.
- [12] A. M. Weiner, "Femtosecond optical pulse shaping and processing", *Progress in Quantum Electron.*, vol. 19, pp. 1-237, 1995.
- [13] R. Tang and J. G. Small, "Ultra Wideband Radar Transmitter Employing Synthesized Short Pulses", *U.S. Patent 5 146 6161*, Sep. 8, 1992.
- [14] G. O. White, L. Chen, C. E. Patton, and R. L. Tinkoff, " High-power microwave pulse generator", American Institute of Physics, *Rev. Sci. Instrum.* 63 (5), pp. 3156-3166, May 1992.
- [15] M. G. Grothaus, S. L. Moran and L. W. Hardesty, "High Performance Pulse Generator", *U.S. Patent 5 311 067*, May 10, 1994.

Capítulo 3 - Caracterização do sinal pulsado de microondas de um gerador comercial

Neste capítulo, caracterizam-se os sinais pulsados de microondas de um gerador de sinal *Agilent E8257D*. O objetivo desta análise é permitir uma comparação das características dos sinais pulsados de microondas gerados por este avançado equipamento comercial com a técnica que será apresentado no Capítulo 4.

3.1 Gerador de sinal *Agilent E8257D*

O *Agilent E8257D* (Fig. 3.1) é um gerador de sinal totalmente sintetizado com alta potência de saída, baixo ruído de fase e capacidade opcional de varredura de rampa. O modelo em questão (*Option 540*) pode operar na faixa de 250 kHz a 40 GHz, apresenta elevada precisão e permite um fácil controle via GPIB.



FIG. 3.1: GERADOR DE SINAL ANALÓGICO AGILENT E8257D.

Ele permite também modulação pulsada, gerando pulsos rápidos de microondas com largura mínima de 20 ns, frequência de repetição dos pulsos (FRP) de até 10 MHz (5 MHz quando abaixo de 3,2 GHz), tempos de transição de até 6 ns e razão On/Off de 80 dB [1]. Entretanto, na prática é possível gerar pulsos ainda mais estreitos e com tempos de transição superiores, como poderá ser observado nos resultados experimentais.

3.2 Modulação pulsada

A modulação por pulsos é um caso particular da modulação AM (*Amplitude Modulation*) onde uma portadora de RF é chaveada a um taxa pulsada. Quando a relação entre o intervalo de repetição de pulso (IRP) e o ciclo útil modulado AM (duração do pulso) corresponde a um número inteiro, as harmônicas correspondentes aos múltiplos deste número serão nulas, como por exemplo, um pulso modulante que dure 33,33%, ou 1/3 do tempo útil da portadora não terá a terceira, sexta, nona etc. harmônicas, enquanto uma onda quadrada, correspondente a 50% do período (ou metade do ciclo útil do sinal) não terá a segunda, quarta, sexta etc. harmônicas, como mostrado na Fig. 3.2 [2]. Este espectro mostra as bandas de frequência laterais em $F_c \pm nF_{AM}$, onde $n = 1, 3, 5$ etc. A amplitude da potência do sinal segue uma distribuição do tipo $sen(x)/x$.

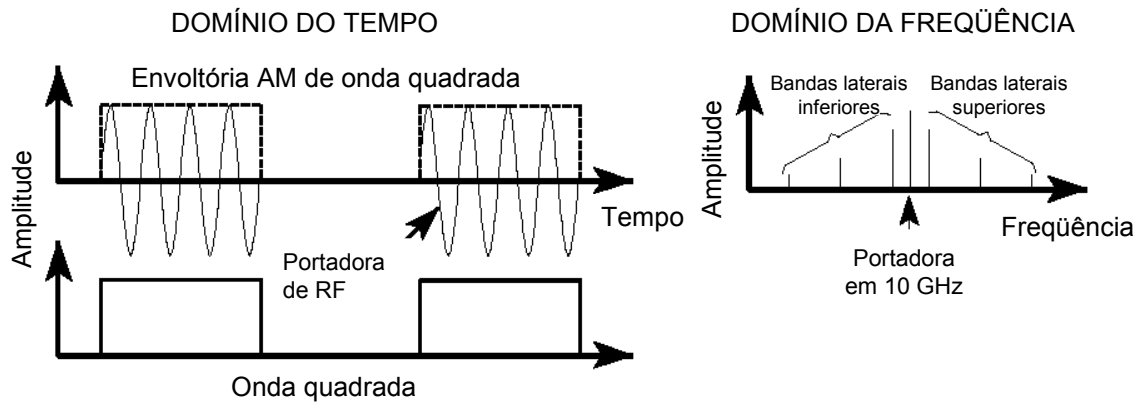


FIG. 3.2: SINAL MODULADO POR ONDA QUADRADA (50% DO CICLO).

A Fig. 3.3 [2] mostra a largura de um pulso (PW) τ no domínio do tempo. Ela define a largura do lóbulo no domínio da frequência, indicada na Fig. 3.4 [2]). A largura do lóbulo principal corresponde a $2/PW$, considerando que a largura de um lóbulo lateral é $1/PW$. A Fig. 3.3 mostra, também, o intervalo de repetição do pulso (IRP) ou sua frequência de repetição (FRP), no domínio do tempo.

No domínio da frequência, as linhas espectrais dentro dos lóbulos são separadas por FRP (ou $1/IRP$), como mostrado na Fig. 3.5 [2]. Ela mostra o espectro de uma modulação retangular, com modulação de 33,33% da portadora. É possível notar que o espectro apresenta amplitude nula para a terceira harmônica e suas múltiplas. Pode-se observar, também, que a envoltória altera seu sinal a cada intervalo de $1/PW$.

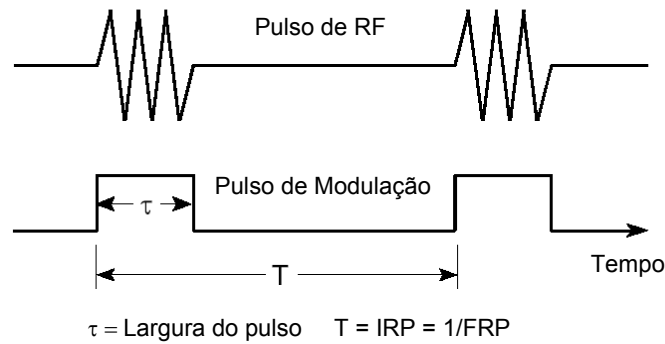


FIG. 3.3: LARGURA DO PULSO E IRP/FRP.

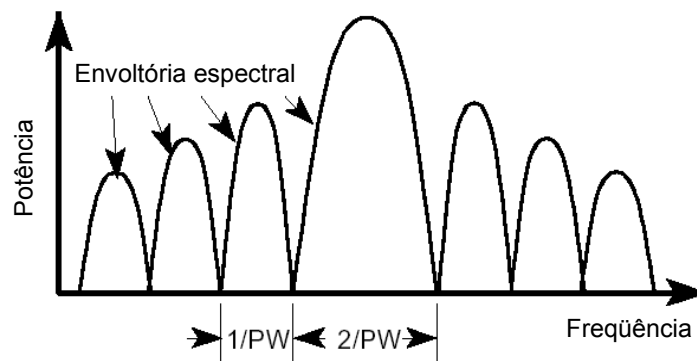


FIG. 3.4: LÓBULOS LATERAIS GERADOS POR UMA MODULAÇÃO PULSADA.

A magnitude de cada componente espectral (a_n) de um pulso retangular pode ser obtida pela equação [2]:

$$a_n = 2A \frac{\tau \sin(n\pi\tau/T)}{T n\pi\tau/T} \quad , \quad (3.1)$$

onde: τ é a largura do pulso (PW), T é o intervalo de repetição do pulso (IRP) e A é a amplitude do pulso retangular.

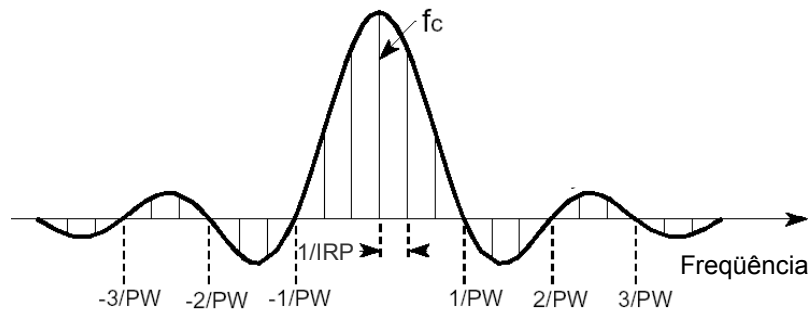


FIG. 3.5: LINHAS ESPECTRAIS PARA UMA MODULAÇÃO RETANGULAR DE 33,33%.

Desta forma, é possível concluir que, se a largura do pulso permanece constante, mas o IRP aumenta, o número de lóbulos laterais permanece o mesmo. Entretanto, o número de linhas espectrais se torna mais denso e vice-versa. Para IRP constante, o espaçamento entre as linhas espectrais se mantém constante.

Por outro lado, se o IRP permanece constante, mas a largura de pulso aumenta, a largura do lóbulo diminui e vice-versa. Se a largura do pulso se aproxima do IRP, o espectro se assemelha a um único lóbulo, ou seja, uma linha espectral. Para uma largura de pulso constante, o espaçamento entre os lóbulos permanece constante.

3.3 Resultados experimentais

Para caracterização dos sinais pulsados de microondas do gerador *Agilent 8257D*, foram utilizados um osciloscópio digital HP 83480A, para análise no domínio do tempo, e um analisador de espectro HP 8593E para a visualização no domínio da frequência. A montagem utilizada é mostrada na Fig. 3.6.

Todas as medidas foram obtidas com o nível de sinal do gerador ajustado para 0 dBm. Foi utilizado um atenuador de 20 dB para proteger os equipamentos de medição contra possíveis picos de potências e o gerador de sinais de alguma eventual potência refletida. Uma amostra do sinal foi extraída e utilizada como sinal de *trigger* para o osciloscópio digital.

A seguir, são apresentados os resultados obtidos do sinal, tanto no domínio do tempo quanto da frequência, para sinais pulsados de microondas em algumas frequências selecionadas, com o gerador operando em sua capacidade máxima de velocidade de pulso e FRP.

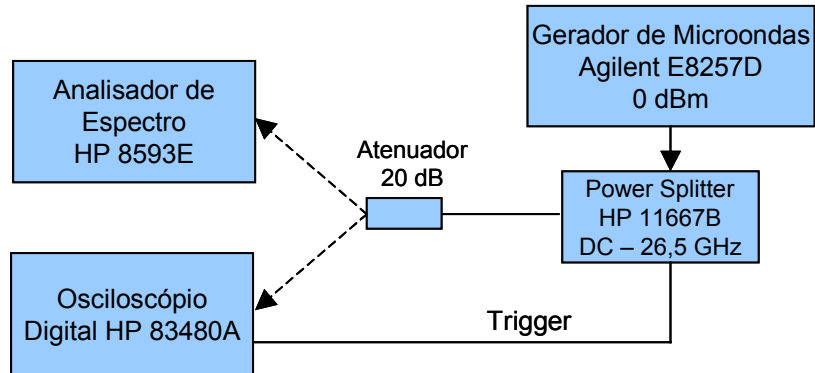


FIG. 3.6: DIAGRAMA DA MONTAGEM EXPERIMENTAL.

Resultados em 1 GHz

Apesar da capacidade nominal de largura de pulso do gerador de sinal ser de no mínimo 20 ns, na prática foi possível obter pulsos de microondas de 10 ns. Medidas em 1 GHz nos permitem visualizar com clareza o comportamento deste sinal no domínio do tempo. A Fig. 3.7 mostra o detalhe de um pulso de microondas de largura de 10 ns em 1 GHz. A frequência de repetição do pulso (FRP) utilizada foi a máxima permitida pelo gerador, que é de 5 MHz em 1 GHz, o que representa um IRP de 200 ns. A Fig 3.8 mostra uma seqüência de pulsos onde esse intervalo, bem como o tempo de duração de um pulso, podem ser observados.

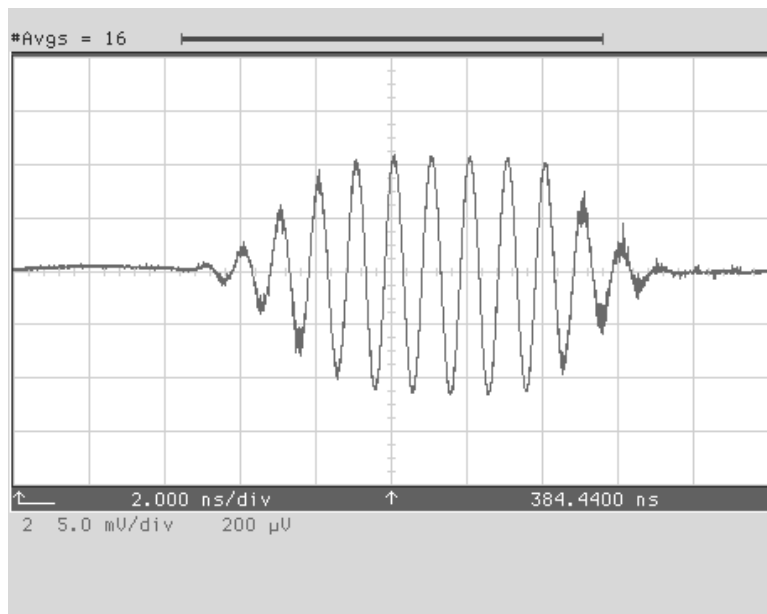


FIG. 3.7: DETALHE DE UM PULSO DE MICROONDAS EM 1 GHz.

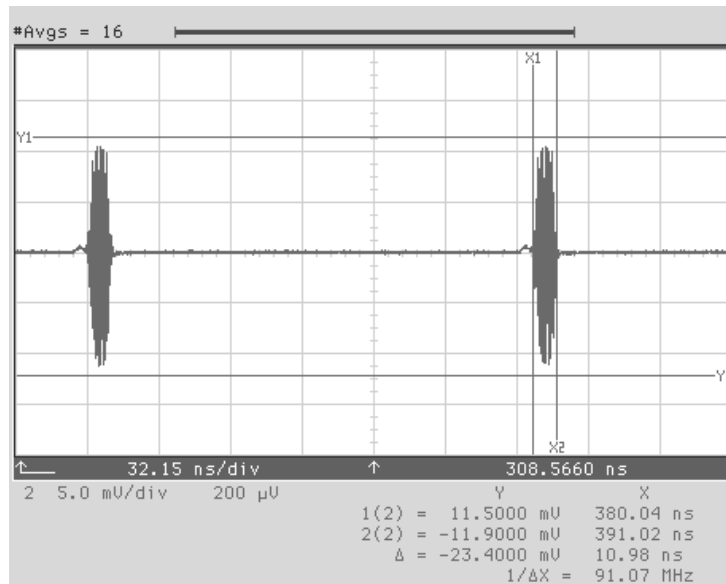


FIG. 3.8: SÉRIE DE PULSOS DE MICROONDAS EM 1 GHZ.

Pela Fig. 3.7 é possível observar que o tempo de subida do pulso (considerando, como transição, o tempo de 10% a 90% do nível máximo) é da ordem de 3 ns, que é bem melhor que os 6 ns especificados pelo fabricante. Porém, estes tempos, assim como a duração dos pulsos e o IRP, ainda são bem inferiores aos pulsos de microondas gerados por métodos que utilizam dispositivos ópticos.

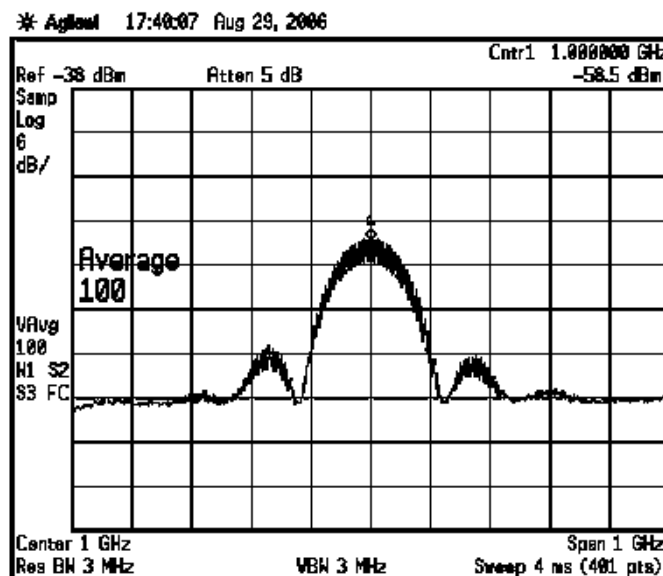


FIG. 3.9: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 1 GHZ.

A Fig. 3.9 ilustra o espectro deste trem de pulsos de microondas. Como era de se esperar, o espectro se assemelha a uma função Sinc centrada em 1 GHz. O tamanho do lóbulo principal, que é 200 MHz, realmente atende à relação $2/PW$ (neste caso, $PW = 10$ ns).

Resultados em 6 GHz

Como no método do Capítulo 4 serão realizados experimentos em 6 GHz, optou-se por também fazê-lo para o gerador em questão. A Fig. 3.10 mostra um pulso de microondas em 6 GHz com duração de 10 ns.

Apesar da medida incorreta do osciloscópio digital (*Risetime* e *Falltime*), é possível observar (Fig. 3.10) que o tempo de subida do pulso é de, aproximadamente, 2 ns. Este erro ocorreu porque o equipamento mede a transição do ciclo de microondas em 6 GHz e não da sua envoltória, que é propriamente o pulso de modulação do sinal.

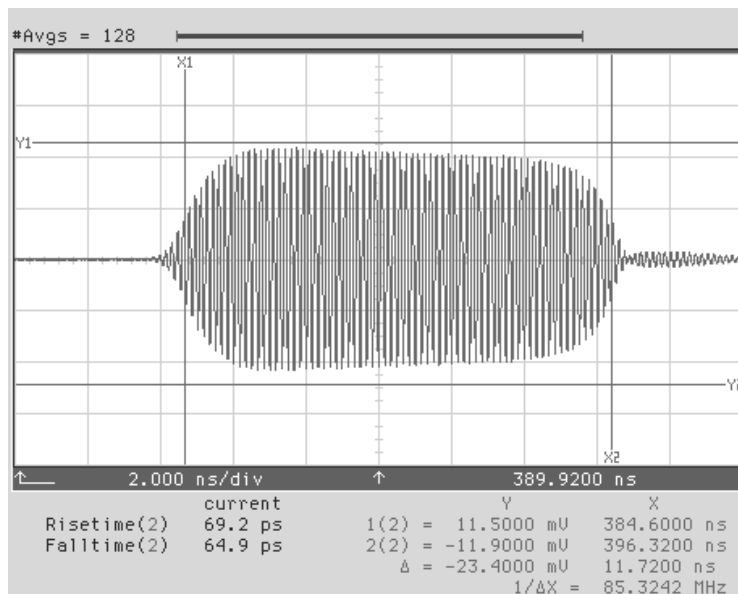


FIG. 3.10: DETALHE DE UM PULSO DE MICROONDAS EM 6 GHZ.

A Fig. 3.11 mostra o espectro de um trem destes pulsos, com frequência de repetição de 10 MHz (100 ns entre pulsos). É interessante notar que, como anteriormente mencionado, acima de 3,2 GHz a FRP pode ser de até 10 MHz.

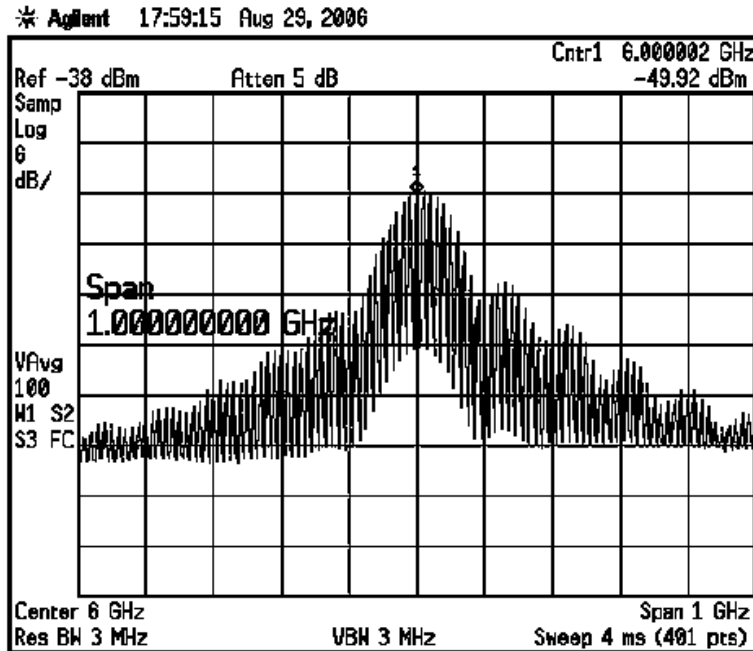


FIG. 3.11: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 6 GHz.

Como era de se esperar, novamente o espectro se assemelha a uma função *Sinc* centrada na frequência do sinal de microondas, neste caso em 6 GHz. Como a duração do pulso, de 10 ns, não foi alterada, podemos observar que o tamanho dos lóbulos, na Fig. 3.11, também permaneceu constante.

Resultados em 10 GHz

Para comprovar que o comportamento não se altera significativamente, foram realizadas medições também em 10 GHz. A Fig. 3.12 mostra o espectro de um sinal pulsado de microondas em 10 GHz com as mesmas características da modulação de pulso utilizadas para 6 GHz, ou seja, largura de 10 ns e FRP de 10 MHz.

Do mesmo modo, como esperado, o espectro se assemelha a uma função *Sinc* centrada na frequência do sinal de microondas, desta vez em 10 GHz.

Como a largura do pulso se manteve constante nas medições para todas as frequências (1, 6 e 10 GHz), era de se esperar que a largura dos lóbulos principais também se mantivesse constante com valor $2/PW$, que para 10 ns é de 200 MHz. O que pode ser comprovado comparando-se as Fig. 3.9, 3.11 e 3.12.

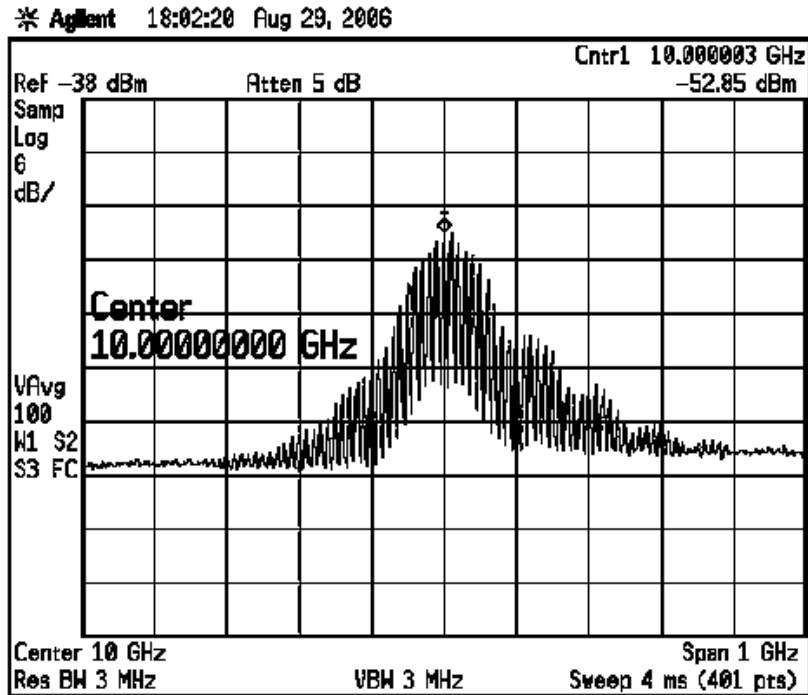


FIG. 3.12: ESPECTRO DE UM TREM DE PULSOS DE MICROONDAS EM 10 GHZ.

Com isto, conclui-se que o gerador de sinais *Agilent E8257D* é um equipamento muito eficiente na geração de sinais pulsados de microondas para aplicações e experimentos de laboratório que necessitem sinais de microondas pulsados rápidos com até 10 ns (mínimo), freqüências de repetição de pulsos de até 100 ns e tempos de transição de pulso (subida e descida) da ordem de 2 ns. Entretanto, para aplicações que requeiram pulsos ainda mais rápidos e freqüências de repetição de pulso superiores, alguma forma alternativa deve ser utilizada.

REFERÊNCIAS

- [1] Agilent E8257D PSG Analog Signal Generator, Data Sheet.
- [2] *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook: Modulation* [online], Naval Air Warfare Center, disponível em: <https://ewhdbks.mugu.navy.mil/contents.htm>, consultado em Setembro de 2006.

Capítulo 4 - Geração de sinal pulsado de microondas por composição no domínio óptico

Neste capítulo será detalhado o processo de geração de um sinal pulsado ultra-rápido de microondas utilizando uma técnica de composição no domínio óptico. Nela, pulsos de microondas são gerados a partir da combinação de um determinado sinal pulsado com uma portadora de microondas. Ambos os sinais são convertidos ao domínio óptico, através de dispositivos independentes, em diferentes estágios, sendo então combinados. O sinal resultante é convertido ao domínio elétrico através de um foto-detector para finalmente ser transmitido por uma antena apropriada ou utilizado em alguma aplicação.

A seguir serão apresentados os conceitos utilizados na técnica e toda a configuração empregada na sua validação experimental. É importante ressaltar que os valores utilizados no experimento, tais como, tempos de subida dos pulsos, comprimento de onda da portadora óptica, frequência de microondas e os níveis dos sinais foram apropriadamente ajustados de acordo com os equipamentos disponíveis. Todavia, espera-se que a técnica possa ser empregada também para gerar pulsos ainda mais rápidos, em frequências de microondas maiores e FRP (frequência de repetição de pulso) superiores aos realizados no experimento.

A proposta deste trabalho é validar os princípios básicos envolvidos no processo de geração, bem como fornecer embasamento para pesquisas futuras de configurações evolutivas e, também, experimentos que necessitem dos sinais com as características obtidas pela técnica.

4.1 Princípio da Técnica

A Fig. 4.1 mostra o diagrama de blocos simplificado da técnica utilizada de geração do sinal pulsado de microondas.

No estágio inicial do processo, através de uma chave óptica ou um modulador óptico, um gerador de pulsos chaveia um sinal óptico CW (*continuous wave*) gerado por um laser. A resultante deste sinal (ponto 1 da Fig. 4.1) será um sinal óptico pulsado no tempo.

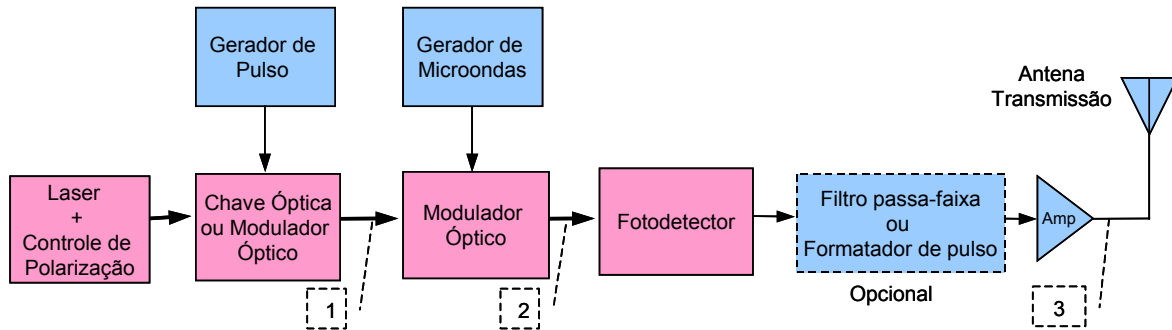


FIG. 4.1: DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLIFICADO DA TÉCNICA DE GERAÇÃO DO SINAL PULSADO.

No estágio seguinte, através de um segundo modulador óptico, uma fonte de microondas insere uma portadora no sinal óptico pulsado originário do estágio anterior. Com isso, um sinal óptico resultante, combinando ambas as formas de onda, é gerado no ponto 2. Finalmente, no terceiro estágio, a mistura dos dois sinais é convertida ao domínio elétrico através de um fotodetector. Este sinal pulsado de microondas poderá, então, ser amplificado e transmitido através de uma antena ou utilizado como sinal de entrada para alguma aplicação.

A princípio a ordem dos estágios não altera significativamente a característica do sinal resultante. Testes experimentais, inserindo a portadora de microondas no primeiro estágio e o pulso de chaveamento no segundo, apresentaram resultados semelhantes.

Adicionalmente um filtro passa-faixa ou formatador de pulsos pode ser utilizado para limitar o espectro resultante, o que pode ser uma característica desejável, principalmente em aplicações UWB.

O processo todo é baseado na composição de dois sinais completamente independentes, o que o torna extremamente flexível para aceitar diferentes técnicas de modulações assim como escolher diversos dispositivos geradores, especializados e dedicados a cada forma de onda empregada (pulso e microondas).

Apesar do conceito ser bastante simples, sua implementação na prática exige uma série de cuidados e levantamentos que serão detalhados a seguir.

4.1.1 Modulador Óptico

Os moduladores ópticos são componentes cruciais no processo de geração dos pulsos de microondas. Eles são os responsáveis diretos por converter tanto os pulsos elétricos rápidos como a portadora de microondas para o domínio óptico, preservando ao máximo suas características

temporais e espectrais. Destes dispositivos dependem a capacidade de transição (tempos de subida e descida) dos pulsos, a frequência máxima de microondas e a taxa máxima de repetição dos pulsos.

Moduladores ópticos para altas taxas de dados (superiores a 10 Gb/s) e formatos de modulação RZ (*return to zero*) e NRZ (*non return to zero*) normalmente são do tipo *Mach-Zehnder* (MZM), geralmente fabricados com cristal de Niobato de Lítio (LiNbO_3), que possui alto coeficiente eletro-óptico [1]. A Fig. 4.2 [2] ilustra o princípio de funcionamento de um MZM e a Fig 4.3 [3] mostra a vista superior e em corte de um exemplo deste dispositivo. Uma luz CW de um laser (normalmente um DFB emitindo em 1550 nm) é acoplada ao guia de onda do cristal de LiNbO_3 . Este guia de onda divide-se em dois caminhos ópticos independentes. Eletrodos de metal, por onde o sinal elétrico se propaga, são fabricados sobre os guias de onda ópticos. O sinal elétrico introduz uma diferença de fase, através do efeito eletro-óptico entre os dois caminhos, que irá variar de acordo com o nível do sinal de entrada. A polarização DC do modulador ou o *offset* do sinal de entrada devem ser ajustados de forma que, para o nível lógico zero, a defasagem seja de π , ocorrendo uma interferência destrutiva e, para o nível lógico 1, não haja defasagem e conseqüentemente a interferência seja construtiva.

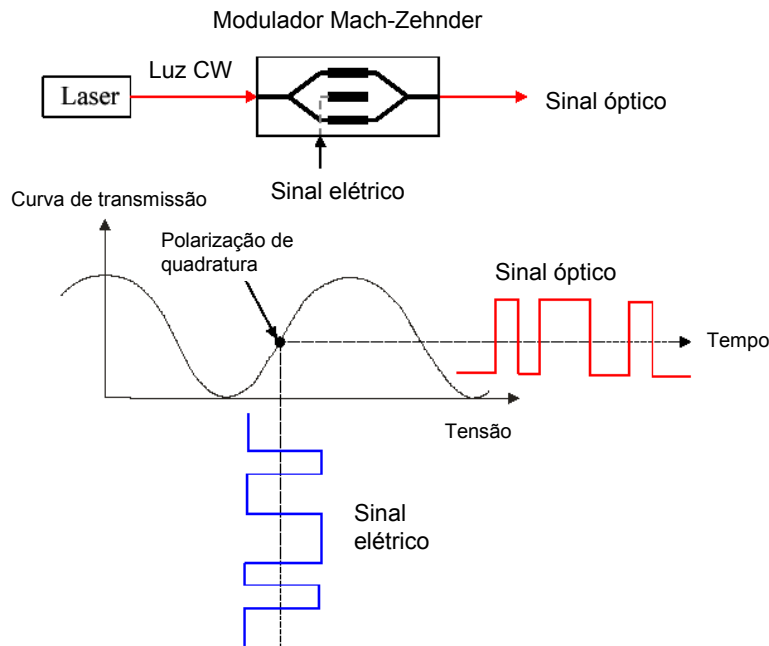


FIG. 4.2: ESQUEMA DE FUNCIONAMENTO DE UM MODULADOR MACH-ZEHNDER.

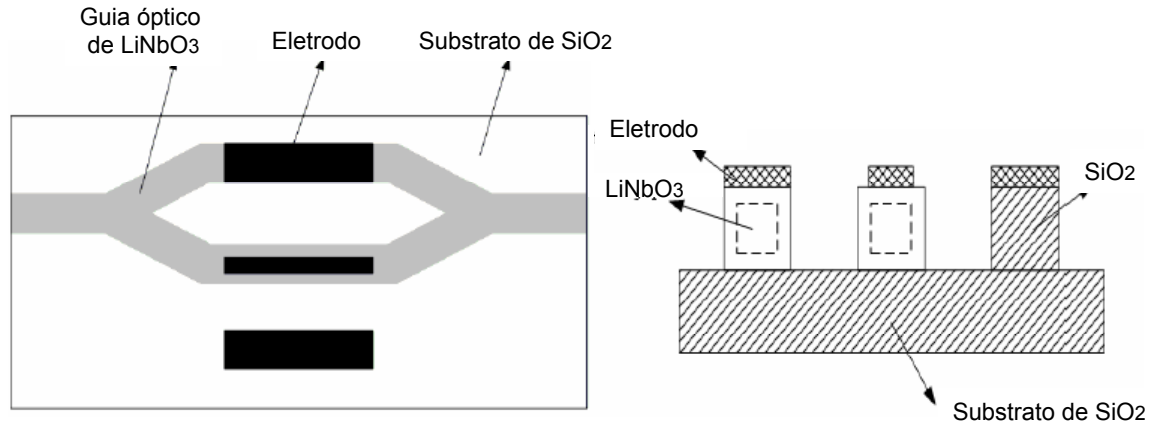


FIG. 4.3: DETALHE DE UM MODULADOR ÓPTICO MACH-ZEHNDER DE LiNbO₃.

4.2 Resultados experimentais

Foi realizada a montagem de um protótipo na tentativa de validar a técnica e levantar prováveis dificuldades iniciais. A Fig. 4.4 representa o diagrama de blocos completo e a Fig. 4.5 mostra a foto da montagem do experimento no ambiente de laboratório.

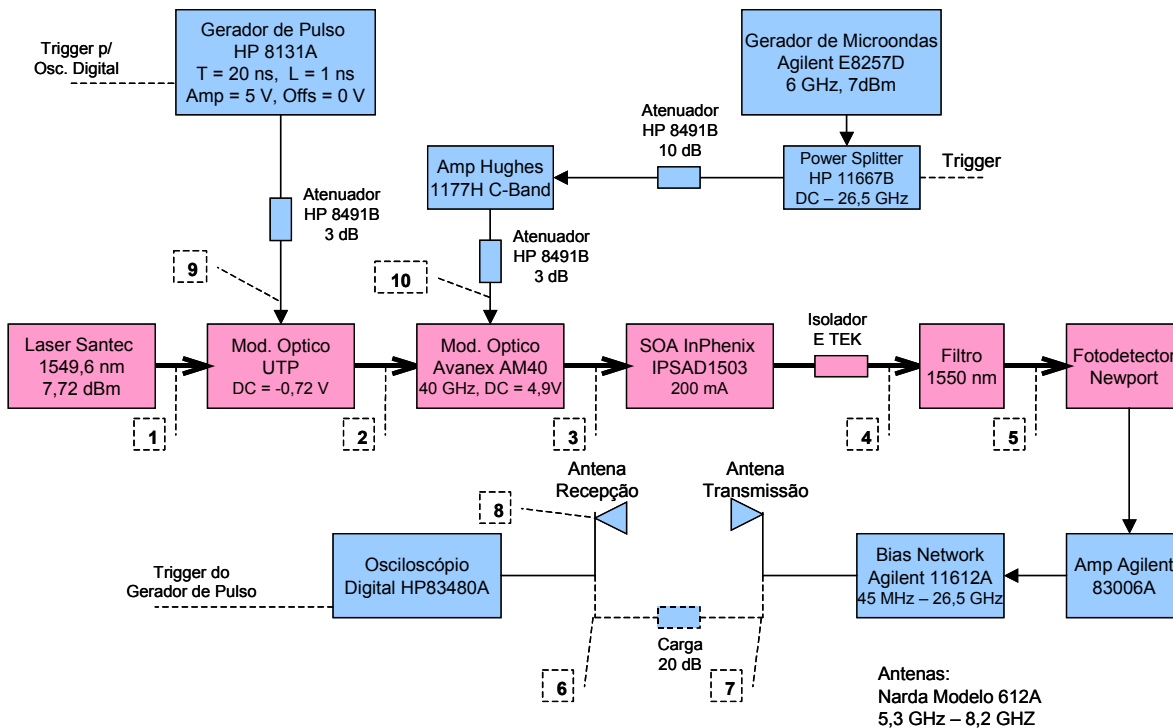


FIG. 4.4: DIAGRAMA DE BLOCOS DO EXPERIMENTO.

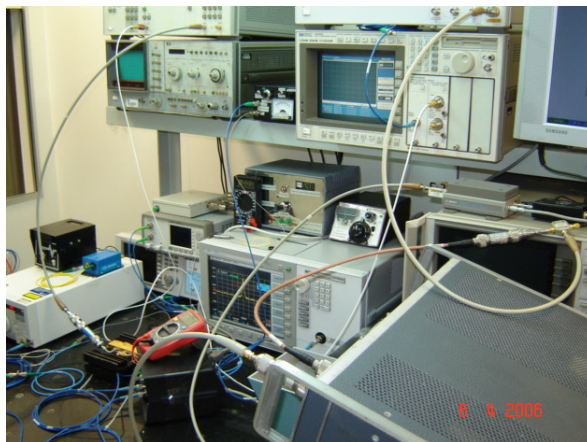


FIG. 4.5: FOTO GERAL DA MONTAGEM.

4.2.1 Estágio de inserção do sinal de microondas

Foi definida a utilização de uma portadora de microondas em 6 GHz. Esta escolha foi motivada pela característica da resposta em frequência do modulador óptico de LiNbO_3 do segundo estágio (Avanex AM40 - até 40 GHz) utilizado no experimento. Em medições anteriores, foi levantada a curva de resposta em frequência do modulador óptico, mostrada na Fig. 4.6.

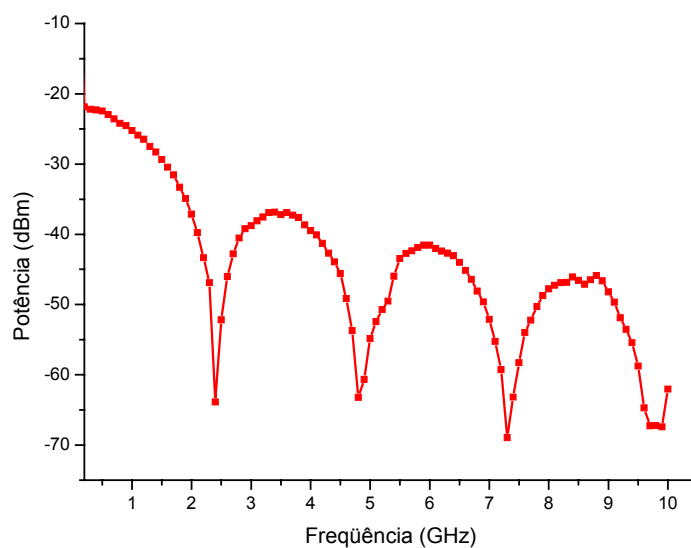


FIG. 4.6 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO MODULADOR ÓPTICO.

Como pode ser observado, além de uma queda acentuada de 20 dB no início da faixa de frequências, o modulador óptico possui cortes acentuados do ganho nas frequências de 2,4 GHz; 4,8 GHz; 7,3 GHz e 9,7 GHz. Em contrapartida, ele apresenta ganhos máximos em torno de 3,5 GHz, 6 GHz e 8,5 GHz, além das frequências abaixo de 2 GHz. Desta forma optou-se por trabalhar com 6 GHz, pois, além de ser um dos pontos de melhor desempenho do modulador, também é adequado para operar com os demais dispositivos, tais como amplificadores e atenuadores, utilizados no experimento.

Para conseguir uma modulação razoável foi necessário ajustar o nível do sinal na entrada do modulador. Para tal, utilizou-se um amplificador Hughes 1177H Banda C e atenuadores (HP 8491B) para proteção dos equipamentos. Adicionalmente, foi utilizado um Power Splitter (HP 11667B DC-26,5 GHz), para a obtenção do sinal de *trigger*, necessário para ajustes do sinal durante as medidas.

O espectro do sinal de microondas de 6 GHz, aplicado ao modulador óptico (ponto 10 da Fig. 4.4), pode ser observado na Fig. 4.7 e a foto de sua montagem na Fig 4.8 (realizada pelo Prof. Evandro Conforti). Este sinal foi obtido através de um analisador de espectro (Agilent E4408B), substituindo o atenuador de 3 dB, no ponto 10, por um de 20 dB, a fim de proteger o equipamento.

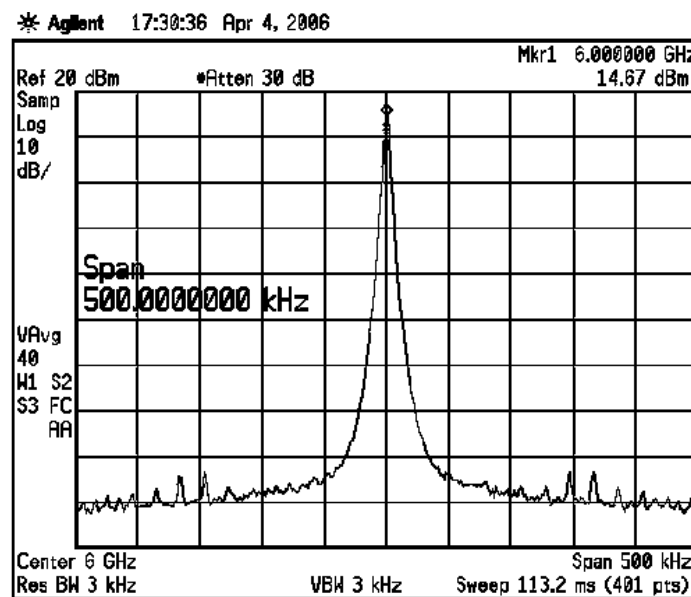


FIG. 4.7: ESPECTRO DO SINAL DE MICROONDAS NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.

Como pode ser observado o sinal medido foi de 14,67 dBm. Desconsiderando-se o atenuador de 20 dB utilizado nesta medida e adicionando-se novamente o valor do atenuador de 3 dB, pode-se concluir que o nível do sinal utilizado no experimento, na entrada do modulador óptico, foi de 31,67 dBm, o que é uma potência bastante considerável.



FIG. 4.8: MONTAGEM DO MODULADOR ÓPTICO.

Durante as medições, notou-se que o desempenho do modulador óptico utilizado neste estágio é bastante dependente do valor de sua polarização DC e, também, da polarização do sinal óptico CW aplicado. Isto motivou o emprego de um mecanismo de controle de polarização no processo e a caracterização da razão de extinção do modulador óptico em função destes fatores. A Fig. 4.9 ilustra a configuração utilizada para a execução desta caracterização.

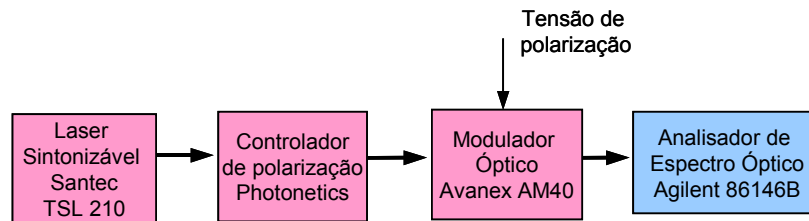


FIG. 4.9: CONFIGURAÇÃO DA CARACTERIZAÇÃO DO MODULADOR AVANEX AM40.

Variando-se a tensão de polarização, com o auxílio de um analisador de espectro óptico, foram obtidas as medidas da potência de pico do sinal na saída do modulador óptico, tanto para as condições de melhor, como pior, controle de polarização da luz. Com isso foi possível determinar a influência deste controle na razão de extinção do modulador. A Fig. 4.10 mostra as curvas com estes resultados. A Fig. 4.11 apresenta as medidas para os pontos máximos e mínimos, no melhor caso de polarização da luz, e a Fig 4.12 mostra o mesmo para o pior caso.

Pode-se observar que a polarização da luz é extremamente influente na razão de extinção e no comportamento da curva. Com um bom controle de polarização da luz, a razão de extinção é de aproximadamente 25 dB óptico (24,8 dB de acordo com a Fig 4.11), enquanto que para a pior polarização é de apenas 3 dB óptico (3,25 dB de acordo com a Fig. 4.12), ou seja, praticamente não ocorre modulação.

Outro aspecto importante é que através destas curvas (Fig. 4.10) é possível definir a região ótima de polarização DC do modulador. Como a curva apresenta boa linearidade entre 3 e 6 V, o ponto ótimo está próximo da média destes valores, ou seja, 4,5 V. A polarização DC utilizada no experimento para este modulador foi de 4,9 V, um valor bastante adequado, desde que o laser esteja com controle de polarização apropriado.

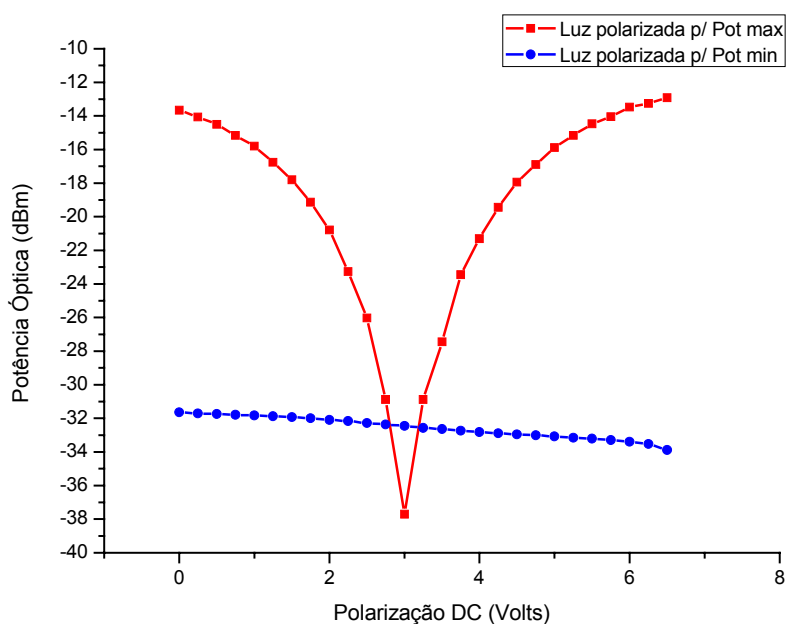


FIG. 4.10: POTÊNCIA ÓPTICA X POLARIZAÇÃO DC NO MODULADOR ÓPTICO AVANEX AM40.

Os resultados destas curvas (Fig. 4.10, 4.11 e 4.12) foram obtidos com o laser operando em 1550 nm com potência de 0 dBm. Entretanto, a título de comparação, algumas medições foram realizadas em 1530 nm e 1580 nm, onde foi observado que o comportamento não sofre nenhuma alteração para estes comprimentos de onda.

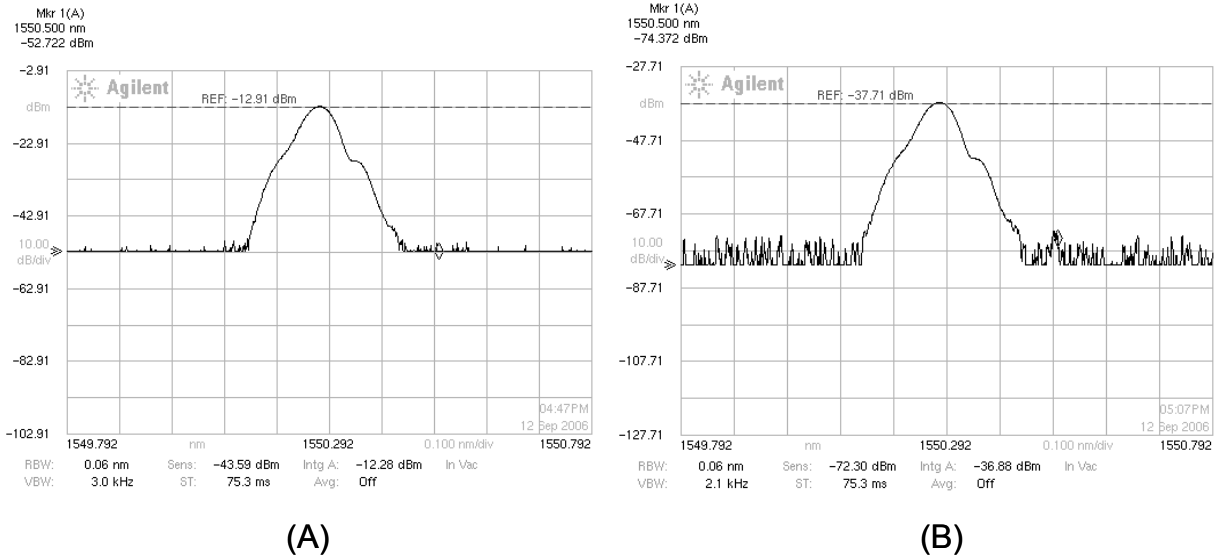


FIG. 4.11: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ ÓTIMA.

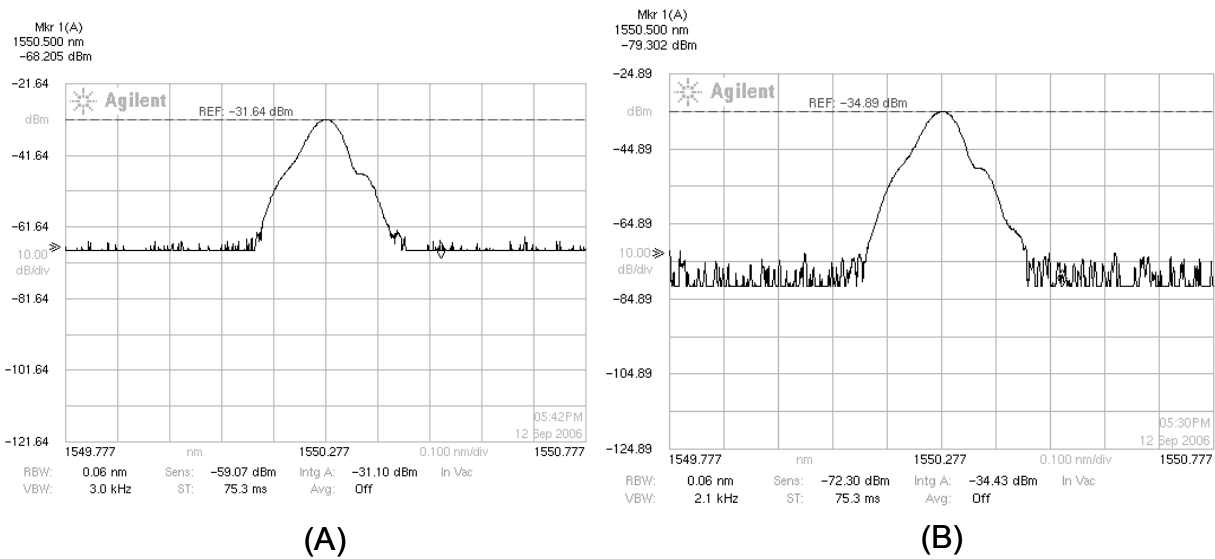


FIG. 4.12: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ NO PIOR CASO.

4.2.2 Estágio de inserção do sinal pulsado

A característica do espectro de um sinal pulsado é um aspecto importante a ser considerado. Através dele é possível determinar quais os componentes e estágios do processo que podem degradar de forma significativa as harmônicas mais importantes do sinal.

Considerando um trem de pulsos retangular de amplitude A , duração τ e período de repetição T , mostrado na Fig. 4.13, expresso analiticamente no intervalo $-(T/2) \leq t \leq (T/2)$ por [4]:

$$f(t) = \begin{cases} A, \rightarrow -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, \rightarrow resto \end{cases} \quad (4.1)$$

A distribuição da energia deste pulso no espectro, mostrada na Fig. 4.14, será dada pela função:

$$F(f) = A\tau \operatorname{sinc}(f\tau) \quad (4.2)$$

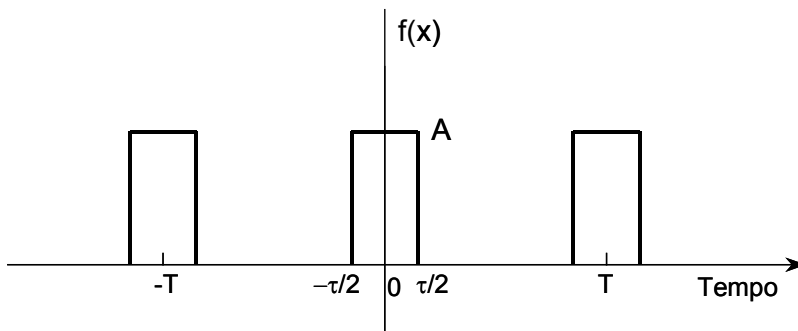


FIG. 4.13: TREM DE PULSOS NO DOMÍNIO DO TEMPO.

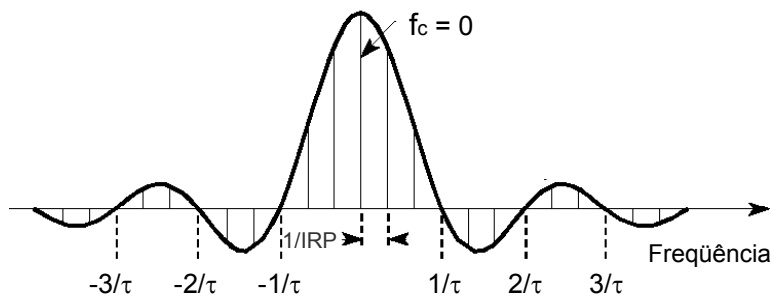


FIG. 4.14: DISTRIBUIÇÃO ESPECTRAL DE UM TREM DE PULSOS.

Desta forma, pode-se observar que o espectro de um pulso apresenta seus valores de mínimo em n/τ ($1/\tau$, $2/\tau$, $3/\tau$, ...), sendo n um número inteiro. Por uma questão de conveniência, optou-se por utilizar largura de pulso de 1 ns, que é o tempo necessário para conter 6 ciclos do sinal de 6 GHz. A simulação teórica do espectro de um pulso de duração de 1 ns, através do programa *Mathematica*TM, apresenta o resultado da Fig. 4.15. Como era de se esperar, a magnitude espectral apresenta pontos de mínimos em múltiplos de $1/\tau$, ou seja, 1 GHz.

O intervalo de repetição de pulsos (IRP) adotado foi de 20 ns, o que representa uma frequência de repetição de pulsos (FRP) cinco vezes mais rápida que a capacidade do gerador caracterizado no Capítulo 3, para esta frequência.

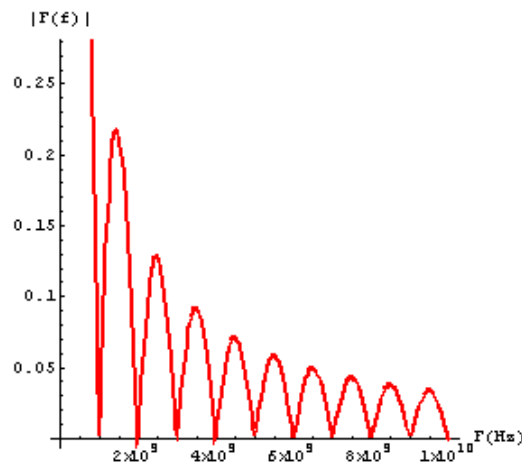


FIG. 4.15: SIMULAÇÃO PARA $\tau = 1$ ns

Para que o processo de geração do sinal pulsado de microondas ocorra com sucesso é necessário que as características espectrais e temporais dos pulsos elétricos ultra-rápidos sejam preservadas ao máximo na conversão ao domínio óptico. Desta forma, é importante que o dispositivo utilizado para tal fim mantenha os tempos de transição (subida e descida) dos pulsos e possua uma razão de extinção bastante alta, praticamente bloqueando o sinal óptico durante o "nível baixo" do trem de pulsos. Devido à indisponibilidade de chaves ópticas, na montagem experimental foi utilizado, para este fim, o modulador óptico UTP, também de LiNbO_3 .

Para obter o ponto ótimo de operação deste modulador óptico, tanto para a razão de extinção como para a influência da polarização da luz no desempenho do dispositivo, também foi determinada sua curva experimental de potência óptica por tensão de polarização DC, para as

condições de controle de polarização da luz no melhor e no pior caso. A Fig. 4.16 ilustra a configuração utilizada para a execução desta caracterização.

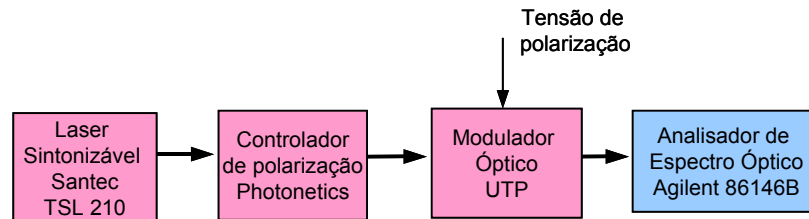


FIG. 4.16: CONFIGURAÇÃO DA CARACTERIZAÇÃO DO MODULADOR UTP.

Da mesma forma que para o outro modulador óptico, variando-se a tensão de polarização com o auxílio do analisador de espectro óptico, foram obtidas as medidas da potência de pico do sinal na saída do modulador, tanto para as condições de melhor, como pior, controle de polarização da luz. A Fig. 4.17 mostra as curvas com estes resultados. A Fig. 4.18 mostra as medidas para os pontos máximos e mínimos no melhor caso de polarização da luz e a Fig. 4.19 ilustra o mesmo no pior caso.

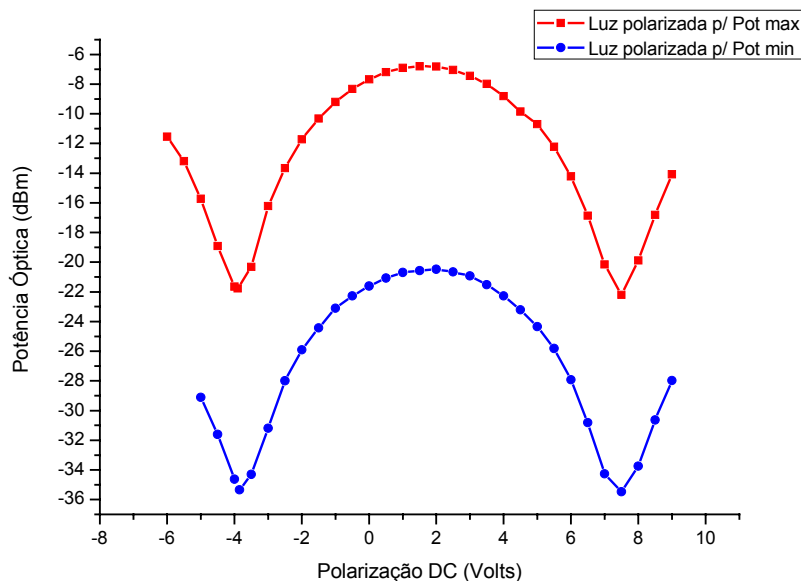


FIG. 4.17: POTÊNCIA ÓPTICA X POLARIZAÇÃO DC NO MODULADOR ÓPTICO UTP.

É interessante notar que, diferentemente do modulador Avanex, no UTP a polarização da luz não altera a razão de extinção do sinal, que é sempre de aproximadamente 15dB óptico (14,98 dB na Fig. 4.18 e 14,88 dB na Fig. 4.19). Apenas a potência de saída sofre uma variação de até 14 dB, mas a razão de extinção de 15 dB permanece constante, como pode ser observado nas curvas da Fig. 4.17 e no cálculo das diferenças, nas Fig. 4.18 e 4.19.

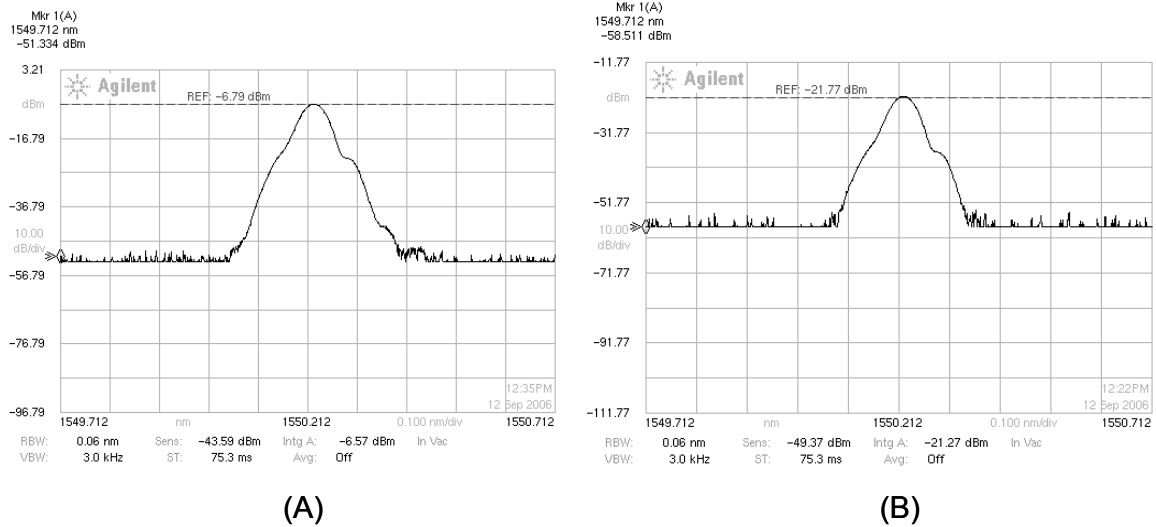


FIG. 4.18: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ ÓTIMA.

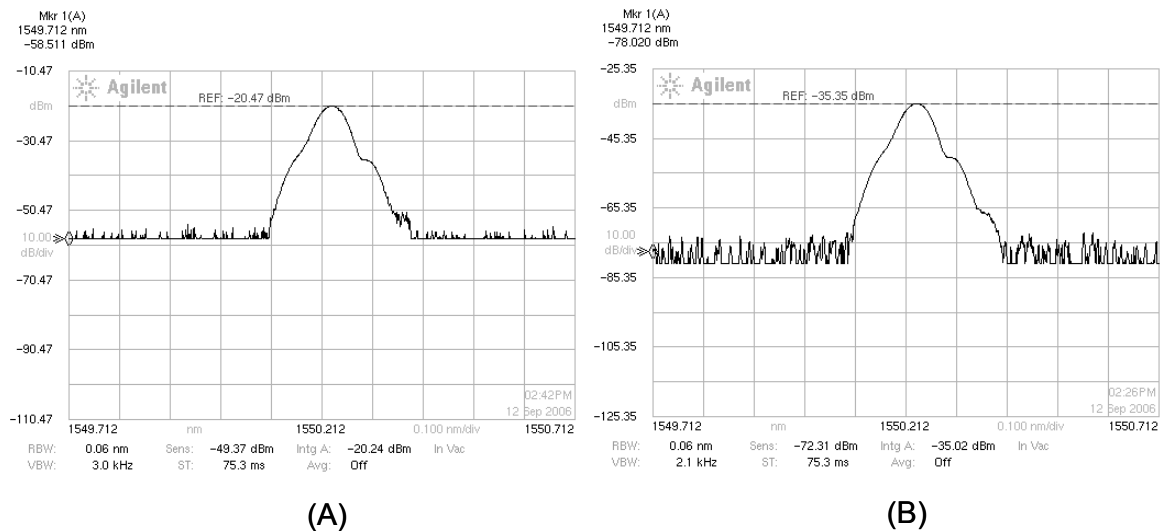


FIG. 4.19: POTÊNCIA MÁXIMA (A) E MÍNIMA (B) PARA POLARIZAÇÃO DA LUZ NO PIOR CASO.

Estas curvas foram obtidas com o laser Santec operando em 1550 nm e 0 dBm. Porém, assim como para o modulador Avanex, foram realizadas medições em 1530 nm e 1580 nm e verificado que o comprimento de onda do sinal óptico não influi nestas características.

Outro ponto importante é que a região de ótima polarização DC deste modulador está entre -3 e 0 V. No experimento foi utilizado -0,72 V, que aparentemente é uma região adequada de operação.

Na montagem do protótipo, o sinal pulsado aplicado ao modulador óptico UTP (ponto 9 da Fig. 4.4) foi gerado através de um gerador de pulsos (HP 8131A). Seu espectro pode ser visto na Fig. 4.20 e sua montagem na Fig. 4.21 (realizada pelo Prof. Evandro Conforti). Este sinal foi observado através de um analisador de espectro (Agilent E4408B), substituindo o atenuador de 3 dB, no ponto 10, por um de 20 dB, a fim de se proteger o equipamento. A medição foi realizada somente até 3 GHz, pois acima dessa frequência praticamente não havia sinal. Para uma maior precisão nas medições, os dados foram coletados pelo analisador em 3 etapas, de 0 a 1 GHz, de 1 GHz a 2 GHz e de 2 GHz a 3 GHz; e, posteriormente, unidos para traçar um único gráfico.

Como esperado, o espectro do sinal, tanto na simulação quanto nos resultados experimentais, apresentam pontos mínimos nos múltiplos de $1/\tau$ que, neste caso, é igual a 1 GHz.

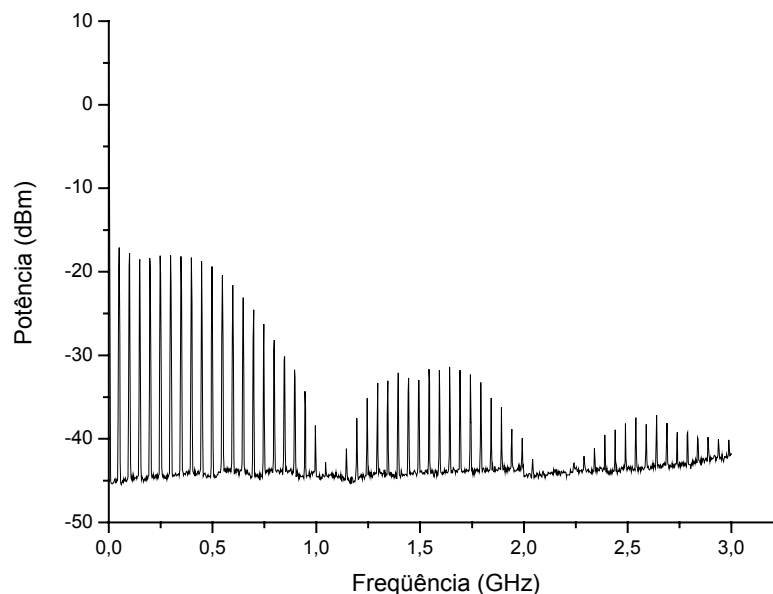


FIG. 4.20: ESPECTRO DO SINAL PULSADO NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.

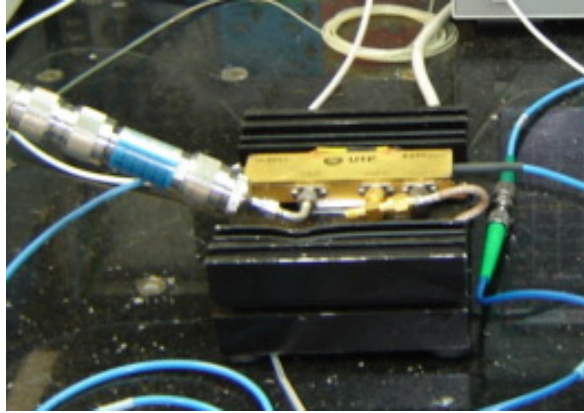


FIG. 4.21: MONTAGEM DO MODULADOR ÓPTICO.

Outro aspecto importante, inclusive por ser um dos diferenciais desta técnica, é a caracterização dos tempos de subida e descida dos pulsos. Como o sinal pulsado é gerado a partir de um equipamento dedicado para este fim, ao invés de se utilizar a modulação pulsada intrínseca de um gerador de microondas comercial (como no caso do Capítulo 3), pulsos com tempos de transição (subida / descida) extremamente rápidos podem ser gerados. É importante ressaltar que espera-se bom desempenho da técnica aqui apresentada também para tempos de transição ainda mais rápidos do que os que foram utilizados no experimento, bastando que uma fonte de pulsos superior seja empregada. Neste trabalho, utilizou-se os menores tempos possíveis do gerador de pulsos disponível no laboratório.

A Fig. 4.22 mostra, no domínio do tempo, o detalhe de um pulso do sinal que foi aplicado na entrada do modulador óptico do primeiro estágio da montagem. O sinal foi observado através de um osciloscópio digital (HP83480A), utilizando-se um atenuador de 20 dB para sua proteção. Pela figura é possível observar os tempos de subida e descida do pulso, que são 135 ps e 176 ps, respectivamente (razão 10 a 90 %).

Foi constatado, experimentalmente, que um nível de sinal adequado para a operação do modulador óptico é da ordem de 3 V; por isto, utilizou-se durante todo o trabalho sinais de até 5 V, com *offset* de 0 V.

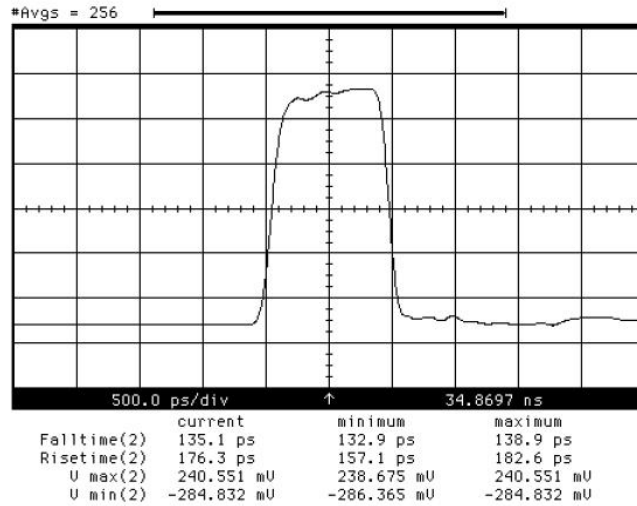


FIG. 4.22: SINAL PULSADO NA ENTRADA DO MODULADOR ÓPTICO.

4.2.3 Combinação dos sinais no domínio óptico

Para a combinação do sinal pulsado com a portadora de microondas no domínio óptico é necessária uma portadora óptica. Para tal fim, utilizou-se o laser sintonizável Santec, operando em modo CW no comprimento de onda de 1549,6 nm e fornecendo uma potência óptica de 7,72 dBm. A Fig 4.23 mostra o espectro da portadora óptica gerado pelo laser na entrada e na saída do primeiro modulador óptico (ponto 1 e 2 da montagem da Fig. 4.4, respectivamente). Para esta medição, foi empregado o analisador de espectro óptico Agilent 86146B.

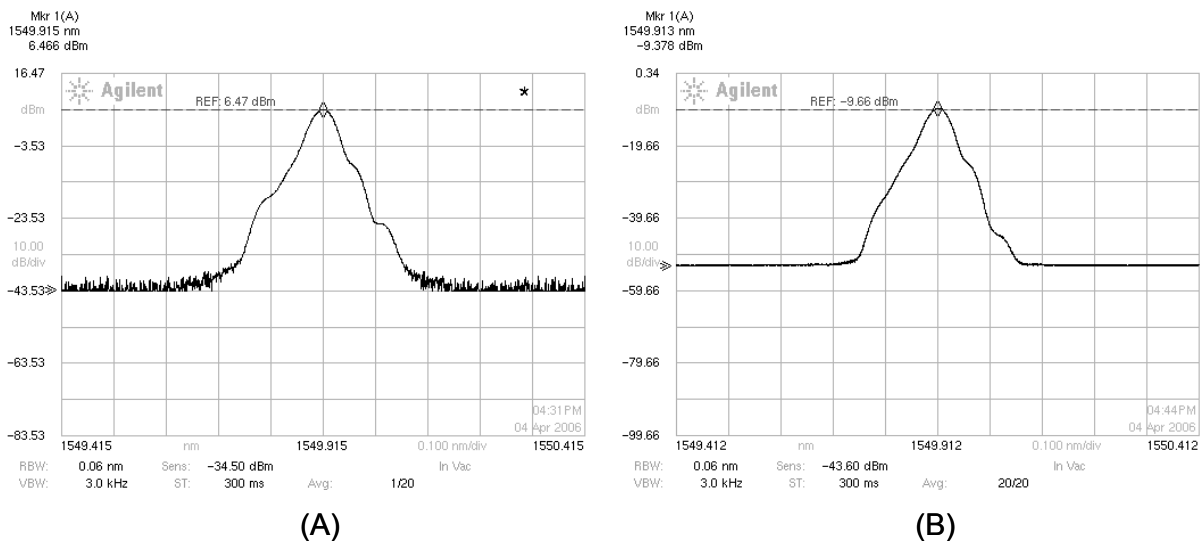


FIG. 4.23: PORTADORA ÓPTICA NO PONTO 1 (A) E NO PONTO 2 (B) DA FIG. 4.4.

O sinal da portadora óptica, ao passar pelo modulador UTP, recebe o sinal pulsado, sendo desta forma chaveado. Neste processo, o nível do sinal óptico na saída do modulador é atenuado em aproximadamente 16 dB, como pode ser verificado pela diferença dos níveis observados na Fig. 4.23. O sinal, no ponto 1, era de 6,47 dBm enquanto na saída do modulador foi de -9,66 dBm.

As características temporais do sinal óptico modulado neste ponto podem ser observadas na Fig. 4.24. Tais curvas foram obtidas através do canal óptico do osciloscópio digital HP 83480A, inserido diretamente no ponto 2 da montagem.

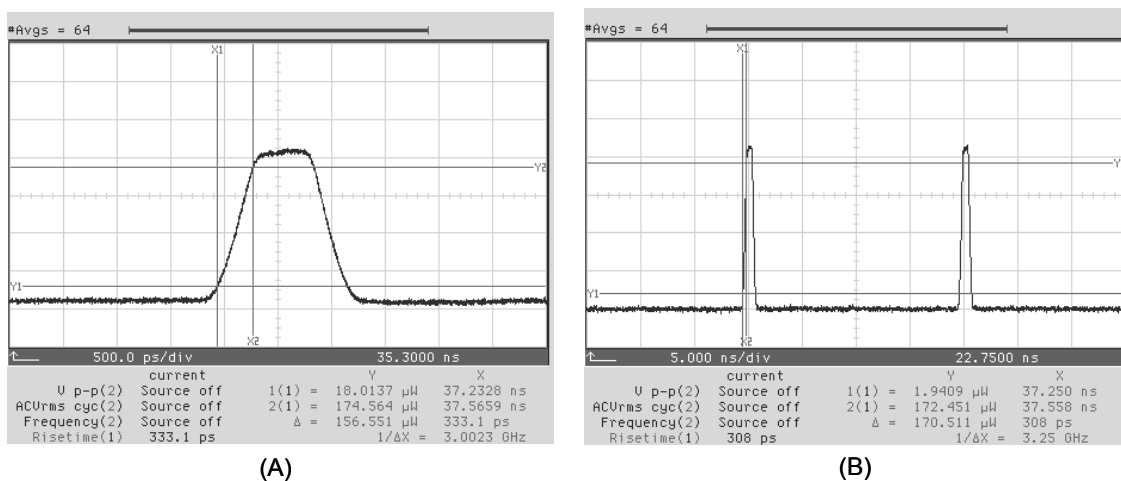


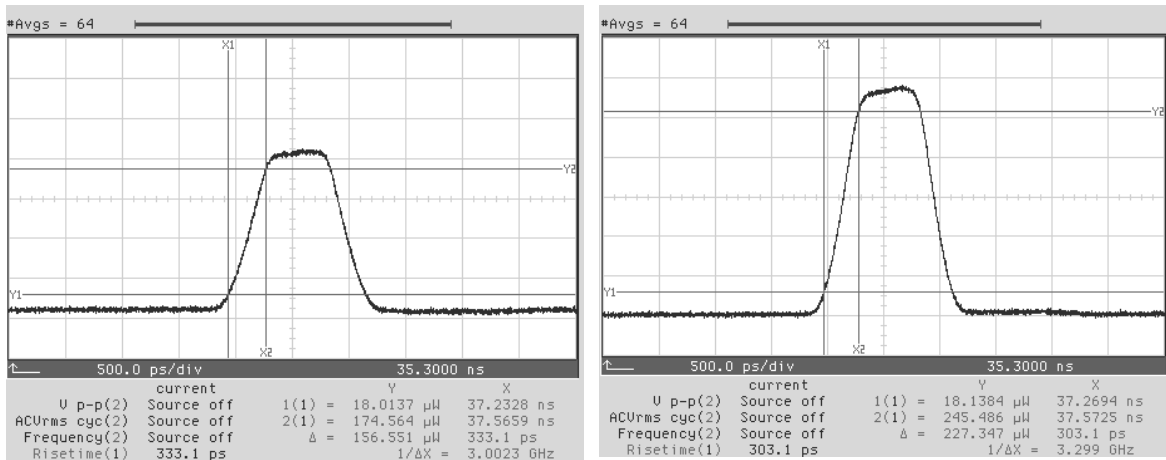
FIG.4.24: SINAL ÓPTICO PULSADO NO TEMPO, (A) DETALHE DO PULSO, (B) TREM DE PULSOS.

É possível verificar que as características temporais dos pulsos são razoavelmente mantidas, embora seus tempos de transição sejam maiores que os dos pulsos originais. Enquanto que os pulsos elétricos tinham tempo de subida da ordem de 150 ps (razão 10 - 90%), nos pulsos ópticos correspondentes esses tempos são da ordem de 300 ps, como pode ser observado na Fig. 4.24.

Neste estágio do processo, foram realizados alguns testes a fim de verificar o comportamento de resposta do modulador óptico a diferentes características do sinal pulsado modulante. A Fig. 4.25 mostra, no domínio do tempo, o sinal óptico pulsado no ponto 2 da montagem, para o sinal pulsado aplicado à entrada do modulador, com amplitudes de 2 V (A), 3 V (B) e 4 V (C). É possível notar que quanto maior a amplitude, mais rápido é o tempo de

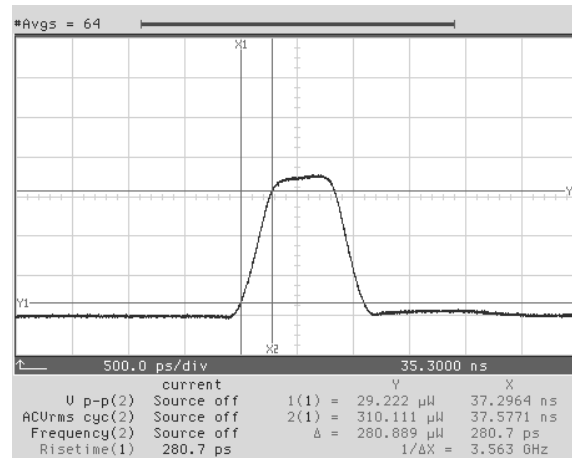
transição do pulso. Foram obtidos tempos de subida de 333, 303 e 280 ps para 2, 3 e 4 V, respectivamente.

Também foram observadas as características do sinal óptico modulado para o sinal de entrada com pulsos de diferentes durações. As Fig. 4.26 e 4.27 mostram, no domínio do tempo, o sinal de saída do modulador para sinais modulantes com pulsos de duração de 2 e 5 ns, respectivamente. Elas mostram tanto o detalhe dos tempos de subida dos pulsos (A) como as características temporais do trem de pulsos (B).



(A) 2V

(B) 3V



(C) 4V

FIG.4.25: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA DIFERENTES AMPLITUDES DO SINAL MODULANTE.

É interessante notar que as características do sinal no domínio óptico, observadas neste ponto, seguem fielmente as alterações das características dos pulsos elétricos modulantes.

Verifica-se também que alterações na duração dos pulsos não causam mudanças significativas nos tempos de transição dos pulsos no domínio óptico.

Os espectros destes sinais, para um trem de pulsos modulante, de intervalo de repetição de pulsos de 20 ns e duração dos pulsos de 1 (A), 2 (B) e 5ns (C), são apresentados na Fig. 4.28. Pode-se notar que as características espectrais dos sinais pulsados também foram mantidas durante a conversão ao domínio óptico. Como o intervalo de repetição dos pulsos (IRP) foi mantido em 20 ns, é possível observar que a distância entre as raias espectrais é sempre de 50 MHz (1/20 ns), o que pode ser visto nas curvas obtidas.

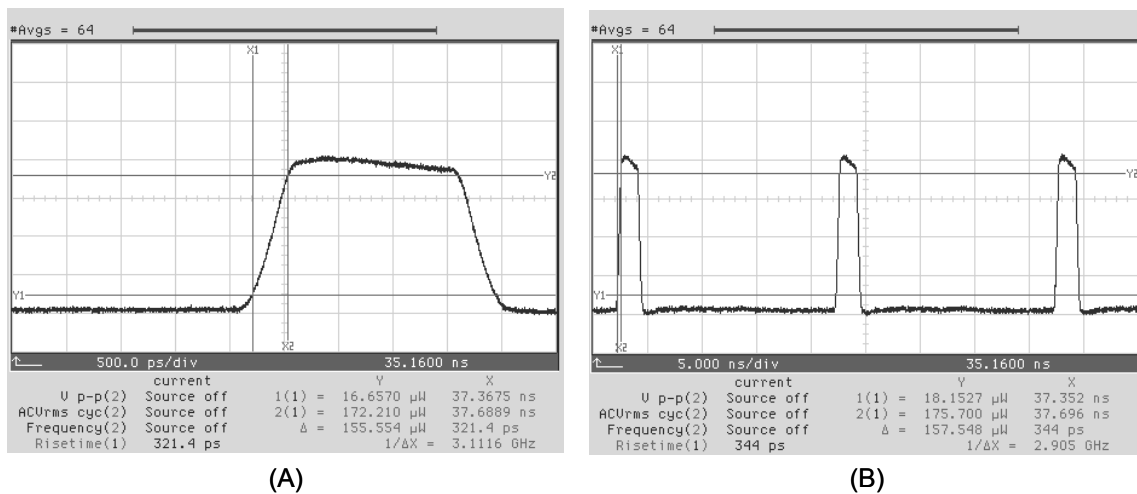


FIG.4.26: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA TREM DE PULSOS MODULANTE DE 2 ns.

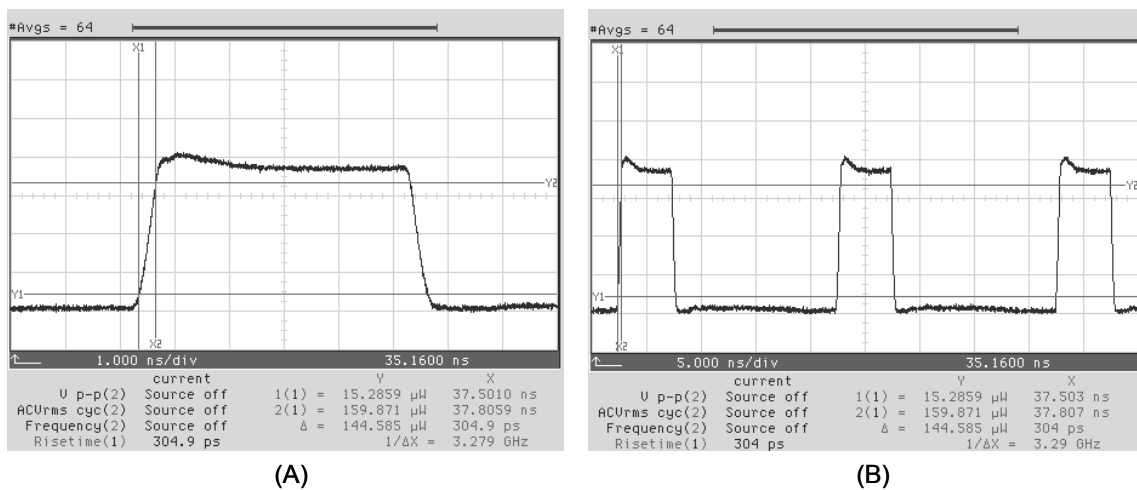


FIG.4.27: SINAL ÓPTICO PULSADO PARA TREM DE PULSOS MODULANTE DE 5 ns.

Por outro lado, os pontos de mínimo da envoltória espectral devem ser encontrados nos múltiplos de $1/\tau$, o que representa 1 GHz para os pulsos de 1 ns, 500 MHz para 2 ns e 200 MHz para 5 ns, o que está coerente com os resultados obtidos, demonstrando que o espectro do sinal pulsado é mantido durante o processo de conversão ao domínio óptico.

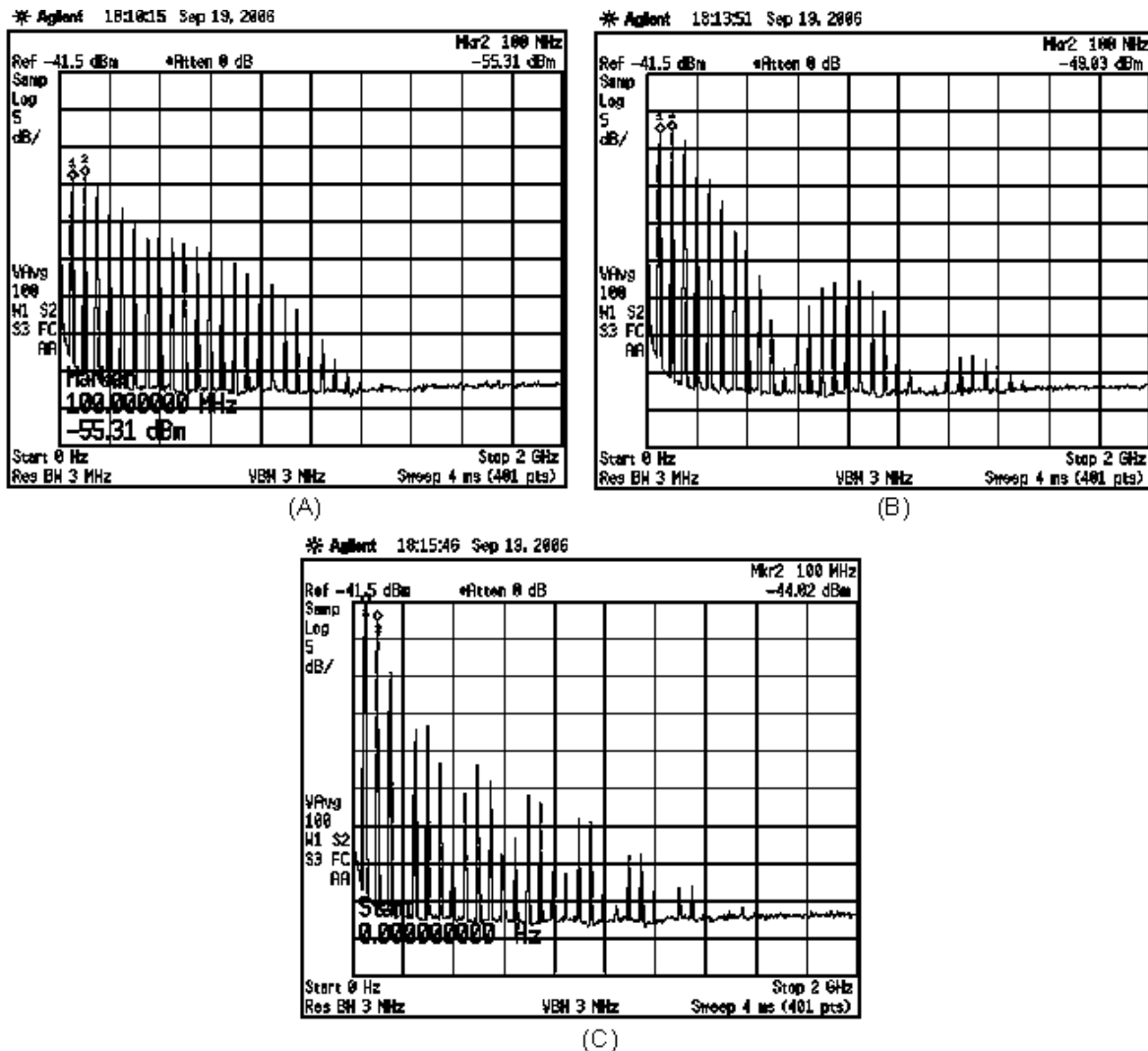


FIG.4.28: ESPECTRO DO SINAL ÓPTICO PULSADO PARA PULSOS DE 1 ns (A), 2 ns (B) E 5 ns (C).

Dando prosseguimento ao processo, o sinal óptico resultante do primeiro modulador é então inserido no segundo modulador (Avanex AM40 - 40 GHz) que, por sua vez, o modula com o sinal de microondas. A resultante é um sinal óptico tanto modulado pela portadora de microondas, como chaveado pelo sinal pulsado, previamente inserido. Durante este processo, o

nível do sinal óptico é novamente atenuado, desta vez em 7,35 dB, como pode ser verificado pela diferença dos níveis, mostrados na Fig. 4.29. O sinal na entrada deste modulador (A) é de -9,66 dBm, enquanto na saída (B) é de -17,01 dBm.

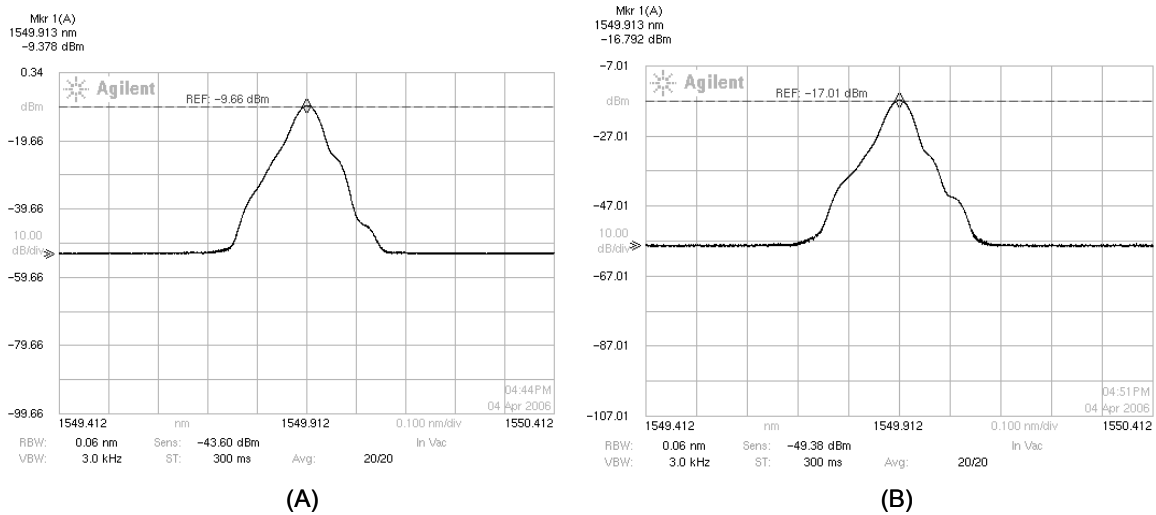


FIG.4.29: SINAL ÓPTICO NO MODULADOR DO SEGUNDO ESTÁGIO. (A) ENTRADA, (B) SAÍDA.

Devido às consideráveis atenuações mencionadas, para obter uma boa recuperação do sinal e adequada conversão para o domínio eletrônico, principalmente nas medições iniciais, optou-se por amplificar o sinal neste ponto do processo. Para tal, utilizou-se um amplificador SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*) InPhenix IPSAD1503, alimentado por uma corrente de 200 mA, que é seu ponto de ganho ótimo, como pode ser observado na sua curva de potência de saída x corrente, da Fig. 4.30, obtida experimentalmente. O SOA satura na região em torno de 200 mA, que também está próximo do seu limite de operação, que é de 220 mA. Adicionalmente, foi utilizado, na saída do SOA um isolador óptico E-TEK, para sua proteção.

Com o emprego do SOA, obteve-se um ganho de 13,5 dB. Como pode ser observado nas Fig. 4.29 e 4.31, o nível do sinal que, na saída do segundo modulador, era de -17,01 dBm, ao passar pelo SOA (alimentado com 200 mA) foi para aproximadamente -3,5 dBm (Fig. 4.31 (A)).

Pelo fato do SOA ter, como característica indesejável, um alargamento do espectro e a inserção de ruído, para melhorar o sinal óptico adicionou-se um filtro óptico passa-faixa, sintonizável em 1550 nm. O espectro do sinal, para o SOA operando nas características mencionadas, antes e depois do filtro (ponto 4 e 5 da montagem da Fig. 4.4), pode ser visto na

Fig. 4.31. Pode-se notar que, após o filtro, o sinal apresenta melhora significativa na relação sinal / ruído.

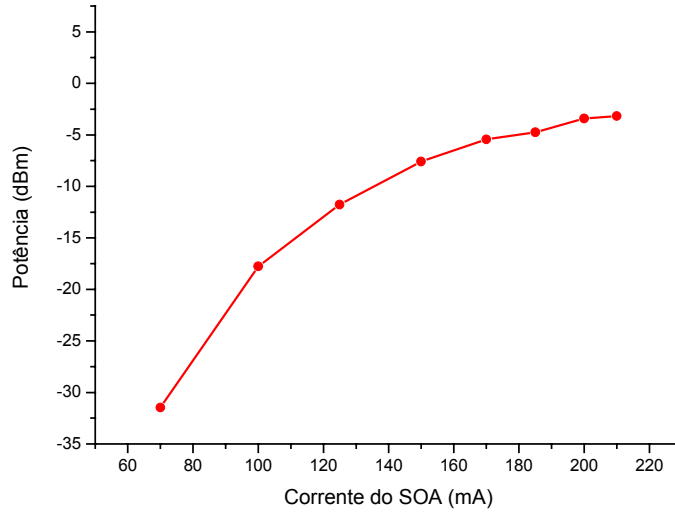


FIG.4.30: POTÊNCIA DE SAÍDA DO SOA x CORRENTE, PARA O SINAL DE ENTRADA DE -17,01 dBm.

Para evitar ao máximo a influência de fatores indesejados nos resultados do processo, optou-se pela utilização deste filtro, que é opcional à técnica.

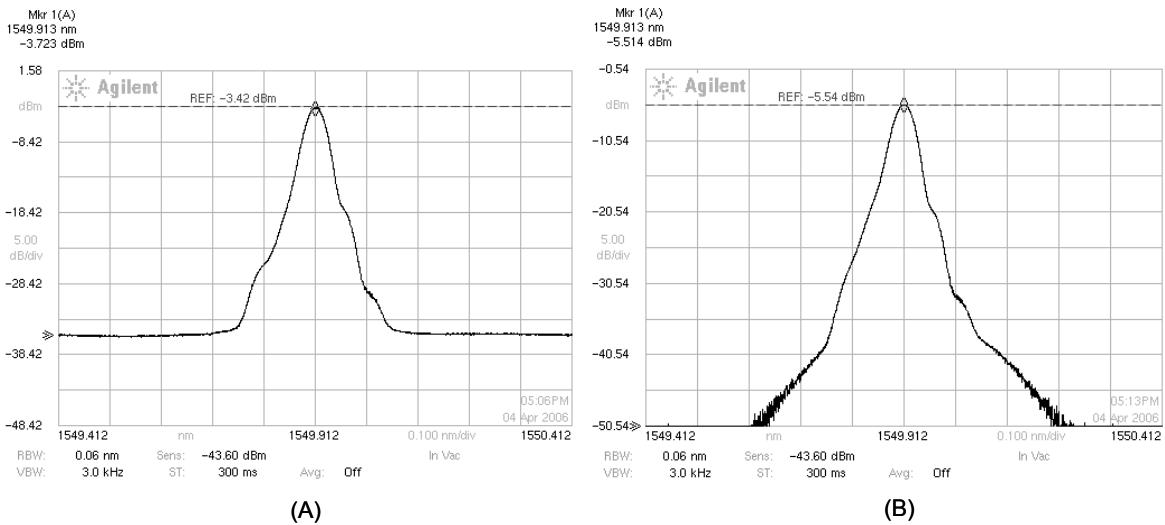


FIG. 4.31: ESPECTRO DO SINAL ANTES DO FILTRO (A) E DEPOIS DO FILTRO (B).

4.2.4 Conversão do sinal para o domínio eletrônico

Finalmente, com os sinais de microondas e pulsado combinados e adequadamente ajustados pelo SOA e filtro, chega o momento de converter o sinal resultante no domínio óptico (ponto 5 da Fig. 4.4) para o domínio eletrônico. Para tal, utilizou-se um Fotodetector Newport AD-40 (40 ps, 1200 a 1650 nm) combinado com um amplificador Agilent (83006A) e um Bias Network Agilent (11612A, 45 MHz - 26,5 GHz) para bloqueio do nível DC.

O sinal elétrico resultante (ponto 7 da Fig. 4.4) no domínio do tempo, com e sem a utilização de média de 256 nas medições, pode ser visto na Fig. 4.32 ((A) e (B), respectivamente).

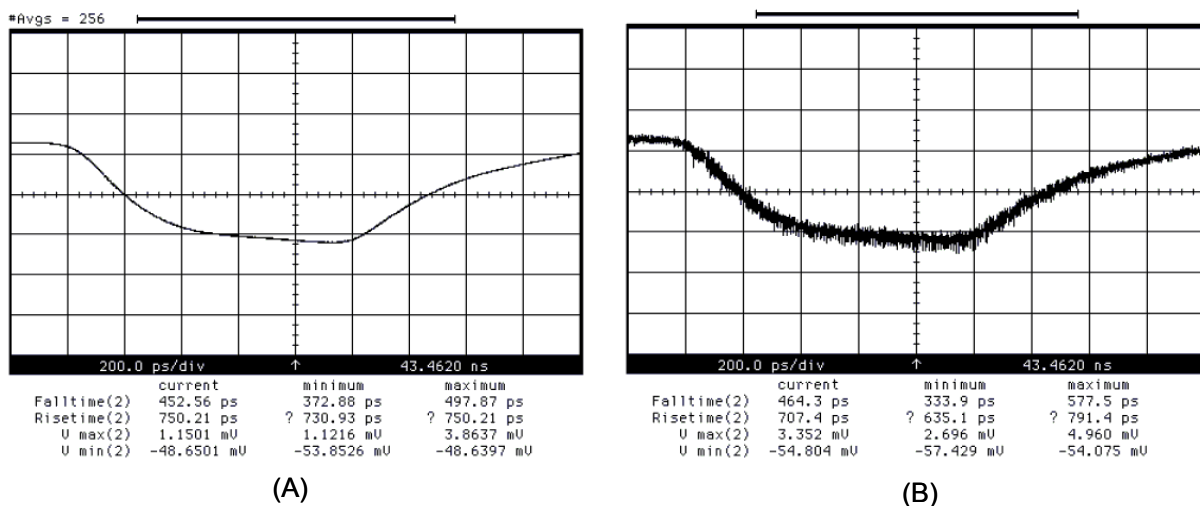


FIG. 4.32: SINAL RESULTANTE NA CARGA: (A) COM *AVERAGE*, (B) SEM *AVERAGE*.

O sinal foi observado através de um osciloscópio digital (HP83480A), utilizando-se um atenuador de 20 dB para sua proteção. Pode-se notar que o sinal foi invertido pelo fotodetector, sendo o pulso agora negativo. Pela figura, pode-se verificar que devido à distorção do sinal após todo o processo, os tempos de subida e descida do pulso, agora modulado também pelo sinal de microondas, foram aumentados para valores da ordem de 450 ps e 700 ps, respectivamente. Isto se deve ao fato das harmônicas de frequências mais altas do sinal pulsado terem sido mais atenuadas durante o processo, como será verificado mais adiante. Sugere-se que estudos futuros busquem formas de minimizar essas distorções, preservando melhor as características do pulso e, principalmente, provendo tempos de transição ainda mais rápidos.

Como o *trigger* do osciloscópio foi conectado ao gerador de pulso e não ao gerador de microondas, não é possível visualizar claramente o sinal de 6 GHz sobre o pulso, no domínio do tempo. Entretanto, com o analisador de espectro pode ser observado que o sinal está presente, como mostrado na Fig. 4.33. Para maior precisão nas medições os dados foram coletados pelo analisador de espectro em 7 etapas, de 0 a 1 GHz, de 1 GHz a 2 GHz e assim por diante até 7 GHz e os pontos foram, posteriormente, unidos para traçar um único gráfico.

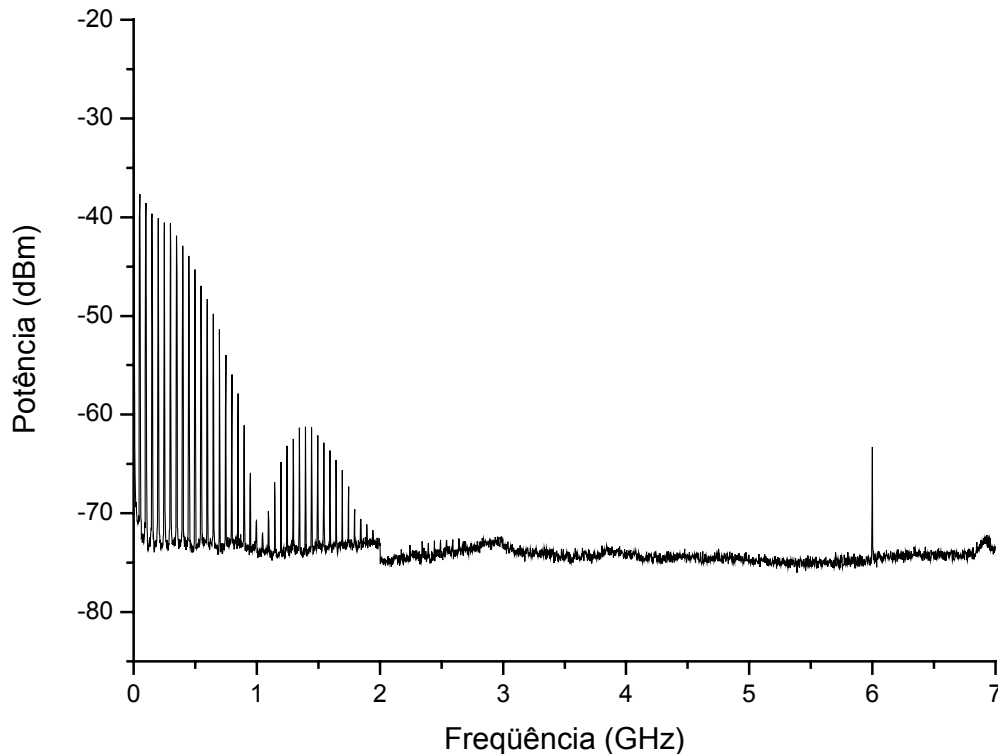


FIG. 4.33: ESPECTRO DO SINAL RESULTANTE NO PONTO 7, DA FIG. 4.4.

A Fig 4.33 revela que tanto o espectro da portadora de microondas em 6 GHz como as harmônicas principais do sinal pulsado foram preservadas no final de todo o processo. Da mesma forma que observado no espectro direto da saída do gerador de pulso (ponto 9 da Fig. 4.4), o espectro do sinal pulsado no sinal resultante (ponto 7) também apresenta pontos de mínimo nos múltiplos de 1 GHz, o que mostra que suas características espectrais foram preservadas.

Outro aspecto que pode ser notado, é que as harmônicas em alta frequência do sinal pulsado, que dão a forma quadrada do sinal, não foram mantidas no sinal resultante.

Entretanto, o espectro obtido não se assemelha ao de um sinal de microondas pulsado, como os produzidos pelo gerador comercial, apresentados no Capítulo 3. Ele apresenta as características de um sinal modulado simultaneamente por um trem de pulsos e por um sinal CW de microondas. Estes resultados ocorrem basicamente pelo fato do modulador óptico, responsável pelo chaveamento do sinal óptico de acordo com o sinal pulsado, não operar como uma chave perfeita, permitindo a passagem da luz mesmo durante o nível lógico "zero" do pulso. Desta forma, a presença da modulação do sinal de 6 GHz ocorre durante todo o tempo. Na tentativa de melhorar a razão de extinção do sinal óptico durante o processo de chaveamento, foram testadas configurações alternativas, invertendo-se os estágios de inserção dos sinais. Testes com a inserção do sinal de microondas primeiro e, depois, o sinal pulsado, não apresentaram alterações significativas. De fato, nestes testes posteriores, não se atingiu a melhora desejada no chaveamento e, ainda, obteve-se um nível espectral muito baixo para o sinal de microondas.

Sugere-se que trabalhos futuros busquem formas e dispositivos alternativos para a realização do estágio de chaveamento, a fim de obter razões de extinção superiores. Uma outra forma, que talvez possa apresentar melhores resultados, seria a utilização de um SOA para o processo de chaveamento. Apesar do tempo de transição do SOA geralmente ser maior, resultando em pulsos mais lentos, sua razão de extinção pode ser bastante superior.

4.2.5 Transmissão e recepção do sinal

Para a visualização da eficácia e da aplicação da técnica aqui desenvolvida, optou-se por transmitir e receber o sinal produzido. Para tal aplicou-se diretamente o sinal resultante do processo, sem amplificação adicional, a uma antena corneta direcional de microondas (Narda, modelo 612A, 5,3 GHz - 8,2 GHz) acoplada a um guia de ondas retangular, mostrada na Fig 4.34. A curta distância desta antena (aproximadamente 5 cm), foi posicionada uma antena similar receptora, conforme ilustrado na Fig 4.35, e o sinal recebido foi analisado no osciloscópio digital (HP83480A).

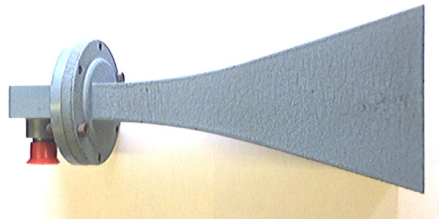


FIG. 4.34: FOTO DA ANTENA CORNETA UTILIZADA.

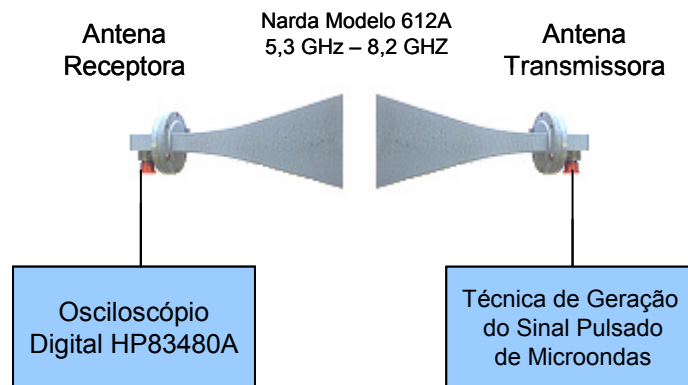


FIG. 4.35: CONFIGURAÇÃO UTILIZADA NA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DO SINAL.

Freqüência de corte de um guia de ondas retangular

Guias de ondas são a forma mais eficiente de transferir energia eletromagnética na faixa de microondas. Os guias de ondas são essencialmente linhas coaxiais sem a presença dos condutores centrais. Eles são feitos de materiais condutivos e podem ter formas circulares, elípticas ou retangulares, como mostrado na Fig. 4.36 [5].

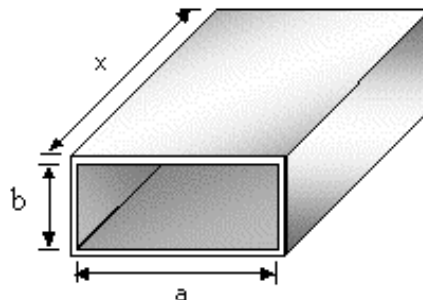


FIG. 4.36: GUIA DE ONDAS RETANGULAR.

Guias de ondas retangulares funcionam como filtros passa-alta. Considerando o guia de ondas retangular mostrado na Fig. 4.36, a frequência de corte (ou o comprimento de onda máximo) de um modo particular de propagação é dada pelas equações [5]:

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{Hz}) \quad (4.3)$$

$$(\lambda_c)_{mn} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (\text{m}) \quad , \quad (4.4)$$

onde a é a largura interior do guia, b é a altura interior, m é o número de $1/2$ comprimentos de onda na direção " a ", n é o número de $1/2$ comprimentos de onda na direção " b ", ϵ é a permissividade e μ é a permeabilidade do meio.

TE (*Transverse Electric*) é o modo de propagação dominante em um guia de ondas retangular quando $a > b$. Neste caso, m ou n podem ser zero, mas não simultaneamente. A Fig. 4.37 [5] ilustra o comportamento das linhas de campo elétrico e magnético em um guia de ondas retangular.

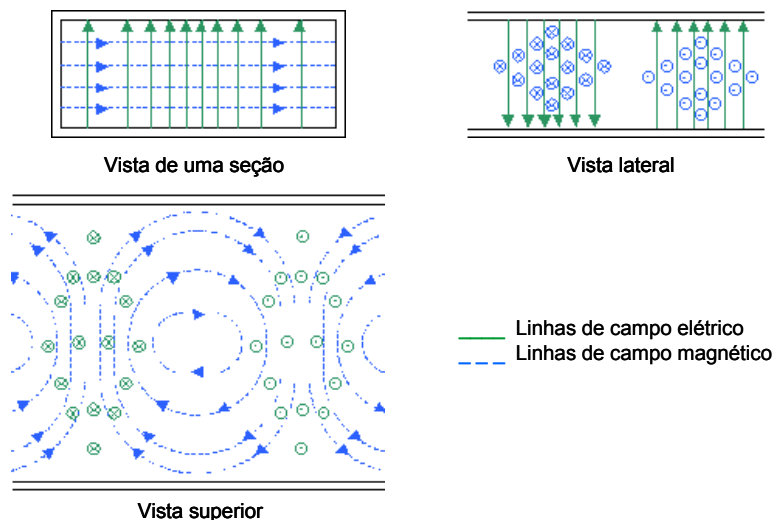


FIG. 4.37: LINHAS DE CAMPO ELÉTRICO E MAGNÉTICO DE UM GUIA DE ONDAS RETANGULAR, OPERANDO NO MODO TE₁₀.

Análise do sinal na recepção

O sinal recebido pela antena receptora e observado através do osciloscópio digital HP 83480A, pode ser visto na Fig 4.38.

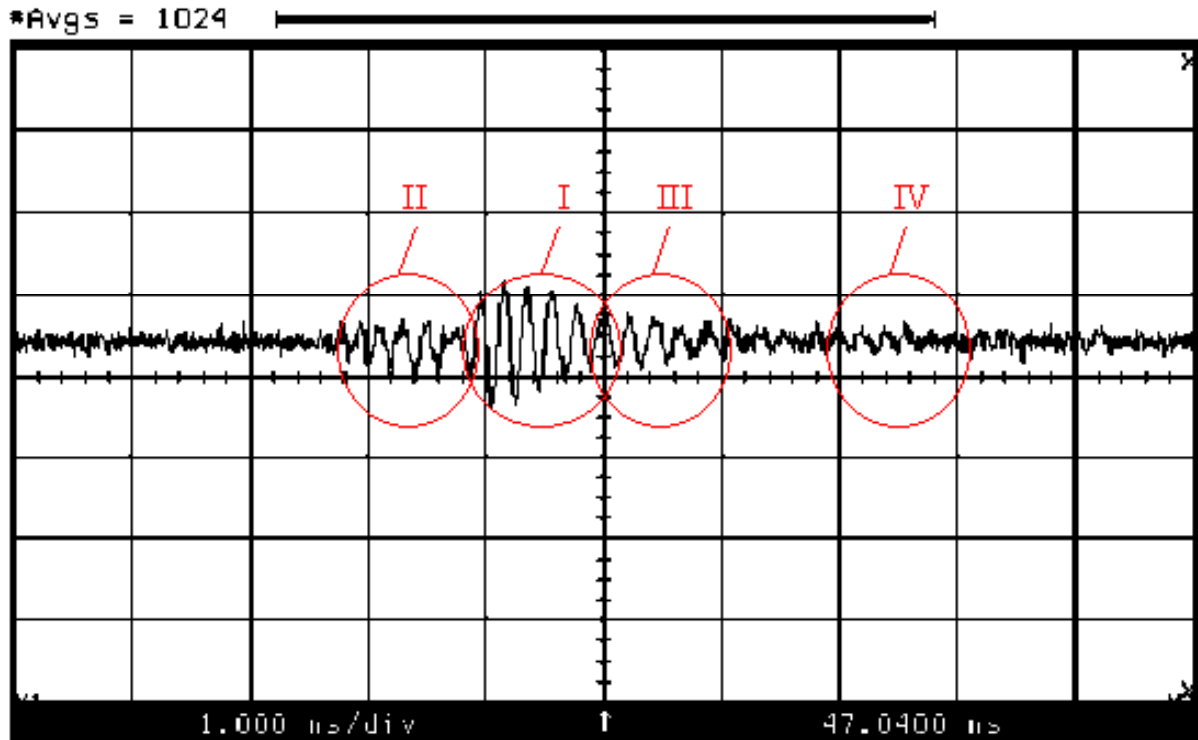


FIG. 4.38: SINAL NO RECEPTOR: (I) SINAL PRINCIPAL, (II) SINAL RESULTANTE DE DESCASAMENTOS DE IMPEDÂNCIA, (III E IV) SINAIS RESULTANTES DE MULTIPERCURSOS.

Os conjuntos antena/guia de ondas utilizados, tanto na transmissão quanto na recepção, se comportam como filtros passa-faixa deixando passar apenas sinais de microondas, não sendo possível observar a envoltória do trem de pulsos no sinal detectado. Desta forma, a resultante é apenas um sinal pulsado de microondas em 6 GHz, ou seja, a antena realizou, finalmente, a separação do sinal de baixa frequência do sinal modulado em torno de 6 GHz, como se desejava neste trabalho.

Isto ocorre por causa do efeito do corte quântico dos sinais abaixo de 5,3 GHz no guia de ondas retangular, logo após a antena. O guia de ondas empregado possui $a > b$ e, portanto, modo de propagação TE_{10} . Pelas dimensões físicas do guia de ondas, onde $a \sim 2,8$ cm, para $n = 0$, a partir de (4.3), utilizando a permissividade e permeabilidade do espaço livre, pode-se obter a

freqüência de corte que é de, aproximadamente, 5,3 GHz. Isto está de acordo com os resultados obtidos.

A presença do sinal modulado em 6 GHz, que pode ser comprovada pela visualização da ocorrência de 6 ciclos no intervalo de 1 ns, mostra que a técnica aqui empregada apresentou os resultados esperados, uma vez que o pulso de microondas, da Fig. 4.38, preserva o formato do pulso inicial, com tempo de subida da ordem de algumas centenas de picosegundos. É interessante notar que antes do sinal principal de microondas (I), aparece um pequeno pulso (II) com oscilação na mesma freqüência de 6 GHz, sendo este sinal muito provavelmente resultado de reflexões por descasamento de impedância na antena. Apesar deste pulso aparentemente aparecer antes do pulso principal, na verdade ele é resultado de alguma reflexão do pulso anterior, e apenas pôde ser observado devido ao método de medição ser baseado em uma média de varreduras. Nota-se, também, que por motivos semelhantes, aparecem pequenos sinais a aproximadamente 1 (III) e 3 (IV) nanosegundos, após o sinal mais forte, sendo estes também gerados por reflexões de multipercursos. Desta forma, pode-se observar que as distâncias destes pequenos pulsos para o principal são da ordem de nanosegundos, onde 1 nanosegundo correspondente a um caminho de ida e volta de 30 cm no espaço livre. Este caminho é coerente com as dimensões da antena, evidenciando os fenômenos de múltipla reflexão.

Por todos estes resultados apresentados, conclui-se que embora um melhor desempenho da técnica ainda possa ser atingido, ela se mostrou bastante satisfatória na geração de sinais pulsados de microondas. Apesar do modulador óptico utilizado para o chaveamento do sinal não possuir alta razão de extinção e, desta forma, não eliminar completamente o sinal óptico durante o nível lógico "zero" do pulso, as características de filtro passa-faixa do guia de onda acoplado à antena o fizeram, permitindo que o sinal originalmente desejado fosse obtido na transmissão.

Ficam como sugestões para trabalhos futuros: busca de melhorias do desempenho da técnica apresentada; testes de dispositivos alternativos de chaveamento rápido do sinal e filtros formatadores; e utilização dos sinais resultantes do processo apresentado em aplicações de banda larga e sinais pulsados de microondas.

REFERÊNCIAS

- [1] E. L. Wooten, et al., "A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 6, No. 1, pp. 69-82, 2000.

-
- [2] I. Lyubomirsky, "Advanced Modulation Formats for Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing", *White Paper* [online], disponível em http://www.psdل.ee.ucr.edu/udwdm_white_paper.pdf, consultado em Agosto de 2006.
- [3] Jiusheng Li and Sailing He, "Broadband optical modulator of fiber type", *OPTICS EXPRESS* 842, Vol. 13, No. 3, pp. 842-846, February 2005.
- [4] S. Haykin, "An Introduction to Analog & Digital Communication", Wiley 1989.
- [5] *Rectangular & Circular Waveguide: Equations & Fields* [online], RF Cafe, disponível em <http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide.htm>, consultado em Outubro de 2006.

Conclusões

Uma nova técnica de geração de sinais pulsados de microondas foi desenvolvida e validada experimentalmente. Algumas idéias e conceitos discutidos no Capítulo 2, tais como a combinação de dois sinais distintos, utilizado nas fontes UWB desenvolvidas por R. J. Fontana and J. F. Larrick, foram empregados e ajustados.

A técnica apresentou resultados satisfatórios e a experiência inicial obtida neste trabalho é de relevância para desenvolvimentos futuros de novas técnicas de geração de sinais que utilizem pulsos rápidos em sua natureza.

Apesar do espectro do sinal obtido inicialmente não ser exatamente o de um sinal pulsado de microondas, como os produzidos pelo gerador comercial apresentado no Capítulo 3, resultados importantes foram obtidos. Constatou-se que esta diferença espectral ocorreu, basicamente, pelo fato de o modulador óptico, responsável pelo chaveamento do sinal, não operar como uma chave perfeita, permitindo a passagem da luz mesmo durante o nível lógico "zero" do pulso. Desta forma, a presença da modulação do sinal de 6 GHz ocorreu durante todo o intervalo de repetição dos pulsos. Na tentativa de melhorar a razão de extinção do sinal óptico, no processo de chaveamento, foram testadas algumas configurações alternativas, tais como a montagem com os estágios de inserção dos sinais invertidos. Testes com a inserção do sinal de microondas primeiro e, depois, o sinal pulsado, não apresentaram alterações significativas. De fato, não se atingiu a melhora desejada no chaveamento e, ainda, obteve-se um nível espectral muito baixo para o sinal de microondas.

O resultado inicialmente almejado foi, finalmente, obtido com a utilização dos conjuntos antena/guia de ondas, tanto na transmissão quanto na recepção, que se comportaram como filtros passa-faixa, deixando passar apenas sinais de microondas, bloqueando a envoltória do trem de pulsos no sinal detectado. Desta forma, a resultante foi apenas um sinal pulsado de microondas em 6 GHz, ou seja, a antena realizou finalmente a separação do sinal de baixa frequência do sinal modulado em torno de 6 GHz, como se desejava neste trabalho. Isto ocorreu por causa do efeito de corte quântico dos sinais abaixo de 5,3 GHz no guia de ondas retangular, logo após a antena.

A presença do sinal modulado em 6 GHz, que foi comprovada pela visualização da ocorrência de 6 ciclos no intervalo de 1 ns, demonstrou que a técnica apresentou os resultados

esperados, uma vez que o pulso de microondas preservou o formato do pulso inicial, com tempo de subida da ordem de algumas centenas de picosegundos. Foi possível notar, também, que o sinal de microondas recebido apresentou reflexões devido ao descasamento de impedância na antena e aos fenômenos de multipercursos.

Outro aspecto importante abordado durante os trabalhos, inclusive por ser um dos diferenciais desta técnica, foi a caracterização dos tempos de subida e descida dos pulsos. Como na técnica o sinal pulsado é gerado a partir de um equipamento dedicado para este fim, ao invés de se utilizar a modulação pulsada intrínseca de um gerador de microondas comercial (como no caso do Capítulo 3), pulsos com tempos de transição (subida / descida) extremamente rápidos puderam ser gerados.

Outra característica importante observada durante as medições foi a influência significativa do controle de polarização da luz na entrada dos moduladores ópticos no desempenho do processo.

Por todos estes resultados obtidos, pode-se concluir que embora um melhor desempenho da técnica ainda possa ser atingido, ela se mostrou bastante interessante na geração de sinais pulsados de microondas. Mesmo com o fato do modulador óptico utilizado para o chaveamento do sinal não possuir alta razão de extinção e, desta forma, não eliminar completamente o sinal óptico durante o nível lógico "zero" do pulso, as características de filtro passa-faixa do guia de onda acoplado à antena o fizeram, permitindo que o sinal originalmente desejado fosse obtido na transmissão. De todo modo, fica como sugestão para trabalhos futuros o estudo da utilização de dispositivos alternativos de chaveamento óptico na técnica apresentada.