S. de Pós-Graduação EESC/USP
EXEMPLAR REVISADO
Data de entrada no Serviço: 01/09/03
Ass.: <i>[Assinatura]</i>

**PROPOSTA E IMPLEMENTAÇÃO DE UM RECEPTOR
OPTOELETRÔNICO INTEGRADO PARA REDES ÓPTICAS
PASSIVAS (PONs) EMPREGANDO MULTIPLEXAÇÃO
POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA (WDM)**

Stilante Koch Manfrin

Tese apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos, da Universidade de São Paulo,
como parte dos requisitos para a obtenção do
título de Doutor em Engenharia Elétrica

DEDALUS - Acervo - EESC

31100044181

ORIENTADOR: Prof. Dr. Murilo Araujo Romero
CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Amílcar Careli César

São Carlos
2003

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **STILANTE KOCH MANFRIN**

Tese defendida e julgada em 01-07-2003 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado

Prof. Assoc. **AMÍLCAR CARELI CÉSAR**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Dr. **OSÓRIO CHAGAS MEIRELLES**
(Centro de Pesquisa e Desenvolvimento de Informática e Automação/CPDIA/Barueri)

Aprovado

Prof. Dr. **HÉLIO WALDMAN**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Profª. Dra. **DENISE CONSONNI**
(Escola Politécnica/USP)

Aprovado

Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Profª. Assoc. **MARIA DO CARMO CANJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Para minhas filhinhas Isabela e Gabriela.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus pelo dom da vida e por Seu incomensurável amor revelado na cruz através de Seu filho Jesus Cristo (Evangelho segundo João, capítulo 3, versículo 16).

Ao Prof. Dr. Murilo Araujo Romero pela idealização e orientação deste trabalho e mais ainda, pela amizade e paciência demonstradas nestes anos de convivência.

Ao CPDIA, nas pessoas do Sr. Aíser de Castro Cordeiro, Dr. Osório Chagas Meirelles e Sr. Edgard Alexandre Romanato, por proporcionar-me a participação no projeto “Capacitação de Recursos Humanos em Áreas de Interesse da NDB”, que possibilitou a realização deste trabalho. Minha mais profunda gratidão e apreço ao Dr. Meirelles cuja amizade e entusiasmo contagiante, são inesgotáveis fontes de inspiração.

À NEC do Brasil S/A (NDB), nas pessoas do Sr. Shoji, Sr. Oswaldo Furuzawa e Sr. Edson Hayashi, que financiou o projeto citado anteriormente junto ao CPDIA.

Aos colegas do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos, professores, alunos e funcionários, pela amizade, apoio e incentivo. Em especial aos professores Dr. José Carlos Pereira pelas sugestões no exame de qualificação e ao Dr. Amílcar Careli César pelas sugestões, discussões e participação na banca examinadora.

Aos colegas do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade de Roma “Tor Vergata” pelo total apoio e orientação durante minha estada naquela universidade. Em especial ao Prof. Dr. Franco Giannini pela receptividade e entusiasmo com que acolheu a idéia deste trabalho desde os contatos preliminares até a realização do mesmo. Ao doutorando Marco De Dominicis pelas medições das características de ruído dos circuitos. Também ao amigo Engenheiro-Pesquisador Giancarlo Orengo pela paciência, orientação e inestimável amizade, sem o qual nada teria sido realizado. *Grazie tanti amici.*

Ao Prof. Dr. Galdenoro Botura Jr. da UNESP de Guaratinguetá pelo apoio inicial a este trabalho, permitindo a utilização do software de projeto em seus laboratórios e pelas sugestões no exame de qualificação.

Aos professores Dra. Denise Consoni – Poli/USP e Dr. Hélio Waldman – FEE/UNICAMP pelas sugestões e participação na banca examinadora. Também ao Prof. Dr. Rui Fragassi – FEE/UNICAMP pela leitura do exemplar de defesa e sugestões.

À minha família, pai, mãe, irmãs, cunhados, sobrinhos, sogra e avó (Cema), cujo carinho e amor renovam minhas energias a cada instante.

Finalmente à minha esposa Kéli cujo amor, cuidado e dedicação à nossa família me dão a segurança para prosseguir e também pelo apoio incondicional em todas as etapas na realização deste trabalho. Para você meu amor:

“Anche se non fossi un angelo io non ti cambierei.

Perché sei bella bella bella... bella come sei.

Sei bella come (sempre) ti vorrei...” (Che Tesoro Che Sei/Antonello Venditti)

“Ainda que eu tivesse o dom da profecia,
o conhecimento de todos os mistérios e de
toda a ciência, ainda que tivesse toda a fé,
a ponto de transportar montanhas, se não
tivesse a caridade, eu nada seria.”

(Primeira Epístola aos Coríntios, capítulo
13, versículo 2. A Bíblia de Jerusalém,
nova edição revista, Editora Paulus)

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	i
LISTA DE TABELAS	v
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	vi
LISTA DE SÍMBOLOS	viii
RESUMO	xi
<i>ABSTRACT</i>	xii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Redes de Transporte	6
1.2 Redes de Acesso	14
2. CONFIGURAÇÕES DO RECEPTOR	27
2.1 Descrição Esquemática dos Receptores Optoeletrônicos.....	28
2.2 Descrição dos Circuitos	31
2.2.1 Circuito de Chaveamento Eletrônico	31
2.2.2 Amplificador de Transimpedância	43
2.3 Circuitos Completos dos Receptores	62
2.3.1 Primeira Configuração (FE1)	62
2.3.2 Segunda Configuração (FE2)	66
2.4 LAYOUTS DOS RECEPTORES	71
2.4.1 Primeira Configuração (FE1)	71
2.4.2 Segunda Configuração (FE2)	73
3. CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL	75
3.1 Metodologia de Trabalho	75
3.2 Caracterização no Domínio da Frequência	80
3.2.1 Parâmetros S	80
3.2.1a Primeira Configuração (FE1)	80
3.2.1b Segunda Configuração (FE2)	89
3.2.2 Caracterização de Ruído	93
3.3 Caracterização no Domínio do Tempo	99
3.3.1a Primeira Configuração (FE1)	99
3.3.1b Segunda Configuração (FE2)	104
4. CONCLUSÕES	106
5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	108
APÊNDICE I: Modelo Polinomial dos MESFETs Alenia A4XX	115

APÊNDICE II: Medição da Figura de Ruído	120
APÊNDICE III: Artigos Publicados.....	126

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1:	Evolução no desenvolvimento da fibra óptica	2
Figura 1.2:	Subdivisões da rede óptica	3
Figura 1.3:	Evolução dos enlaces de comunicações ópticas	4
Figura 1.4:	Evolução da capacidade de transmissão dos sistemas WDM comerciais .	5
Figura 1.5:	(a) Multiplexação por divisão no tempo, (b) multiplexação por divisão em frequência	6
Figura 1.6:	Espectro de atenuação da fibra óptica de sílica e banda passante dos EDFAs	7
Figura 1.7:	Sistemas WDM: (a) ponto a ponto, (b) ponto a multiponto e (c) em rede	12
Figura 1.8:	Redes WDM: (a) <i>single-hop</i> e (b) <i>multihop</i>	13
Figura 1.9:	ADSL <i>Lite</i>	15
Figura 1.10:	Cable Modem HFC	16
Figura 1.11:	Broadband Wireless: (a) MMDS e (b) LMDS	17
Figura 1.12:	Rede óptica passiva (PON)	17
Figura 1.13:	Topologia <i>broadcast-and-select</i>	18
Figura 1.14:	Topologias das redes PON: (a) estrela, (b) anel, (c) barramento e (d) estrela com redundância no tronco principal	19
Figura 1.15:	Transmissão <i>downstream</i> e <i>upstream</i> numa rede PON	20
Figura 1.16:	Detalhe esquemático de OLTs e ONUs numa rede PON	22
Figura 1.17:	Rede WDM PON com <i>slicing</i> do espectro de emissão do LED	24
Figura 1.18:	Detalhe de uma ONU e OLT numa rede WDM PON	25
Figura 2.1:	Primeira configuração de receptor optoeletrônico integrado [47]	28
Figura 2.2:	Segunda configuração proposta de receptor optoeletrônico integrado	29
Figura 2.3:	Circuitos equivalentes do FET operando como chave: (a) fechada (<i>on</i>) e (b) aberta (<i>off</i>)	31
Figura 2.4:	Circuitos esquemáticos das chaves	33
Figura 2.5:	Circuitos equivalentes dos FETs operando como chave	34
Figura 2.6:	Perda de inserção dos circuitos de chaveamento investigados	35
Figura 2.7:	Perda de inserção excessiva devido à associação em paralelo dos circuitos de chaveamento eletrônico mostrados na Figura 2.4(b) e (c)	36
Figura 2.8:	Simulações da isolação dos circuitos de chaveamento investigados	37
Figura 2.9:	Simulação da relação <i>on/off</i> dos circuitos de chaveamento investigados .	38
Figura 2.10:	Perda de inserção para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta variando de 50 μm até 400 μm em passos de 50 μm	40
Figura 2.11:	Isolação para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta	

	variando de 50 μm até 400 μm em passos de 50 μm	40
Figura 2.12:	Relação <i>on/off</i> para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta variando de 50 μm até 400 μm em passos de 50 μm	41
Figura 2.13:	Detalhe da relação <i>on/off</i> para a configuração série-paralelo-série	42
Figura 2.14:	(a) Circuito equivalente para pequenos sinais do MESFET Alenia (família A4XX) (b) em fonte-comum	43
Figura 2.15:	Característica DC do MESFET A425 ($W_g = 100 \mu\text{m}$)	46
Figura 2.16:	Circuitos esquemáticos do amplificador de transimpedância	47
Figura 2.17:	Circuitos simplificados para análise AC utilizando-se os modelos para altas frequências dos FETs	48
Figura 2.18:	Circuito equivalente para o equacionamento do ganho de transimpedância da configuração fonte-comum	49
Figura 2.19:	Circuitos equivalentes para o equacionamento do ganho de transimpedância da configuração cascode	50
Figura 2.20:	Comparação do ganho de transimpedância da configuração fonte-comum com a configuração cascode	53
Figura 2.21:	Circuito esquemático para definição do ponto de operação do primeiro estágio do amplificador de transimpedância	53
Figura 2.22:	Determinação gráfica do ponto de operação do primeiro estágio do amplificador de transimpedância	54
Figura 2.23:	Resistência de saída do amplificador de transimpedância (R_{out}) vs. largura das portas dos transistores do <i>buffer</i> de saída ($W_{gbuffer}$), em função da frequência	55
Figura 2.24:	Circuito esquemático do amplificador de transimpedância	56
Figura 2.25:	Variação da resposta em frequência do amplificador de transimpedância com a resistência de realimentação (R_f)	59
Figura 2.26:	Fator de estabilidade e módulo de Δ para o amplificador de transimpedância com resistência de realimentação igual a 500 Ω	60
Figura 2.27:	Variação da resposta em frequência (S_{21}) do amplificador de transimpedância com a tensão de polarização do estágio cascode (V_{gg}) ...	61
Figura 2.28:	Circuito eletrônico completo da primeira configuração do receptor (FE1)	62
Figura 2.29:	Resposta em frequência do canal 1 no estado <i>off</i> (S_{51off})	63
Figura 2.30:	Resposta em frequência do canal 1 no estado <i>on</i> (S_{51on})	64
Figura 2.31:	Razão de extinção da configuração 1 (FE1)	65
Figura 2.32:	Densidade de corrente de ruído em função da frequência para valores da largura de porta (W_{gchave}) de 100 μm até 400 μm em passos de 50 μm para a primeira configuração do receptor (FE1)	65
Figura 2.33:	Circuito eletrônico completo da segunda configuração do receptor (FE2)	67
Figura 2.34:	Resposta em frequência do canal 1 no estado <i>off</i> (S_{51off})	68

Figura 2.35:	Resposta em frequência do canal 1 no estado <i>on</i> (S_{51on})	68
Figura 2.36:	Razão de extinção da configuração 2 (FE2)	69
Figura 2.37:	Densidade de corrente de ruído em função da frequência para valores da largura de porta (W_{gchave}) de 100 μm até 400 μm em passos de 50 μm para a segunda configuração do receptor (FE2)	70
Figura 2.38:	<i>Layout</i> da primeira configuração do receptor (FE1)	72
Figura 2.39:	<i>Layout</i> da segunda configuração do receptor (FE2)	74
Figura 3.1:	Montagem da configuração 1 no <i>carrier</i>	76
Figura 3.2:	Montagem da configuração 2 no <i>carrier</i>	76
Figura 3.3:	Arranjo de teste	77
Figura 3.4:	Detalhe da montagem da mesa de teste para a configuração 1	77
Figura 3.5:	Pontos de polarização do amp TZ, controle das chaves, entrada e saída dos sinais de alta frequência da configuração 1	78
Figura 3.6:	Pontos de polarização dos amp TZ, controle das chaves, entrada e saída dos sinais de alta frequência da configuração 2	79
Figura 3.7:	Tensão intermediária V_{DI}	81
Figura 3.8:	Ponto de medida da tensão intermediária V_{DI} no circuito integrado	82
Figura 3.9:	Resposta em frequência do canal 3, no estado <i>on</i> (S_{53on}), da configuração 1 (FE1)	83
Figura 3.10:	<i>Layout</i> do <i>carrier</i> da configuração 1, incluindo o capacitor de 560 pF e o <i>wire bond</i> (círculo vermelho) para a trilha de alimentação do amplificador de transimpedância	84
Figura 3.11:	Resposta em frequência do canal 3 (S_{53on}) da configuração 1 (FE1) antes (linha preta) e depois (linha vermelha) da colocação do capacitor de 560 pF próximo à entrada de alimentação do amplificador de transimpedância	85
Figura 3.12:	Resposta em frequência do canal 3, no estado <i>off</i> (S_{53off}), da configuração 1 (FE1)	86
Figura 3.13:	Razão de extinção do canal 3 da configuração 1 (FE1)	86
Figura 3.14:	Resposta em frequência do canal 4 no estado <i>on</i> (S_{54on}), da configuração 1 (FE1)	87
Figura 3.15:	Resposta em frequência do canal 4, no estado <i>off</i> (S_{54off}), da configuração 1 (FE1)	88
Figura 3.16:	Razão de extinção do canal 4 da configuração 1 (FE1)	89
Figura 3.17:	Resposta em frequência do canal 1, no estado <i>on</i> (S_{51on}), da configuração 2 (FE2)	90
Figura 3.18:	<i>Layout</i> do <i>carrier</i> da configuração 2, incluindo os dois capacitores de 560 pF e os respectivos <i>wire bonds</i> (círculos vermelhos) para as trilhas de alimentação dos amplificadores de transimpedância	91
Figura 3.19:	Resposta em frequência do canal 1, no estado <i>off</i> (S_{51off}), da configuração 2 (FE2).....	92

Figura 3.20:	Razão de extinção do canal 1 da configuração 2 (FE2)	93
Figura 3.21:	Montagem experimental para medida de figura de ruído	94
Figura 3.22:	Associação de redes de duas portas ruidosas em cascata	95
Figura 3.23:	Comparação entre os valores simulados e medidos para a figura de ruído das duas configurações do <i>front-end</i>	97
Figura 3.24:	Valores medidos para a densidade de corrente de ruído equivalente para as duas configurações do <i>front-end</i>	98
Figura 3.25:	Ganho em tensão do canal 1 da configuração 1 (FE1), no estado <i>on</i> , para um sinal de entrada de 100 MHz: (Ch 1) sinal de saída e (Ch 2) sinal de entrada. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div	100
Figura 3.26:	Ganho em tensão do canal 1 da configuração 1 (FE1), no estado <i>on</i> , para um sinal de entrada de 500 MHz: (Ch 1) sinal de saída e (Ch 2) sinal de entrada. Base de tempo do osciloscópio de 1 ns/div	100
Figura 3.27:	Canal 3, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 10 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div	102
Figura 3.28:	Canal 3, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 10 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div	102
Figura 3.29:	Canal 4, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 7 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div	103
Figura 3.30:	Canal 4, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 7 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div	103
Figura 3.31:	Canal 1, FE2: (Ch 1) saída chaveada, (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz e (Ch 3) sinal de controle de aproximadamente 10 MHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div	105
Figura 3.32:	Canal 1, FE2: (Ch 1) saída chaveada, (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz e (Ch 3) sinal de controle de aproximadamente 10 MHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div	105
Figura 4.1:	Associação de vários <i>front-ends</i> de 4 canais para obtenção de um receptor com 16 canais de entrada	107
Figura I.1:	(a) Circuito equivalente completo dos MESFETs Alenia A4XX em (b) fonte comum	116
Figura II.1:	Temperatura equivalente de ruído	121
Figura II.2:	Densidade de potência de ruído disponível na saída vs. temperatura equivalente de ruído da fonte	123
Figura II.3:	Incerteza na medida de ruído	124

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Frequências centrais nominais para os sistemas DWDM com espaçamento de 50, 100 e 200 GHz, segundo as recomendações da ITU	9
Tabela 1.2: Taxas de transmissão em função do par metálico e distância até o usuário ..	15
Tabela 1.3: Taxas de transmissão requeridas na rede de acesso para algumas aplicações ..	21
Tabela 1.4: Taxas de transmissão na rede de acesso para diversas tecnologias	23
Tabela 2.1: Valores dos componentes do circuito equivalente para alguns valores de largura de porta ($W_g = 600, 900$ e $1200 \mu\text{m}$)	35
Tabela 2.2: Valores dos componentes do circuito equivalente dos FETs operando como chave normalizados em relação à largura de porta (W_g)	39
Tabela 2.3: Componentes do circuito equivalente intrínseco do MESFET A425 ($W_g = 100 \mu\text{m}$)	45
Tabela 2.4: Análise DC do amplificador de transimpedância: tensões	57
Tabela 2.5: Análise DC do amplificador de transimpedância: correntes	58
Tabela 3.1: Relação de equipamentos utilizados para os testes no domínio da frequência	80
Tabela 3.2: Valores da tensão intermediária V_{D1} em função de V_{gg}	82
Tabela 3.3: Relação de equipamentos utilizados para medidas de ruído	93
Tabela 3.4: Parâmetros de ruído do MESFET Alenia A4x75	98
Tabela 3.5: Relação de equipamentos utilizados para os testes no domínio do tempo	99

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADSL	- Asymmetric Digital Subscriber Line
APON	- Asynchronous Transfer Mode over Passive Optical Network
ATM	- Asynchronous Transfer Mode
CPDIA	- Centro de Pesquisa e Desenvolvimento de Informática e Automação
DC	- Direct Current
DFB	- Distributed Feedback
DSF	- Dispersion Shifted Fibers
DSL	- Digital Subscriber Line
DUT	- Device Under Test
DWDM	- Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	- Erbium-Doped Fiber Amplifier
ENR	- Excess Noise Ratio
EPON	- Ethernet over Passive Optical Network
FAPESP	- Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo
FDM	- Frequency Division Multiplexing
FE1	- Front-End 1
FE2	- Front-End 2
FET	- Field Effect Transistor
FSAN	- Full Service Access Network
FTTB	- fiber to the building
FTTC	- fiber to the curb
FTTCab	- fiber to the cabinet
FTTH	- fiber to the home
GaAs	- Gallium Arsenide
HARMONICS	- Hybrid Access Reconfigurable Multi-Wavelength Optical Networks for IP-based Communications Systems
HDSL	- High-speed Digital Subscriber Line
HDTV	- High Definition Television
HEMT	- High Electron Mobility Transistor
HFC	- Hybrid Fiber Coaxial
HP – MDS	- Hewlett Packard – Microwave Design System
IP	- Internet Protocol
ISDN	- Integrated Services Digital Network

IST	- Information Society Technology
ITU	- International Telecommunications Union
laser	- light by stimulated emission of radiation
LED	- Light Emitting Diodes
LMDS	- Local Multipoint Distribution Service
MAC	- Media Access Protocol
MAN	- Metropolitan Area Network
MESFET	- Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MLM	- Multi-Longitudinal Mode
MMDS	- Multichannel, ou Microwave, Multipoint Distribution Service
MMIC	- Monolithic Microwave Integrated Circuits
NDB	- NEC do Brasil S/A
OLT	- Optical Line Terminal
ONU	- Optical Network Unit
OTDM	- Optical Time Division Multiplexing
PON	- Passive Optical Network
QAM	- Quadrature Amplitude Modulation
RDSI	- Rede Digital de Serviços Integrados
RF	- Radio Frequency
SLM	- Single-Longitudinal Mode
SN	- Service Network
TDM	- Time Division Multiplexing
TDMA	- Time Division Multiplexing Access
TZ	- Transimpedância
VDSL	- Very-high-speed Digital Subscriber Line
VoD	- Video on Demand
WAN	- Wide Area Network
WDM	- Wavelength Division Multiplexing

LISTA DE SÍMBOLOS

B	- largura de banda, Hz
c	- velocidade da luz na fibra óptica, m/s
c_0	- velocidade da luz no vácuo, m/s
C_{ds}	- capacitância entre dreno e fonte, F
C_{gd}	- capacitância entre porta e dreno, F
C_{gs}	- capacitância entre porta e fonte, F
C_{off}	- capacitância de um FET operando como chave no estado <i>OFF</i> (aberta), F
C_p	- capacitância parasita, F
C_p	- capacitância parasita do estágio anterior aos amp TZ, F
C_{pd}	- capacitância parasita do dreno, F
C_{pg}	- capacitância parasita da porta, F
C_{pgd}	- capacitância parasita entre porta e dreno, F
D	- dreno (<i>drain</i>)
F	- figura de ruído
f_{-3dB}	- frequência de corte no ponto de -3 dB, Hz
f_t	- frequência de corte, Hz
G	- porta (<i>gate</i>)
G_{av}	- ganho disponível
g_m	- transcondutância, S
G_{Tcasc}	- ganho de transimpedância na configuração cascode, dB Ω
G_{Tfc}	- ganho de transimpedância na configuração fonte-comum, dB Ω
H	- latência de sintonia numa rede comutada a pacotes, pacotes de informação
I_{ds}	- corrente entre dreno e fonte, A
i_{in}	- corrente de entrada, A
I_{so}	- isolamento, dB
j	- unidade imaginária, $j = \sqrt{-1}$
K	- fator de estabilidade
k	- constante de Boltzmann, $1,4 \times 10^{-23}$ J/K
L_d	- indutância parasita do dreno, H
L_{ds}	- indutância entre dreno e fonte, H
L_g	- indutância parasita da porta, H
L_s	- indutância parasita da fonte, H

L_{via}	- indutância à malha de terra, H
N	- número de nós num sistema WDM em rede
n_{fibra}	- índice de refração da fibra óptica
$N_{out,add,av}$	- contribuição da rede em exame à densidade de potência de ruído disponível na saída, W/Hz
$N_{out,av}(T_s)$	- densidade de potência de ruído disponível na saída à temperatura de ruído da fonte T_s , W/Hz
p_{av}	- densidade de potência de ruído, W/Hz
PI	- perda de inserção, dB
r_d	- resistência parasita do dreno, Ω
r_{ds}	- resistência entre dreno e fonte de um FET, Ω
r_{ds}	- resistência entre dreno e fonte, Ω
R_f	- resistência de realimentação, Ω
r_g	- resistência parasita da porta, Ω
r_{gd}	- resistência entre porta e dreno, Ω
r_{gs}	- resistência entre porta e fonte, Ω
R_{iso}	- resistência de isolamento, Ω
R_{off}	- resistência de um FET operando como chave no estado <i>OFF</i> (aberta), Ω
R_{on}	- resistência de um FET operando como chave no estado <i>ON</i> (fechada), Ω
R_s	- resistência da fonte, Ω
r_s	- resistência parasita da fonte, Ω
S	- fonte (<i>source</i>)
S_{av}	- amplitude de sinal disponível
T_0	- temperatura padrão, $T_0 = 290$ K
T_C	- temperatura fria, K
T_e	- temperatura equivalente de ruído da rede, K
T_H	- temperatura quente, K
T_S	- temperatura de ruído da fonte, K
V_{cc}	- tensão de alimentação, V
V_{ds}	- tensão entre dreno e fonte, V
V_g	- tensão na porta, V
V_{gs}	- tensão entre porta e fonte, V
V_{in}	- tensão de entrada, V
V_{out}	- tensão de saída, V
$V_{pinch-off}$	- tensão de <i>pinch-off</i> , V
W_g	- largura da porta, μm

$W_{gbuffer}$	- largura da porta do FET do <i>buffer</i> de casamento de impedância, μm
W_{gchave}	- largura da porta do FET do circuito de chaveamento eletrônico, μm
Z_f	- impedância entre porta e dreno, Ω
Z_F	- impedância de realimentação, Ω
Z_g	- impedância entre porta e fonte, Ω
Z_l	- impedância entre dreno e fonte, Ω
Z_{out}	- impedância de saída, Ω
Z_{Tcasc}	- transimpedância na configuração cascode, Ω
Z_{Tfc}	- transimpedância na configuração fonte-comum, Ω
Δf	- largura de banda, Hz
$\Delta f_{l,3}$	- largura de banda na janela de 1,3 μm , Hz
$\Delta f_{l,55}$	- largura de banda na janela de 1,55 μm , Hz
$\Delta\lambda$	- largura de banda óptica, m
λ	- comprimento de onda, m
ω	- frequência angular, $\omega = 2\pi f$, rad/s

RESUMO

O presente trabalho descreve o desenvolvimento e implementação de duas configurações distintas de um receptor optoeletrônico integrado. A primeira configuração é similar a um projeto encontrado na literatura mas apresenta diversas modificações que lhe conferiram melhor desempenho em comparação ao projeto original. A segunda configuração é uma nova proposta deste trabalho.

O receptor foi desenvolvido e implementado visando sua aplicação em redes de comunicações ópticas passivas (PONs) de alta velocidade, comutadas a pacote, para possibilitar a utilização da técnica de multiplexação em comprimento de onda (WDM), aumentando assim a capacidade de transmissão da rede, em particular no ramo de ligação da rede de serviços com o usuário final, denominado rede de acesso.

O principal objetivo do receptor aqui desenvolvido foi proporcionar uma sintonia rápida entre os canais disponíveis na rede, possibilitando sua seleção num tempo inferior àquele necessário para a transmissão de um único pacote de informação, diminuindo assim o atraso de sintonia e, por conseguinte, a perda de informação. Para tanto, os circuitos integrados implementados e caracterizados referem-se aos circuitos de chaveamento eletrônico e do amplificador de transimpedância das duas configurações investigadas.

Os dados experimentais obtidos para as duas configurações confirmaram a previsão de chaveamento dos canais de entrada num intervalo de tempo da ordem de alguns nanosegundos, o que é totalmente compatível com a velocidade de transmissão das aplicações a que se destina este receptor (≈ 5 Gbits/s). Adicionalmente, são apresentados os dados experimentais relativos à frequência de corte, ganho direto, isolamento, relação *on/off* e características de ruído dos circuitos implementados.

Palavras-chave: receptor optoeletrônico integrado; circuito de chaveamento eletrônico; amplificador de transimpedância; redes ópticas passivas (PONs); multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM); redes de acesso; redes de comunicações ópticas; MMIC.

ABSTRACT

The present work describes the design and implementation of two configurations of an integrated optoelectronic receiver. The first one is similar to a previously reported design but with some modifications to improve its performance. The second one is a new proposal of this work.

The goal of the receiver design and implementation was its application in high bit rate packet-switched passive optical networks (PONs) employing the wavelength division multiplexing (WDM) technique to increase the network capacity, in particular on the connection branch of the network core with the final user, the access network.

The main goal of the receiver design was to achieve a fast channel tuning, allowing a tuning time smaller than the required for the transmission of a single information packet, decreasing the tuning latency and, therefore, the rate of information packet loss. In order to accomplish this goal, the implemented and tested integrated circuits include the electronic switching circuit and the transimpedance amplifier for both configurations investigated.

The measured data for both configurations confirm the expected input channel switching time results, of about a few nanoseconds, which is certainly useful for the expected bit rate of operation ($\approx 5\text{Gbps}$). Additionally, experimental results concerning cutoff frequency and bandwidth, direct gain, isolation, on/off ratio, and noise characteristics of both implemented circuits are presented.

Keywords: integrated optoelectronic receiver; electronic switching circuit; transimpedance amplifier; passive optical networks (PONs); wavelength division multiplexing (WDM); access network; optical communications networks; MMIC.

1. INTRODUÇÃO

Três grandes marcos tecnológicos abriram caminho para o desenvolvimento e implementação das atuais redes de comunicações ópticas de grande capacidade e flexibilidade: a invenção do *laser* (*light amplification by the stimulated emission of radiation*) na década de 60 [1], a demonstração do *laser* semicondutor ainda na década de 60 [2]-[5] e o gradativo desenvolvimento das fibras ópticas com baixas perdas a partir da década de 70 [6]-[7], conforme ilustrado no gráfico da Figura 1.1. A partir daí, a pesquisa e implementação dos sistemas de comunicações ópticas, inicialmente para telefonia convencional (voz e dados, em menor escala), seguiu um crescimento exponencial em termos de taxas de transmissão, volume de tráfego e alcance dos sistemas, permitindo assim novos serviços como Internet, vídeo sob demanda, teleconferência, TV a cabo, aplicações estas até então inimagináveis, pois exigem largura de banda não disponível nos sistemas de comunicação anteriores à fibra óptica.

As redes ópticas em geral podem ser subdivididas, grosso modo, em duas seções, no que se refere ao volume e velocidade dos dados nela transmitida: a chamada rede de transporte, na qual o volume e a taxa de transmissão são elevados, e a rede de acesso, com volume de dados e taxa de transmissão mais baixas. Pode-se ainda subdividir as redes ópticas segundo sua extensão ou alcance, como rede metropolitana ou MAN (*Metropolitan Area Network*) e rede de longo alcance (*Long Haul*) ou WAN (*Wide Area Network*). Conforme ilustrado na Figura 1.2, a MAN pode ainda ser subdividida na rede de acesso local (*Access Network*) e na rede de transporte entre Centrais de Serviços (*Interoffice Network*) [8]. A rede de acesso local é a última etapa de interligação do usuário final, seja ele doméstico ou corporativo, à Central de Serviço da rede pública ou privada, também chamada de POP (*point of presence*). Geralmente, a extensão da rede de acesso é de alguns quilômetros ao redor da Central de Serviços. A rede que interconecta várias Centrais de Serviços, geralmente se estendendo por algumas dezenas de quilômetros, ainda faz parte da rede metropolitana e tem um volume e taxa de transmissão de dados elevada (Gbits/s). Finalmente, a rede que interliga várias MANs forma a *Long Haul Network* ou WAN, que se estende por várias centenas de quilômetros podendo chegar a algumas dezenas de milhares de quilômetros, como é o caso das redes transoceânicas. Nelas, o volume de dados e as taxas de transmissão são elevadíssimos, da ordem de centenas de Gbits/s, mais recentemente chegando a Tbits/s (10^{12} bits/s) [8].

Figura 1.1: Evolução no desenvolvimento da fibra óptica.

Todo o desenvolvimento dos sistemas de comunicações ópticas, desde seus primórdios, pode ser resumido pela busca constante de se enviar dados (informação) a taxas cada vez mais altas por distâncias cada vez maiores com a menor incidência de erro possível; a Figura 1.3 apresenta, resumidamente, esta evolução. Os primeiros sistemas ópticos, no final da década de 70 e início da década de 80, utilizavam LEDs (*Light Emitting Diodes*) como fonte óptica, operavam com fibras multimodo e, em virtude da baixa potência óptica dos LEDs, necessitavam também de regeneração, ou seja, conversão opto-elétrica e posterior reconversão eletro-óptica, em intervalos regulares, tipicamente de alguns quilômetros, Figura 1.3(a) [9]-[11].

A geração de sistemas ópticos seguinte tem seu marco inicial em 1984, quando as fibras ópticas monomodo começaram a ser utilizadas para eliminar a dispersão modal, crítica nas fibras multimodo, e também pelo uso dos laser MLM (*multilongitudinal mode*) com potência óptica superior àquela dos LEDs, podendo, desta forma, aumentar a distância entre regeneradores para algo em torno de 40 km e, por consequência, o comprimento total do enlace. Tais sistemas operavam com taxas de algumas centenas de Mbits/s, Figura 1.3(b) [12]-[13]. O fator limitante da distância entre regeneradores para tais sistemas passou a ser a atenuação do sinal na fibra e não mais sua dispersão.

Figura 1.2: Subdivisões da rede óptica.

O passo seguinte na evolução dos sistemas ópticos, no final da década de 80, foi a operação na janela de transmissão de $1,55\ \mu\text{m}$ onde a atenuação é inferior àquela em $1,3\ \mu\text{m}$. Todavia, neste comprimento de onda, a dispersão cromática tem um valor considerável, o que limitava a distância entre repetidores. Para sanar este problema foram desenvolvidas as fibras DSF (*Dispersion Shifted Fibers*), as quais são especialmente projetadas para apresentar dispersão cromática zero em $1,55\ \mu\text{m}$. Apesar da disponibilidade desta solução, uma grande quantidade de fibras convencionais já estavam em operação e, desta forma, necessitava-se uma estratégia para o aproveitamento dos sistemas já existentes. Como a dispersão cromática depende da largura espectral do pulso óptico transmitido na fibra, foram desenvolvidos os *lasers* tipo DFB (*Distributed Feedback*), exemplo de *laser* SLM (*single-longitudinal mode*) que emite pulsos estreitos numa única linha espectral, contrastando com os MLM cujo espectro consiste de várias linhas espectrais. Desta maneira pôde-se aumentar o espaçamento entre repetidores, aumentando-se também a taxa de transmissão, que superou os Gbits/s, Figura 1.3(c) [14]-[15].

Figura 1.3: Evolução dos enlaces de comunicações ópticas: (a) os primeiros sistemas ópticos com LEDs e fibras multimodo; (b) sistema com laser MLM e fibra monomodo em $1,3 \mu\text{m}$; (c) sistema com laser SLM e fibra monomodo em $1,55 \mu\text{m}$, e (d) sistema óptico WDM com amplificadores ópticos.

Mas um dos maiores marcos na evolução dos sistemas de comunicações ópticas foi o desenvolvimento do amplificador óptico a fibra dopada, ou EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) no final da década de 80, início de 90, viabilizando uma geração completamente diferente de sistemas ópticos. Uma vez que os amplificadores ópticos são capazes de operar simultaneamente num largo intervalo de comprimentos de onda, o aumento da capacidade de transmissão dos sistemas ópticos não ficaria mais condicionado somente à elevação da taxa de transmissão do canal (comprimento de onda único), mas à transmissão de múltiplos comprimentos de onda numa mesma fibra através da técnica WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), Figura 1.3(d). O desenvolvimento dos sistemas WDM utilizando-se EDFAs teve início em meados dos anos 90, atingindo atualmente taxas de alguns Tbits/s [16],[17], ao mesmo tempo que a taxa de transmissão de um único canal já atinge a casa dos 40 Gbits/s [18]-[23].

Atualmente os sistemas WDM operando em centenas de Gbits/s, pela multiplexação de dezenas de canais (comprimentos de onda) a 10 Gbits/s, já são comerciais, e em breve taxas de 40 Gbits/s por canal deixarão os laboratórios de pesquisa para serem implantados

comercialmente. Enquanto isso, o alcance dos sistemas atuais já atinge a casa de alguns milhares de quilômetros [24]-[26].

Figura 1.4: Evolução da capacidade de transmissão dos sistemas WDM comerciais.

O gráfico da Figura 1.4 mostra a evolução da capacidade de transmissão dos sistemas WDM comerciais [8]. No gráfico, os valores indicados correspondem à capacidade total na fibra (taxa de transmissão x número de comprimentos de onda). Foram separados os sistemas de longo alcance (*Long-Haul*) nas duas taxas usuais por canal: 2,5 e 10,0 Gbits/s. Para os sistemas metropolitanos (*Metro*) o alcance típico dos enlaces fica entre 50 e 75 km; nos sistemas de longo alcance fica entre 400 e 600 km e nos sistemas de ultra-longo alcance (*Ultra Long-Haul*) fica entre 2.500 e 4.000 km. O espaçamento entre os amplificadores ópticos nos sistemas WDM de longo e de ultra-longo alcance fica, tipicamente, em torno de 80 a 120 km.

1.1 Redes de Transporte

A princípio, a largura de banda dos sistemas de comunicações ópticas pode exceder dezenas de THz devido à elevada frequência da portadora óptica associada a tais sistemas. Na prática, contudo, a taxa de transmissão reduz-se a 40 Gbps ou menos, devido às limitações impostas pela dispersão na fibra, não-linearidades e a velocidade de resposta dos componentes eletrônicos. A transmissão de múltiplos canais ópticos em uma mesma fibra proporciona uma maneira simples de utilizar a grande capacidade de transmissão dos sistemas ópticos. Esta multiplexação de canais pode ser feita tanto no domínio do tempo (TDM – *Time Division Multiplexing*) como no domínio da frequência (FDM – *Frequency Division Multiplexing*).

Na técnica TDM cada canal é transmitido somente em determinado intervalo de tempo (*time slot*) específico, até que todos os canais tenham sido transmitidos, repetindo-se o processo sucessivamente, como ilustrado na Figura 1.5(a). Já na técnica FDM todos os canais são transmitidos ao mesmo tempo, cada um na sua respectiva frequência portadora a qual não é utilizada por nenhum outro canal, como mostrado na Figura 1.5(b). Tanto a técnica TDM quanto a FDM podem ser implementadas tanto no domínio elétrico quanto óptico. Quando implementada no domínio óptico, a técnica TDM é mais comumente conhecida como OTDM (*Optical Time Division Multiplexing*) e a técnica FDM é denominada WDM (*Wavelength Division Multiplexing*). Os sistemas ópticos que utilizam estas técnicas de multiplexação são comumente conhecidos como sistemas de comunicações ópticas multicanais.

Figura 1.5: (a) Multiplexação por divisão no tempo, (b) multiplexação por divisão em frequência.

Mais especificamente, a técnica WDM consiste na transmissão de múltiplas portadoras ópticas, em comprimentos de onda diferentes, moduladas por sinais elétricos digitais, todos eles transmitidos por uma mesma fibra óptica. No receptor os canais são separados por alguma forma de demultiplexação óptica.

Uma das conseqüências imediatas do emprego da técnica WDM é a melhor utilização do potencial de transmissão da fibra óptica, onde anteriormente transmitia-se um único comprimento de onda. Como ilustração, a Figura 1.6 mostra o espectro de atenuação da fibra óptica de sílica convencional, indicando as janelas de baixas perdas em torno de 1,3 μm e 1,55 μm . Próximo a 1,55 μm a atenuação é aproximadamente de 0,2 dB/km e há uma “janela” de cerca de 280 nm de largura de banda, definida a partir do comprimento de onda para o qual a atenuação, aproximadamente, dobra em relação ao centro da banda, conforme critério sugerido por Paul E. Green [27].

Figura 1.6: Espectro de atenuação da fibra óptica de sílica e banda passante dos EDFAs.

A largura de banda, expressa em frequência, é dada por [27]:

$$\Delta f = \frac{c \Delta \lambda}{\lambda^2} \quad (1.1)$$

onde c é a velocidade da luz na fibra, em metros por segundo, $\Delta \lambda$ é a largura de banda óptica, em metros, e λ é o comprimento de onda, em metros. Considerando-se um índice de refração para a fibra óptica de $n_{\text{fibra}} = 1,5$, a velocidade da luz na fibra é, então, dada por:

$$c = \frac{c_0}{n_{\text{fibra}}} \quad (1.2)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no vácuo.

Deste modo, no comprimento de onda de 1,55 μm , para $\Delta\lambda \cong 280 \text{ nm}$, ou seja, o intervalo no qual a atenuação fica abaixo de 0,4 dB/km, tem-se:

$$\Delta f_{1,55} \cong 23.000 \text{ [GHz]} \cong 23 \text{ [THz]}$$

Procedendo-se de maneira análoga para o comprimento de onda de 1,3 μm , para $\Delta\lambda \cong 130 \text{ nm}$, intervalo para atenuação fica abaixo de 0,4 dB, obtém-se a $\Delta f_{1,3} \cong 15 \text{ THz}$, o que demonstra a enorme largura de banda disponível na fibra óptica.

Na prática, contudo, nos enlaces ponto a ponto de alta capacidade, a utilização da largura de banda da fibra óptica fica limitada a algo em torno de 4 THz, entre 1,525 μm e 1,560 μm , ou seja, a banda passante dos amplificadores a fibra dopada com érbio, os chamados EDFAs (*Erbium Doped Fiber Amplifiers*), conforme mostrado na Figura 1.6. A utilização destes amplificadores tornou possível o atual desempenho de sistemas ponto a ponto. Por exemplo, um dos recordes atuais para sistemas experimentais de alta capacidade foi alcançado nos laboratórios da NEC Corporation no Japão, com uma taxa agregada de 10,92 Tbps, num enlace de 117 km, conseguida com a multiplexação de 273 canais de 40 Gbps cada [28].

Adicionalmente, em 1998, foi introduzida comercialmente uma fibra óptica na qual é eliminada a forte atenuação em torno de 1,4 μm , denominada *AllWave*^{TM1} pelo fabricante [29]. Deste modo a capacidade de transmissão potencial dos sistemas ópticos pode ser aumentada ainda mais.

A ITU (*International Telecommunications Union*), através das recomendações G.659.1; G.692; G.694.1 e G.694.2, define os comprimentos de onda, e suas respectivas frequências para as portadoras ópticas nos sistemas DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) com espaçamentos entre canais de 50, 100 e 200 GHz [30]-[33], mostrados na Tabela 1.1.

¹ *AllWave* é uma marca registrada da *Lucent Technologies*.

Tabela 1.1: Frequências centrais nominais para os sistemas DWDM com espaçamento de 50, 100 e 200 GHz, segundo as recomendações da ITU.

frequência central nominal (THz) para espaçamento de 50 GHz	frequência central nominal (THz) para espaçamento de 100 GHz	frequência central nominal (THz) para espaçamento de 200 GHz	comprimento de onda central nominal (nm)
196,10	196,10	196,10	1528,77
196,05	–	-	1529,16
196,00	196,00	-	1529,55
195,95	–	-	1529,94
195,90	195,90	195,90	1530,33
195,85	–	-	1530,72
195,80	195,80	-	1531,12
195,75	–	-	1531,51
195,70	195,70	195,70	1531,90
195,65	–	-	1532,29
195,60	195,60	-	1532,68
195,55	–	-	1533,07
195,50	195,50	195,50	1533,47
195,45	–	-	1533,86
195,40	195,40	-	1534,25
195,35	–	-	1534,64
195,30	195,30	195,30	1535,04
195,25	–	-	1535,43
195,20	195,20	-	1535,82
195,15	–	-	1536,22
195,10	195,10	195,10	1536,61
195,05	–	-	1537,00
195,00	195,00	-	1537,40
194,95	–	-	1537,79
194,90	194,90	194,90	1538,19
194,85	–	-	1538,58
194,80	194,80	-	1538,98
194,75	–	-	1539,37
194,70	194,70	194,70	1539,77
194,65	–	-	1540,16

Tabela 1.1: (continuação).

freqüência central nominal (THz) para espaçamento de 50 GHz	freqüência central nominal (THz) para espaçamento de 100 GHz	freqüência central nominal (THz) para espaçamento de 200 GHz	comprimento de onda central nominal (nm)
194,60	194,60	-	1540,56
194,55	-	-	1540,95
194,50	194,50	194,50	1541,35
194,45	-	-	1541,75
194,40	194,40	-	1542,14
194,35	-	-	1542,54
194,30	194,30	194,30	1542,94
194,25	-	-	1543,33
194,20	194,20	-	1543,73
194,15	-	-	1544,13
194,10	194,10	194,10	1544,53
194,05	-	-	1544,92
194,00	194,00	-	1545,32
193,95	-	-	1545,72
193,90	193,90	193,90	1546,12
193,85	-	-	1546,52
193,80	193,80	-	1546,92
193,75	-	-	1547,32
193,70	193,70	193,70	1547,72
193,65	-	-	1548,11
193,60	193,60	-	1548,51
193,55	-	-	1548,91
193,50	193,50	193,50	1549,32
193,45	-	-	1549,72
193,40	193,40	-	1550,12
193,35	-	-	1550,52
193,30	193,30	193,30	1550,92
193,25	-	-	1551,32
193,20	193,20	-	1551,72
193,15	-	-	1552,12
193,10	193,10	193,10	1552,52
193,05	-	-	1552,93

Tabela 1.1: (continuação).

frequência central nominal (THz) para espaçamento de 50 GHz	frequência central nominal (THz) para espaçamento de 100 GHz	frequência central nominal (THz) para espaçamento de 200 GHz	comprimento de onda central nominal (nm)
193,00	193,00	-	1553,33
192,95	–	-	1553,73
192,90	192,90	192,90	1554,13
192,85	–	-	1554,54
192,80	192,80	-	1554,94
192,75	–	-	1555,34
192,70	192,70	192,70	1555,75
192,65	–	-	1556,15
192,60	192,60	-	1556,55
192,55	–	-	1556,96
192,50	192,50	192,50	1557,36
192,45	–	-	1557,77
192,40	192,40	-	1558,17
192,35	–	-	1558,58
192,30	192,30	192,30	1558,98
192,25	–	-	1559,39
192,20	192,20	-	1559,79
192,15	–	-	1560,20
192,10	192,10	192,10	1560,61

Figura 1.7: Sistemas WDM: (a) ponto-a-ponto, (b) ponto-a-multiponto e (c) em rede.

A seguir, serão apresentadas as três topologias básicas dos sistemas de comunicação WDM: ponto-a-ponto (*point-to-point*), ponto-a-multiponto (*point-to-multipoint*) e em rede (*full mesh*). A Figura 1.7 apresenta, simplificada, estas topologias. Na Figura 1.7(a), a topologia ponto-a-ponto, ou enlace, contém somente dois nós onde um transmissor, nó 1, envia mensagens para um receptor, nó 2, e/ou vice-versa, ou seja, a rede pode ser uni ou bidirecional. Os sistemas do tipo ponto-a-multiponto, Figura 1.7(b), são compostos por N nós com atribuições diferentes entre si, ou seja, um nó em particular pode transmitir e receber para um subconjunto dos $N - 1$ nós restantes. Um caso particular dos sistemas ponto-a-multiponto são as topologias denominadas *broadcast-and-select*, onde um nó particular pode transmitir e receber para todos os demais $N - 1$ nós da rede. Com o uso de um acoplador estrela, tal topologia pode, também, ser utilizada numa rede multiponto. Por fim, na Figura 1.7(c), na topologia em rede, todos os N nós que a compõem têm conectividade total, ou seja, todos os nós da rede podem transmitir e receber de qualquer outro nó desta. Nota-se que as duas primeiras topologias podem ser vistas como subconjuntos desta última.

Figura 1.8: Redes WDM: (a) *single-hop* e (b) *multihop*.

As redes ópticas podem ainda ser divididas em duas categorias: *single-hop* e *multihop*, mostradas esquematicamente na Figura 1.8. As redes do tipo *single-hop* (“salto único”), como o próprio nome indica, referem-se àquelas onde todos os nós que a compõem estão conectados entre si, sendo necessário apenas um “salto” para estabelecer a conexão entre dois nós quaisquer, exemplificado pela linha tracejada da Figura 1.8(a) que indica a transmissão entre os nós 1 e 3. As redes denominadas *broadcast-and-select*, com receptores sintonizáveis, se enquadram nesta categoria e serão discutidas mais à frente. Já nas redes *multihop* (“saltos múltiplos”), os nós da rede estão parcialmente conectados entre si, ou seja, uma mensagem pode necessitar múltiplos “saltos”, passando por um ou mais nós da rede, até chegar ao seu destino, exemplificado pela linha tracejada da Figura 1.8(b), que indica a transmissão entre os nós 1 e 4 passando pelo nó 2. Um exemplo de redes do tipo *multihop* são as redes roteadas por comprimento de onda (*Wavelength Routing Networks*), ou seja, aquelas onde o canal desejado é encaminhado, em cada nó da rede, até o destino final, através do roteamento do comprimento de onda associado ao canal, muitas vezes necessitando de conversores de comprimento de onda, tecnologia ainda não desenvolvida completamente.

1.2 Redes de Acesso

Os sistemas de fibra óptica de alta capacidade tornaram-se comuns na rede de transporte, onde a multiplexação, tanto no domínio elétrico quanto no domínio óptico, aloca a infra-estrutura necessária para a transferência de um grande volume de dados. Em contrapartida, na rede de acesso, torna-se muito mais difícil disponibilizar os recursos de uma rede de fibras ópticas uma vez que a premissa fundamental é prover um canal dedicado a cada usuário. Um dos maiores desafios para prover acesso de alta capacidade é encontrar uma solução que seja, ao mesmo tempo, economicamente viável e permita o acesso em faixa larga.

Um outro aspecto chave é prover uma solução tanto para o usuário doméstico como para o mercado corporativo. Estes dois perfis de usuário diferem grandemente em termos da gama de serviços exigidos e, por isso, da largura de banda requerida. A princípio pode-se pensar que tais demandas exigiriam soluções diversas, mas se uma única solução puder ser aplicada em ambos os casos haverá um ganho expressivo em termos econômicos e também do ponto de vista de operabilidade da rede [34].

Várias tecnologias já disponíveis podem ser aplicadas na rede de acesso, com uma gama de taxas de transmissão bastante vasta, mas nem sempre caracterizando o acesso em banda larga. Dentre as tecnologias aplicáveis destacam-se as seguintes:

- Modems analógicos: a forma de acesso mais simples e de menor custo, utilizando a infra-estrutura da rede telefônica (pares de cobre), pública e/ou privada, com taxa de transmissão baixas, de 14,4 a 56,0 kbps. Nesta tecnologia o sinal digital (dados) modula em amplitude, frequência ou fase (e.g. QAM), uma portadora analógica dentro da faixa de frequência de telefonia (300 – 3.400 Hz).
- ISDN (*Integrated Services Digital Network*): ou RDSI (Rede Digital de Serviços Integrados), serviço de linha digital fornecido pela empresa de telefonia que disponibiliza, através do par metálico existente, uma taxa total de 144 kbps, sendo que 128 kbps (2 x 64 kbps) efetivamente para os dados do usuário, mais um canal de 16 kbps de sinalização, também conhecida como estrutura “2B + D”.

- ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) Lite: desenvolvido para aumentar a largura de banda dos pares metálicos da planta instalada da rede telefônica para disponibilizar os serviços de banda larga, aproveitando os avanços do processamento digital de sinais. O ADSL Lite, fornece um canal *downstream* de 1,536 Mbps mais um canal *upstream* de 16 kbps, além do canal analógico usual de telefonia de 4 kHz, com alcance máximo de até 5 km. A Figura 1.9 ilustra, esquematicamente, uma conexão ADSL.

Figura 1.9: ADSL Lite.

- ADSL Full: oferece ao usuário até 6 Mbps dependendo da distância e do diâmetro do par metálico utilizado na conexão. Como exemplo, a Tabela 1.2 apresenta alguns destes valores.

Tabela 1.2: Taxas de transmissão em função do par metálico e distância até o usuário.

taxa de transmissão [Mbps]	diâmetro do par metálico [mm]	distância até o usuário [km]
1,5 – 2,0	0,4	4,6
	0,5	5,5
6,1	0,4	2,7
	0,5	3,7

- Cable Modem (HFC – Hybrid Fiber Coaxial): originalmente desenvolvido como solução para aumentar a capacidade das redes de operadoras de TV a cabo, como o próprio nome indica, é um sistema híbrido que utiliza fibra óptica e cabo coaxial. A fibra óptica chega até as proximidades do usuário e o sinal, então, passa por uma

conversão optoeletrônica, sendo distribuído através de cabo coaxial de 750 MHz de banda passante, num total de 125 canais de 6 MHz. Se, por exemplo, 50 destes canais de 6 MHz são modulados em QAM-256, estarão disponíveis 40 Mbps por canal, num total de 2 Gbps. Se um mesmo cabo coaxial atingir 200 usuários cada um terá acesso a 10 Mbps. A Figura 1.10 ilustra esquematicamente uma rede HFC.

Figura 1.10: Cable Modem HFC.

- Broadband Wireless: esta tecnologia apresenta a vantagem de poder ser implementada rapidamente mesmo sem uma infra-estrutura pré-existente. São duas as variantes desta tecnologia: MMDS (*Multichannel, ou Microwave, Multipoint Distribution Service*) e LMDS (*Local Multipoint Distribution Service*). O MMDS fornece 33 canais de 6 MHz na banda de 2-3 GHz com alcance variando entre 15 a 55 km, dependendo da potência transmitida, Figura 1.11(a). O LMDS opera na banda de 28 GHz com 1,3 GHz largura de banda e curto alcance, entre 3 a 5 km, devido à forte atenuação desta banda com a chuva, Figura 1.11(b).

Figura 1.11: *Broadband Wireless*: (a) MMDS e (b) LMDS.

- **PON (Passive Optical Network):** uma solução para ampliar a capacidade da rede de acesso seria a utilização de um sistema ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) ou Ethernet sobre uma PON (*Passive Optical Network*), também denominadas APON [35] e EPON [36], respectivamente, ilustradas na Figura 1.12.

Figura 1.12: Rede óptica passiva (PON).

Figura 1.13: Topologia *broadcast-and-select*.

De forma geral, a configuração mostrada na Figura 1.12 é um caso particular da topologia *broadcasting star*, apresentada esquematicamente na Figura 1.13. Nesta topologia, cada canal é transmitido usando uma única portadora óptica, comprimento de onda fixo. A saída de todos os transmissores é combinada em um multiplexador passivo e igualmente distribuída para todos os receptores. Desta forma, todos os canais são recebidos por todos os usuários da rede e a seleção do canal desejado é feita através de algum esquema de sintonia. Tais redes são também denominadas *broadcast-and-select* [37][38], conforme mencionado anteriormente.

Na rede PON uma única fibra óptica conecta o equipamento que faz a conversão eletroóptica, denominada OLT (*Optical Line Terminal*), com divisores ópticos passivos que, por sua vez, distribuem o sinal óptico a um certo número de usuários, através de suas respectivas ONUs (*Optical Network Units*).

Existem várias topologias para as redes PON: em estrela, anel, barramento (*bus*). A Figura 1.14 ilustra algumas delas. Na configuração em estrela, Figura 1.14(a), um único divisor óptico passivo distribui o sinal para todos os usuários, já nas topologias em anel e barramento, Figura 1.14(b) e (c), respectivamente, são necessários tantos divisores ópticos passivos quantos forem os usuários (ONUs) da rede. Na Figura 1.14(d) é apresentada a mesma configuração em estrela mas com redundância no tronco principal, ou seja, com duas, ou mais, rotas distintas de fibra da OLT até o divisor óptico passivo, aumentando assim a confiabilidade da rede.

Figura 1.14: Topologias das redes PON: (a) estrela, (b) anel, (c) barramento e (d) estrela com redundância no tronco principal.

Usualmente as ONUs estão colocadas próximas aos usuários, em cabines *outdoor*, onde o sinal volta ao domínio elétrico e é então entregue ao usuário através de par metálico, p. ex., por um equipamento xDSL (DSL - *Digital Subscriber Line*; HDSL - *High-speed Digital Subscriber Line*; ADSL - *Asymmetric Digital Subscriber Line* ou VDSL - *Very-high-speed Digital Subscriber Line*).

Dependendo de até onde chega o sinal óptico, pode-se classificar tal esquema como:

- FTTH (*fiber to the home*) quando a fibra chega à casa do usuário;
- FTTC (*fiber to the curb*) quando a fibra chega até a “calçada”, ou proximidades do usuário;
- FTTB (*fiber to the building*) quando a fibra chega até as instalações do usuário (prédio, condomínio, etc.);
- FTTCab (*fiber to the cabinet*) quando a fibra chega até as proximidades do usuário, geralmente num armário óptico onde os usuários, até um certo raio de alcance, estão conectados.

Numa rede PON as taxas de transmissão no sentido rede/usuário (*downstream*) e no sentido usuário/rede (*upstream*), são, em geral, assimétricas devido às diferenças na demanda em cada um destes sentidos de transmissão dos dados: no sentido *downstream* é necessário um maior volume de dados, seja pelo número de canais que se queira

disponibilizar para o usuário, seja pela própria natureza da aplicação (*e.g.*: *video on demand*, HDTV) que necessitam de velocidades elevadas; no sentido *upstream* as demandas por velocidade de transmissão são bem menores pois, em geral, as aplicações no sentido usuário/rede são relativamente “lentas” (*voz*, *home banking*, *e-commerce*, *e-mail*), não sendo necessário a ocupação de um canal por um usuário durante todo o tempo. Em virtude desse fato, utiliza-se a técnica ATM, gerenciada por um protocolo de acesso ao meio de transmissão (MAC – *Media Access Protocol*). A Figura 1.15 ilustra estas diferenças nos dois sentidos de transmissão [35]. A Tabela 1.3 apresenta alguns exemplos de serviços e suas respectivas taxas de transmissão nos dois sentidos, *downstream* e *upstream* [39].

Figura 1.15: Transmissão *downstream* e *upstream* numa rede PON.

Tabela 1.3: Taxas de transmissão requeridas na rede de acesso para algumas aplicações.

aplicação	<i>downstream</i>	<i>upstream</i>
acesso à Internet	400 kbps – 1,5 Mbps	128 kbps – 640 kbps
vídeo conferência	384 kbps – 1,5 Mbps	384 kbps – 1,5 Mbps
vídeo sob demanda (VoD)	6,0 – 18,0 Mbps	64 – 128 kbps
VoD múltiplo	18,0 Mbps	64 – 640 kbps
vídeo iterativo	1,5 – 6,0 Mbps	128 kbps – 1,5 Mbps
telemedicina	6,0 Mbps	384 kbps – 1,5 Mbps
teleeducação	384 kbps – 1,5 Mbps	384 kbps – 1,5 Mbps
teletrabalho	1,5 – 3,0 Mbps	1,5 – 3,0 Mbps
TV de alta definição (HDTV)	16,0 Mbps	64 kbps

A Figura 1.16 detalha o OLT e a ONU utilizados numa rede PON [35]. A conexão entre o OLT e a ONU pode ser feita através de um par de fibras, Figura 1.16(a), uma no sentido *downstream* e outra no sentido *upstream*, ou, alternativamente, com uma única fibra bidirecional, Figura 1.16(b), utilizando-se a multiplexação de dois comprimentos de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*). No caso do uso de uma única fibra, o OLT, no sentido *downstream*, faz a conversão eletroóptica (p. ex. em 1,55 μm) do sinal e sua multiplexação óptica, em transmissão contínua, ou seja, neste sentido de transmissão o sinal está presente na rede durante todo o tempo; no sentido do *upstream*, é feito exatamente o inverso, isto é, é demultiplexado o sinal óptico (p. ex. em 1,3 μm) e faz-se sua conversão optoeletrônica. Por sua vez a ONU, no sentido do *downstream*, demultiplexa o sinal óptico e faz sua conversão opto-elétrica e, no sentido do *upstream*, faz a conversão eletroóptica do sinal e sua multiplexação óptica, em *bursts* (“rajadas”) de dados, isto é, conforme a necessidade do usuário conectado àquela ONU em acessar a rede naquele momento.

São muitas as vantagens de se utilizar uma rede PON na rede de acesso:

- possibilita estender a rede de acesso em torno da central de serviços, operando com distâncias superiores a 20 km;
- diminui a quantidade de fibra óptica entre a central de serviço e os usuários;
- aumento considerável da largura de banda disponível ao usuário, podendo chegar à Gbps dependendo do grau de penetração da fibra óptica;
- operando com uma rede do tipo *broadcast-and-select*, no sentido do *downstream*, permite a distribuição de sinal de vídeo seja através de IP ou vídeo analógico;

- elimina a necessidade de multiplexadores e demultiplexadores ativos na rede externa o que diminui a necessidade de manutenção da mesma;
- sendo uma rede transparente, permite aumento na taxa de transmissão e adição de comprimentos de onda sem a necessidade de modificações na planta externa.

Figura 1.16: Detalhe esquemático de OLTs e ONUs numa rede PON: (a) com um par de fibras por usuário, (b) com fibras bidirecionais, uma única fibra por usuário utilizando a técnica WDM de dois canais.

Vale ressaltar que desde 1995, uma iniciativa internacional que agrupa 16 empresas, indústrias e operadoras do setor de telecomunicações da Europa, Ásia e América, denominado Consórcio FSAN (*Full Service Access Network*), tem trabalhado para promover um consenso na definição dos requisitos de uma rede de acesso local que possa oferecer serviços em banda larga. O consórcio FSAN estabeleceu a tecnologia ATM como a técnica de multiplexação de dados por suportar diferentes classes de serviço, por garantir largura de banda e garantir qualidade de serviço (QoS), entre outras vantagens; a fibra óptica como núcleo da rede e o uso de VDSL em par metálico na rede de acesso (*last mile*). As arquiteturas especificadas incluem FTTCab e FTTH [39].

A Tabela 1.4 resume as taxas de transmissão típicas das tecnologias para a rede de acesso descritas anteriormente.

Tabela 1.4: Taxas de transmissão na rede de acesso para diversas tecnologias.

tecnologia	taxa de transmissão
modem analógico	14,4 – 56,6 kbps
ISDN	56,6 – 128 kbps
ADSL <i>Lite</i>	128 kbps – 1,5 Mbps
ADSL <i>Full</i>	2,5 – 8 Mbps
<i>cable modem</i> (HFC)	56,6 kbps – 10 Mbps
<i>broadband wireless</i>	1,5 – 45 Mbps
PON	155 Mbps/nº usuários

Um aspecto que pode ser explorado na implementação de uma rede WDM PON é o aumento do alcance da rede de acesso passiva com o aumento do número de comprimentos de onda disponíveis, conforme esquematizado na Figura 1.17. Neste tipo de implementação faz-se um *slicing* (“fatiamento”) do espectro de emissão de um LED [27], ou seja, utiliza-se um filtro óptico de banda estreita fixa na faixa de reposta do LED, que por sua vez tem um espectro de emissão bastante largo se comparado ao *laser*, para cada canal desejado; no exemplo da Figura 1.17 foram mostrados apenas quatro. Dessa forma nos vários nós que compõem a rede haverá um filtro óptico fixo que selecionará aquele comprimento de onda específico que será entregue aos usuários conectados naquele nó. Neste tipo de configuração não é necessária a sintonia óptica nos receptores dos usuários uma vez que estes sempre estarão operando num único comprimento de onda.

Figura 1.17: Rede WDM PON com *slicing* do espectro de emissão do LED.

Todavia, o objetivo desta tese está relacionado à proposta de mecanismos para viabilizar o aumento de capacidade de uma rede PON no sentido do *downstream*, com a multiplexação de quatro comprimentos de onda também na rede de acesso, desenvolvendo-se para isso um receptor capaz de selecionar o comprimento de onda desejado na ONU, num intervalo de tempo adequado às redes comutadas a pacote. No sentido *upstream* não seria necessária nenhuma alteração. Tal rede pode ser designada como uma rede WDM PON. A Figura 1.18 detalha as modificações no OLT e na ONU para a implementação de uma rede WDM PON.

Um exemplo deste tipo de rede, que utiliza receptores como os citados anteriormente, é o projeto HARMONICS² (*Hybrid Access Reconfigurable Multi-Wavelength Optical Networks for IP-based Communications Systems*), que vem sendo desenvolvido desde maio de 2000 por empresas e instituições de pesquisa europeias, e que contará com um teste de campo em Berlim, Alemanha, a partir de 2003 [40].

A implementação prática de redes WDM PON requer, em princípio, o desenvolvimento de transmissores e/ou receptores sintonizáveis. Em particular, em redes comutadas a pacote, a sintonia rápida é absolutamente crucial [41][42]. Devido à possibilidade de reuso do comprimento de onda ao longo dos nós da rede, a faixa de sintonia

² HARMONICS é um projeto do programa IST – *Information Society Technology* da União Europeia.

das fontes ópticas não necessita ser muito grande. Dispositivos já demonstrados na literatura [43] satisfazem as necessidades das redes WDM.

Figura 1.18: Detalhe de uma ONU e OLT numa rede WDM PON.

Em contraste, as demandas de desempenho quanto aos receptores são muito mais rigorosas. Nas redes WDM comutadas a circuito (*circuit-switched networks*), a sintonia óptica nos receptores é usualmente feita através de filtros do tipo Fabry-Perot e/ou acustoópticos, empregando algum tipo de realimentação a fim de garantir que o filtro esteja realmente centrado no comprimento de onda desejado. Infelizmente, o processo de realimentação é lento, reduzindo excessivamente a velocidade de sintonia (tempo de sintonia da ordem de microssegundos), tornando tais filtros inadequados para utilização em redes ópticas comutadas a pacote. Ademais, nesta aplicação cada receptor óptico deve ser capaz de cobrir a inteira largura de banda de interesse, sendo sintonizável, entre dois canais arbitrários, em um tempo menor do que o tempo de transmissão de um único pacote de informação. Esta última exigência permite que o protocolo de acesso ao meio, que controla o tráfego e a comutação de pacotes, tenha seu *overhead* minimizado [42].

Embora um exemplo específico de rede WDM comutada a pacote tenha sido implementado com sucesso usando filtros ópticos [44], fica claro que a velocidade de sintonia destes dispositivos é muito baixa se comparada, por exemplo, ao tempo necessário para a transmissão de um pacote ATM a taxa de Gbps. Sendo H a latência de sintonia, temos:

$$H = \frac{(\text{tempo de sintonia do receptor}) \cdot (\text{taxa de transmissão})}{\text{tamanho do pacote}} \quad (1.3)$$

considerando o tempo de sintonia dos filtros acustoópticos disponíveis comercialmente ($\cong 10 \mu\text{s}$) e o tamanho de um célula ATM ($\cong 500$ bits) transmitida a taxa de 1 Gbps, encontra-se $H = 20$, ou seja, neste caso seriam perdidos 20 pacotes de informação durante o processo de sintonia de uma canal desejado. Ainda que o tempo de sintonia dos receptores venha a ser diminuído continuamente, a latência de sintonia continuará sendo significativa devido ao aumento da taxa de transmissão. Conseqüentemente, há uma penalidade de sintonia (i.e., o *throughput* diminui e/ou o atraso aumenta) associada com o uso de receptores com alta latência de sintonia [45].

Com o intuito de superar estas dificuldades, este trabalho investiga uma topologia baseada na demultiplexação fixa dos comprimentos de onda e seleção eletrônica do canal desejado [46]-[53] propondo inicialmente melhoramentos na topologia originalmente apresentada em [47], incluindo um circuito de chaveamento mais sofisticado. Além disso, uma nova configuração do receptor é também proposta objetivando a redução da alta perda de inserção observada nestes trabalhos anteriores. Adicionalmente, pela primeira vez na literatura, o projeto objetiva operação na faixa de GHz.

A apresentação do presente trabalho segue da seguinte forma: o próximo capítulo descreve, primeiro de forma apenas esquemática, as duas configurações propostas e implementadas e então, numa descrição quantitativa, os circuitos que compõem os dois *front-ends*, circuito de chaveamento e amplificador de transimpedância; a seguir, no capítulo três, são apresentados os resultados experimentais das medições efetuadas nos dois receptores comparando-os com aqueles previstos na fase de projeto e, finalmente, as conclusões, desdobramentos e perspectivas futuras para o trabalho realizado.

2. CONFIGURAÇÕES DO RECEPTOR

Neste capítulo serão detalhadamente descritas as duas configurações de receptores optoeletrônicos propostas. Inicialmente será feita uma descrição qualitativa do receptor completo seguida de uma análise computacional de suas duas partes principais: circuito de chaveamento eletrônico e amplificador de transimpedância. Serão discutidos aspectos do projeto destes sub-circuitos e, a partir dos dados das simulações, será determinado o desempenho esperado de cada um dos dois receptores.

Como diretrizes iniciais para o projeto dos receptores, foram definidas as seguintes metas:

- baixa perda de inserção (< 2 dB) e razão de extinção alta (> 30 dB);
- frequência de corte (f_{-3dB}) igual ou maior que 2,5 GHz (quatro vezes a usual para as redes PON);
- tempo de chaveamento dos canais da ordem de nanosegundos.

Inicialmente cabe discutir a escolha da *foundry* onde os circuitos foram fabricados. Os primeiros contatos foram feitos com a *foundry* do Instituto Fraunhofer de Física Aplicada em Freiburg, Alemanha, pois esta fazia parte do Programa *Europractice* que poderia ser acessada através do Programa Multiusuário da FAPESP.

Havia ainda, por sugestão do patrocinador deste trabalho, NEC do Brasil S/A (NDB) através do projeto denominado “Capacitação de Recursos Humanos em Áreas de Interesse da NDB” junto ao CPDIA do qual o autor deste faz parte, a necessidade de um estágio fora do Brasil em algum centro de pesquisa ou Universidade, e o Instituto Fraunhofer se adequava perfeitamente a estas exigências.

Uma vantagem adicional na utilização desta *foundry* era a possibilidade de integração, num mesmo *wafér*, tanto da parte óptica (fotodetectores) quanto dos circuitos eletrônicos (circuito de chaveamento e amplificador de transimpedância), o que seria altamente desejável para o projeto. Todavia, devido a uma reestruturação interna e saída desta *foundry* do *Europractice*, a sua utilização tornou-se inviável. A partir daí foi feita uma busca por um outro local onde o projeto poderia ser levado avante e foram estabelecidos contatos com o Prof. Dr. Franco Giannini do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade de Roma “Tor Vergata”, cujo grupo de pesquisa já possuía grande experiência em projetos

de MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) com duas *foundries* em particular, GEC-Marconi e Alenia. Por isso, no início das atividades em Roma, optou-se por realizar os circuitos em tecnologia H40 (HEMT em GaAs, com comprimento de porta de $0,2 \mu\text{m}$ e $f_t = 40 \text{ GHz}$) da GEC-Marconi. Entretanto, devido a alterações no calendário de atividades desta, foi necessário uma mudança adicional de tecnologia, passando-se então para os MESFETs em GaAs da Alenia com $0,5 \mu\text{m}$ de comprimento de porta e $f_t = 20 \text{ GHz}$, o que é totalmente satisfatório para que os circuitos operassem em torno de $2,5 \text{ GHz}$, conforme o desejado.

2.1 Descrição Esquemática dos Receptores Optoeletrônicos

A Figura 2.1 apresenta, esquematicamente, a primeira configuração de receptor optoeletrônico integrado investigada. Esta configuração é composta por um demultiplexador WDM com grade de frequência fixa, um arranjo de fotodetectores, um arranjo de FETs operando como chaves *on/off* e um amplificador de transimpedância comum a todos os canais. A escolha adequada das tensões nas portas dos FETs permite selecionar o canal desejado, enviando-o para o amplificador de saída. Se comparado com os esquemas de filtro ópticos sintonizáveis esta configuração, originalmente proposta na referência [47], proporciona um tempo de chaveamento eletrônico da ordem de nanossegundos, três ordens de magnitude mais rápido se comparado a [44]. Contudo, uma desvantagem deste esquema está na alta perda de inserção devida ao circuito de chaveamento passivo [54]-[56].

Figura 2.1: Primeira configuração de receptor optoeletrônico integrado [47].

Como uma alternativa, este trabalho propõe uma nova configuração para o receptor optoeletrônico integrado, conforme mostrado na Figura 2.2. Nesta configuração cada canal possui seu próprio pré-amplificador de transimpedância e circuito de chaveamento composto por FETs. Espera-se, com isso, menores níveis de ruído e maior sensibilidade do receptor, o que certamente exigirá menores níveis de potência do transmissor óptico. Em contrapartida, nesta configuração, emprega-se um número maior de dispositivos, uma vez que serão integrados quatro amplificadores de transimpedância e não somente um, como na configuração descrita inicialmente. Em decorrência disto, a área do circuito integrado para esta segunda configuração será maior do que para a primeira.

Figura 2.2: Segunda configuração proposta de receptor optoeletrônico integrado.

Vale mencionar, ainda, uma terceira configuração possível para o receptor optoeletrônico, eliminando-se o circuito de chaveamento passivo. A seleção dos canais seria feita através de uma polarização *on/off* adequada de cada um dos quatro pré-amplificadores de transimpedância. Até o presente momento, as simulações realizadas mostraram um desempenho insatisfatório desta configuração devido à baixa impedância da associação paralela dos quatro estágios de saída, em configuração seguidor-de-fonte, dos pré-amplificadores de transimpedância.

Como primeiros protótipos, os circuitos a serem implementados aqui referem-se àqueles esquematicamente mostrados nas áreas contidas entre as linhas tracejadas, na Figura 2.1 e na Figura 2.2, deixando-se as funções de demultiplexação fixa e fotodetecção para montagens externas ao circuito integrado.

2.2 DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS

2.2.1 Circuito de Chaveamento Eletrônico

Os circuitos de chaveamento eletrônico em alta frequência dos receptores foram projetados utilizando-se FETs no modo de operação passiva, ou seja, os transistores operam como um dispositivo de dois terminais (dreno e fonte), onde o terceiro terminal (porta) atua no controle do estado da chave (aberta ou fechada).

Figura 2.3: Circuitos equivalentes do FET operando como chave: (a) fechada (*on*) e (b) aberta (*off*).

Na Figura 2.3 é mostrado o circuito equivalente de um FET genérico operando como chave [57]. Na Figura 2.3(a) o FET está no estado de baixa impedância para $V_g = 0$ V, ou seja, a impedância entre o dreno e a fonte é puramente resistiva (R_{on}), dada por [58]:

$$R_{on} = r_{ds} = \frac{1}{g_m} \quad (2.1)$$

Na Figura 2.3(b) o FET apresenta alta impedância para $V_g \leq V_{pinch-off}$, ou seja, as capacitâncias de junção e suas resistências de perdas precisam ser acrescentadas em série

entre a fonte e a porta (C_{gs} e r_{gs}) e entre a porta e o dreno (C_{gd} e r_{gd}); adicionalmente, a capacitância entre dreno e fonte (C_{ds}) e sua resistência de perdas (r_{ds}) também precisam ser levadas em conta. Vale ressaltar que estes dois últimos componentes também estão presentes quando o FET está no estado de baixa impedância, mas não são incluídos no circuito equivalente devido ao baixo valor do resistor R_{on} em paralelo. O circuito $R_{off}C_{off}$ paralelo, da Figura 2.3(b), representa a impedância equivalente do FET no estado de alta impedância, uma vez que [59]:

$$r_{gd} + r_{gs} \ll \frac{C_{gs} + C_{gd}}{\omega C_{gs} C_{gd}} \quad (2.2)$$

Deste modo o resistor equivalente R_{off} é dado por:

$$R_{off} = \frac{r_{ds} (C_{gs} + C_{gd})^2}{\omega^2 C_{gd}^2 C_{gs}^2 r_{ds} (r_{gd} + r_{gs}) + (C_{gs} + C_{gd})^2} \quad (2.3)$$

e a capacitância equivalente C_{off} por:

$$C_{off} = C_{ds} + \frac{C_{gd} C_{gs}}{C_{gd} + C_{gs}} \quad (2.4)$$

Na Figura 2.4 são mostrados, esquematicamente, vários circuitos para as chaves eletrônicas encontrados na literatura [55][56][60], representadas simplificadaamente, nas Figura 2.1 e Figura 2.2, por um único FET. Em todos eles a chave está fechada (*on*), i.e., entrada e saída conectadas, quando o(s) transistor(es) em série estiver(em) em estado de baixa impedância ($V_{g1} = 0$), e o(s) transistor(es) em paralelo, em estado de alta impedância ($V_{g2} \leq V_{pinch-off}$). A chave está aberta (*off*) quando as condições anteriores forem invertidas, isto é, quando os transistores em série estiverem em estado de alta impedância ($V_{g1} \leq V_{pinch-off}$) e os transistores em paralelo em estado de baixa impedância ($V_{g2} = 0$). A porta de cada transistor é devidamente isolada através de um resistor de alto valor (R_{iso}).

Figura 2.4: Circuitos esquemáticos das chaves, (a) proposto em [60], (b) proposto por Schindler *et al.* [55], (c) proposto por Mizutani *et al.* [56] e (d) configuração série-paralelo-série utilizada neste trabalho.

A Figura 2.5 apresenta o circuito equivalente dos FETs operando individualmente como chave para as seguintes condições entre entrada e saída:

- na Figura 2.5(a) é mostrado o circuito equivalente para o FET em série na condição de chave fechada (*on*), ou seja, o FET apresenta baixa impedância entre seu dreno e fonte;
- na Figura 2.5(b), ainda para o FET em série, o circuito equivalente representa a chave aberta (*off*) e o FET apresenta alta impedância entre dreno e fonte;
- na Figura 2.5(c), para o FET em paralelo entre entrada e saída, o circuito equivalente representa a chave fechada (*on*) e o FET apresenta alta impedância entre dreno e fonte, e
- na Figura 2.5(d), ainda com o FET em paralelo entre a entrada e saída, o circuito equivalente para a chave aberta (*off*), com o FET apresentando baixa impedância entre dreno e fonte.

Figura 2.5: Circuitos equivalentes dos FETs operando como chave nas seguintes configurações: (a) chave fechada (*on*) e (b) chave aberta (*off*) para o FET em série; (c) chave fechada (*on*) e (d) chave aberta (*off*) para o FET em paralelo. Os elementos não-lineares estão identificados por sua variação com a tensão.

A Tabela 2.1 apresenta os valores fornecidos pela própria *foundry* para os componentes do circuito equivalente nas configurações série e paralelo para alguns valores de largura de porta ($W_g = 600, 900$ e $1200 \mu\text{m}$).

O gráfico da Figura 2.6 mostra o resultado para as simulações da perda de inserção (PI) das quatro configurações analisadas aqui. Nestas simulações foram utilizados os valores da Tabela 2.1 para a largura de porta (W_g) igual a $600 \mu\text{m}$, pois somente para este valor foram fornecidos os dados pela *foundry* para todas as condições de operação do FET como chave. Na Figura 2.8 é mostrado o resultado das simulações da isolamento (Iso) das quatro configurações de chave analisadas. Nestas simulações foi investigado o circuito resultante da associação em paralelo de quatro chaves idênticas, ou seja, os circuitos (a), (b), (c) e (d) da Figura 2.4, cujas entradas correspondem a cada um dos canais, com as saídas associadas em paralelo.

Tabela 2.1: Valores dos componentes do circuito equivalente para alguns valores de largura de porta ($W_g = 600, 900$ e $1200 \mu\text{m}$).

FET em série									
W_g [μm]	chave <i>on</i>					chave <i>off</i>			
	R_s [Ω]	L_{ds} [nH]	$R_{ds}(V)$ [Ω]	$C_{ds}(V)$ [pF]	C_p [pF]	L_{ds} [nH]	$R_{ds}(V)$ [Ω]	$C_{ds}(V)$ [pF]	C_p [pF]
600	1	0,07	8	0,1	0,02	0,07	1	0,1	0,02
900	2	0,12	4	0,158	0,03	0,12	2	0,158	0,03

FET em paralelo					
W_g [μm]	chave <i>on</i>			chave <i>off</i>	
	$R_{ds}(V)$ [Ω]	$C_{ds}(V)$ [pF]	L_{via} [nH]	$R_{ds}(V)$ [Ω]	L_{via} [nH]
600	7800	0,22	0,11	6	0,11
1200	7500	0,38	1	2,5	1

Figura 2.6: Perda de inserção dos circuitos de chaveamento investigados: GEC-Marconi [60], Schindler et al.[55], Mizutani et al. [56] e circuito série-paralelo-série.

Da Figura 2.6 nota-se que a menor perda de inserção foi apresentada pelo circuito resultante da associação da configuração proposta em [60] seguida daquela utilizada neste trabalho, ou seja, a configuração série-paralelo-série; em 2,5 GHz temos $PI = 1,03$ dB para a primeira e $PI = 1,67$ dB para a segunda.

Figura 2.7: Perda de inserção excessiva devido à associação em paralelo dos circuitos de chaveamento eletrônico mostrados na Figura 2.4(b) e (c).

Apesar das perdas de inserção de cada uma das chaves, quando analisadas individualmente, serem aproximadamente equivalentes (em torno de 2 dB), as configurações (b) e (c) da Figura 2.4 apresentam perdas globais excessivamente altas (da ordem de 25 dB) quando a associação completa é considerada, ou seja, os quatro circuitos de chaveamento com as saídas conectadas. Tal fato é devido ao caminho de baixa impedância à terra proporcionado pelos FETs em paralelo à saída destes circuitos de chaveamento, quando estes estão no estado *off*, conforme ilustrado na Figura 2.7.

Figura 2.8: Simulações da isolação dos circuitos de chaveamento investigados: GEC-Marconi [60], Schindler *et al.* [55], Mizutani *et al.* [56] e circuito série-paralelo-série.

Analisando-se o gráfico da Figura 2.8 percebe-se que a configuração série-paralelo-série apresenta melhor isolação do que as demais, muito embora sua perda de inserção seja ligeiramente maior do que aquela verificada para o circuito proposto em [60], como já foi visto anteriormente. Em 2,5 GHz a configuração série-paralelo-série apresenta $Iso = 61,24$ dB enquanto aquela proposta em [60] apresenta a menor isolação ($Iso = 40,72$ dB).

A vantagem da configuração série-paralelo-série como circuito de chaveamento fica evidente no gráfico da relação *on/off*, Figura 2.9, dada por:

$$\text{relação } on/off \text{ (dB)} = PI \text{ (dB)} - Iso \text{ (dB)} \quad (2.5)$$

No gráfico da Figura 2.9, em 2,5 GHz, a relação *on/off* para a configuração série-paralelo-série é de 59,57 dB, enquanto que para a configuração proposta em [60] é de 39,69 dB.

Figura 2.9: Simulação da relação *on/off* dos circuitos de chaveamento investigados: (linha preta) GEC-Marconi [60], (linha vermelha traço-ponto) Schindler *et al.* [55] e Mizutani *et al.* [56] e (linha vermelha) circuito série-paralelo-série.

Na Tabela 2.2 são fornecidos os valores normalizados em relação à largura de porta, utilizados nas simulações do desempenho comparativo da configuração série-paralelo-série. Para esta normalização, foram utilizados os valores dos componentes do circuito equivalente da Tabela 2.1 para $W_g = 600 \mu\text{m}$, pois somente para esta largura de porta foram fornecidos, pela *foundry*, os valores dos componentes do circuito equivalente para todas as condições de operação do FET como chave.

Tabela 2.2: Valores dos componentes do circuito equivalente dos FETs operando como chave normalizados em relação à largura de porta (W_g).

FET em série								
chave <i>on</i>					chave <i>off</i>			
R_s [Ω /mm]	L_{ds} [nH/mm]	$R_{ds}(V)$ [Ω .mm]	$C_{ds}(V)$ [pF/mm]	C_p [pF/mm]	L_{ds} [nH/mm]	$R_{ds}(V)$ [Ω .mm]	$C_{ds}(V)$ [pF/mm]	C_p [pF/mm]
1,667	0,117	4,8	0,1667	0,0333	0,117	1,667	0,1667	0,0333
FET em paralelo								
chave <i>on</i>			chave <i>off</i>					
$R_{ds}(V)$ [Ω .mm]	$C_{ds}(V)$ [pF/mm]	L_{via} [nH/mm]	$R_{ds}(V)$ [Ω .mm]	L_{via} [nH/mm]				
4.680	0,3667	0,183	3,6	0,183				

Nos gráficos das Figura 2.10 e Figura 2.11 são mostradas, respectivamente, a perda de inserção e a isolação, em função da frequência, para a largura da porta de todos os FETs que compõem a chave, variando igualmente de 50 μm até 400 μm , em passos de 50 μm . Analisando-se os gráficos, nota-se que há um compromisso entre perda de inserção, a isolação e a largura da porta, ou seja, quanto maior a largura da porta dos FETs menor a perda de inserção, o que é desejável, porém menor também a isolação, o que não é interessante.

Figura 2.10: Perda de inserção para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta variando de 50 μm até 400 μm em passos de 50 μm .

Figura 2.11: Isolação para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta variando de 50 μm até 400 μm em passos de 50 μm .

Analisando-se somente o gráfico da Figura 2.12 seria possível concluir que a melhor escolha para a largura de porta seria $50\text{ }\mu\text{m}$, pois para este valor o circuito de chaveamento apresenta a melhor relação *on/off*, igual a $70,49\text{ dB}$ em $2,5\text{ GHz}$, por exemplo. Mas, para esta mesma largura de porta, do gráfico da Figura 2.10, pode-se observar que a perda de inserção é excessivamente alta, igual a $9,33\text{ dB}$, o que é absolutamente indesejável.

Para as larguras de porta que apresentam perda de inserção em torno de 2 dB em $2,5\text{ GHz}$, ou seja, $W_g = 300\text{ }\mu\text{m}$ ($PI = 2,59\text{ dB}$), $W_g = 350\text{ }\mu\text{m}$ ($PI = 2,32\text{ dB}$) e $W_g = 400\text{ }\mu\text{m}$ ($PI = 2,14\text{ dB}$), a que apresenta melhor relação *on/off* é a de $W_g = 300\text{ }\mu\text{m}$, igual a $64,20\text{ dB}$; isto pode ser observado na Figura 2.13, onde é mostrado o mesmo gráfico da Figura 2.12 com escala modificada, para ficar mais explícita esta diferença em $2,5\text{ GHz}$. Adicionalmente, será visto nas seções 2.3.1 e 2.3.2, que este valor é, também, consistente com a necessidade de otimização das características de ruído.

Figura 2.12: Relação *on/off* para a configuração série-paralelo-série para a largura da porta variando de $50\text{ }\mu\text{m}$ até $400\text{ }\mu\text{m}$ em passos de $50\text{ }\mu\text{m}$.

Figura 2.13: Detalhe da relação *on/off* para a configuração série-paralelo-série.

2.2.2 Amplificador de Transimpedância

Os transistores escolhidos para o projeto dos *front-ends* foram os MESFETs Alenia A2XX e A4XX em GaAs com $0,5\ \mu\text{m}$ de comprimento de porta e $f_t = 20\ \text{GHz}$. Tal escolha deveu-se à compatibilidade entre o cronograma de fabricação desta *foundry* e a fase de projeto na Itália, e também pela facilidade de acesso a esta tecnologia devido ao histórico de trabalhos anteriores entre o grupo de pesquisa da Universidade de Roma e a Alenia. Os transistores A2XX são compostos por dois dedos (*fingers*) e os A4XX por quatro, a largura de porta destes transistores é dada pela soma das larguras de cada um dos dedos. Os algarismos XX designam as larguras de cada dedo do transistor; por exemplo, nos transistores A4XX se forem iguais a 25, 50, 75 ou 100, designados por A425, A450, A475 e A410, os dispositivos terão 100, 200, 300 ou 400 μm de largura de porta, respectivamente.

Figura 2.14:(a) Circuito equivalente para pequenos sinais do MESFET Alenia (família A4XX) (b) em fonte-comum.

A Figura 2.14 mostra o circuito equivalente completo (intrínseco e parasitas), para pequenos sinais, do MESFET Alenia em configuração fonte-comum.

Tanto os valores dos componentes do circuito equivalente intrínseco, como também dos componentes parasitas, são utilizados pelo software HP-MDS de acordo com o modelo polinomial³ desenvolvido pelo grupo de pesquisa em alta frequência do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade de Roma “Tor Vergata”. Os valores dos componentes parasitas, mostrados na Figura 2.14, para a largura da porta (W_g), em micrometros, são:

indutância parasita da porta, $L_g = 40,0 \text{ pH}$;

capacitância parasita da porta, $C_{pg} = 12,0 \text{ fF}$;

resistência parasita da porta, $r_g = 0,3 \times \left(\frac{W_g}{100} \right) \Omega$;

indutância parasita do dreno, $L_d = 20,0 \text{ pH}$;

capacitância parasita do dreno, $C_{pd} = 18,0 \text{ fF}$;

resistência parasita do dreno, $r_d = 13,5 \times \left(\frac{100}{W_g} \right) \Omega$;

indutância parasita da fonte, $L_s = 8,0 \text{ pH}$;

resistência parasita da fonte, $r_s = 10,5 \times \left(\frac{100}{W_g} \right) \Omega$;

capacitância parasita entre porta e dreno, $C_{pgd} = 10,5 \text{ fF}$

A Tabela 2.3 relaciona alguns valores fornecidos pelo modelo polinomial para os componentes do circuito equivalente intrínseco, para diversos valores de V_{gs} e V_{ds} , e também da característica DC (I_{ds} , V_{ds} e V_{gs}). Adicionalmente, o gráfico da Figura 2.15 apresenta a característica DC do MESFET Alenia A425 ($4 \times 25 \text{ } \mu\text{m}$) com $W_g = 100 \text{ } \mu\text{m}$, a partir da qual alguns valores obtidos para os parâmetros intrínsecos estão, também, relacionados na Tabela 2.3.

³ Vide Apêndice I.

Tabela 2.3: Componentes do circuito equivalente intrínseco do MESFET A425 ($W_g = 100 \mu\text{m}$).

V_{ds} [V]	V_{gs} [V]	I_{ds} [mA]	C_{gs} [fF]	r_i [Ω]	C_{gd} [fF]	g_m [mS]	r_{ds} [Ω]	C_{ds} [fF]
1,0	0,0	16,20	106,08	14,28	12,74	16,13	198,71	26,65
	-0,2	13,58	98,98	15,08	11,24	15,56	251,17	23,34
	-0,4	10,91	90,91	16,50	10,68	14,76	304,28	21,19
	-0,6	8,43	83,04	19,17	10,66	13,72	356,45	19,69
	-0,8	6,26	75,40	23,13	10,94	12,48	414,87	18,51
	-1,0	4,17	66,73	26,60	11,51	10,72	495,01	17,57
	-1,2	2,49	58,56	30,01	12,20	8,53	626,76	16,91
2,0	-1,4	1,14	49,57	35,75	12,98	5,62	946,52	16,41
	0,0	17,30	114,03	12,80	5,74	16,46	568,98	20,08
	-0,2	14,62	106,17	13,58	6,11	15,87	574,05	19,34
	-0,4	11,94	97,92	15,15	6,68	15,05	585,33	18,82
	-0,6	9,41	89,97	18,00	7,36	14,04	603,85	18,22
	-0,8	7,11	82,25	21,35	8,01	12,87	631,46	17,78
	-1,0	4,92	73,46	24,28	8,80	11,29	683,20	17,14
3,0	-1,2	3,09	65,02	27,98	9,62	9,32	777,14	16,60
	-1,4	1,55	55,13	33,65	10,64	6,67	1.000,09	16,11
	0,0	17,70	117,92	13,10	4,53	15,77	756,09	18,99
	-0,2	15,11	110,35	14,01	4,99	15,32	743,85	18,44
	-0,4	12,48	102,41	15,44	5,61	14,66	741,34	18,07
	-0,6	9,96	94,78	18,27	6,24	13,82	748,01	17,75
	-0,8	7,72	87,07	21,42	6,89	12,81	764,02	17,37
4,0	-1,0	5,44	78,46	23,94	7,62	11,39	798,53	16,87
	-1,2	3,56	69,96	27,15	8,34	9,61	866,23	16,45
	-1,4	1,92	60,02	32,53	9,26	7,23	1.033,95	15,97
	0,0	17,91	121,71	13,65	3,71	15,07	918,33	18,27
	-0,2	15,41	114,23	14,53	4,22	14,74	890,92	17,85
	-0,4	12,87	106,44	16,05	4,80	14,21	872,06	17,66
	-0,6	10,39	98,76	18,81	5,44	13,51	865,84	17,38
5,0	-0,8	8,14	91,08	21,45	6,06	12,62	868,54	17,11
	-1,0	5,91	82,61	23,77	6,74	11,34	889,20	16,66
	-1,2	3,96	74,09	27,14	7,44	9,72	937,98	16,27
	-1,4	2,29	64,22	32,30	8,27	7,57	1.065,53	15,86
	0,0	18,05	125,51	14,26	3,06	14,42	1.072,70	17,78
	-0,2	15,65	117,99	15,23	3,58	14,17	1.030,48	17,39
	-0,4	13,17	110,23	16,83	4,16	13,75	996,26	17,29
5,0	-0,6	10,74	102,49	19,36	4,78	13,16	973,24	17,07
	-0,8	8,52	94,80	21,77	5,36	12,38	962,61	16,88
	-1,0	6,29	86,32	24,11	6,01	11,23	968,03	16,52
	-1,2	4,36	77,82	27,27	6,69	9,74	1.000,20	16,17
	-1,4	2,65	68,03	31,76	7,45	7,79	1.100,14	15,78

Figura 2.15: Característica DC do MESFET A425 ($W_g = 100 \mu\text{m}$).

A Figura 2.16 mostra, esquematicamente, duas possibilidades para o circuito do amplificador de transimpedância a ser utilizado em ambas as configurações do receptor optoeletrônico. Na Figura 2.16(a) é mostrado um amplificador de transimpedância com o primeiro estágio em fonte-comum seguido por um *buffer*, com 50Ω de impedância de saída, na configuração seguidor-de-fonte. Na Figura 2.16(b) é mostrado um amplificador de transimpedância com uma configuração cascode no primeiro estágio e o mesmo tipo de *buffer* no segundo estágio. Ambas apresentam um resistor de realimentação R_f . A capacitância C_p , em paralelo com a entrada dos amplificadores, representa a capacitância intrínseca do fotodetector.

Figura 2.16: Circuitos esquemáticos do amplificador de transimpedância: (a) fonte-comum seguido de um *buffer* seguidor-de-fonte e (b) cascode seguido de um *buffer* seguidor-de-fonte.

Inicialmente investigou-se o esquema da Figura 2.16(a) para o amplificador de transimpedância, por este ser atrativo devido à sua simplicidade de implementação e pelo número reduzido de transistores que seriam utilizados, uma vez que, na topologia proposta neste trabalho, aquela da Figura 2.2, é utilizado um amplificador de transimpedância para cada um dos quatro canais, o que aumenta consideravelmente o número de transistores utilizados no circuito final. Todavia, o aumento substancial na largura de banda do amplificador empregando a configuração cascode no primeiro estágio, a qual implica a inclusão de somente mais um transistor, motivou a opção por esta última configuração na versão final dos circuitos implementados. Na sequência, serão desenvolvidas expressões analíticas para o ganho de transimpedância para estas duas configurações do amplificador, demonstrando a vantagem da configuração cascode sobre a fonte-comum, em termos de largura de banda.

Figura 2.17: Circuitos simplificados para análise AC utilizando-se os modelos para altas frequências dos FETs. (a) Configuração fonte-comum e (b) circuito equivalente simplificado. (c) Configuração cascode e (d) circuito equivalente simplificado.

A Figura 2.17(b) mostra o circuito equivalente simplificado, apenas do primeiro estágio, na configuração fonte-comum com resistores de realimentação (R_f) e de carga (R_l), do amplificador de transimpedância da Figura 2.16(a), onde g_m é a transcondutância do FET e os demais parâmetros são dados por:

$$Z_g = \frac{1}{j\omega C_{gs}} : \text{impedância entre a porta e a fonte};$$

$$Z_f = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_{gd}} : \text{impedância entre a porta e o dreno};$$

$$Z_l = \frac{R_l}{1 + j\omega R_l C_{ds}} : \text{impedância entre o dreno e a fonte}.$$

Figura 2.18: Circuito equivalente para o equacionamento do ganho de transimpedância da configuração fonte-comum.

Na Figura 2.18 é mostrado o mesmo circuito da Figura 2.17(b), após a aplicação do Teorema de Miller. Das duas malhas da Figura 2.18, obtêm-se as seguintes equações:

$$i_{in} = \frac{V_{in}(Z_g + Z_f)}{Z_g Z_f} - \frac{V_{out}}{Z_f} \quad (2.6)$$

$$V_{out} = \left(\frac{V_{in}}{Z_f} - g_m V_{in} \right) \frac{Z_f Z_l}{Z_f + Z_l} \quad (2.7)$$

Manipulando-se algebricamente as equações (2.6) e (2.7), chega-se à expressão da transimpedância do amplificador na configuração fonte-comum (Z_{Tfc}), que é a relação entre a tensão de saída (V_{out}) e a corrente de entrada (i_{in}), dada por [61]-[63]:

$$Z_{Tfc} = \frac{V_{out}}{i_{in}} = \frac{Z_g Z_l (1 - g_m Z_f)}{Z_g + Z_f + Z_l + g_m Z_g Z_l} [\Omega] \quad (2.8)$$

Figura 2.19: Circuitos equivalentes para o equacionamento do ganho de transimpedância da configuração cascode.

A Figura 2.17(d) mostra o circuito equivalente simplificado, apenas do primeiro estágio da configuração cascode, com os resistores de realimentação (R_f) e de carga (R_l) do amplificador de transimpedância da Figura 2.16(b), onde onde g_{ma} e g_{mb} são as transcondutâncias do FET_a em fonte-comum, e do FET_b em porta-comum, respectivamente, e os demais parâmetros são:

$$Z_{ga} = \frac{1}{j\omega C_{gsa}} : \text{impedância entre a porta e a fonte do FET}_a;$$

$$Z_{fa} = \frac{1}{j\omega C_{gda}} : \text{impedância entre a porta e o dreno do FET}_a;$$

$$Z_{la} = \frac{1}{j\omega C_{dsa}} : \text{impedância entre o dreno e a fonte do FET}_a.$$

$$Z_{gb} = \frac{1}{j\omega C_{gsb}} : \text{impedância entre a porta e a fonte do FET}_b;$$

$$Z_{fb} = \frac{1}{j\omega C_{dsb}} : \text{impedância entre o dreno e a fonte do FET}_b;$$

$$Z_{lb} = \frac{1}{j\omega C_{gdb}} : \text{impedância entre a porta e o dreno do FET}_b;$$

$$Z_F = R_F : \text{impedância do ramo de realimentação};$$

$$Z_L = R_L : \text{impedância de carga}.$$

Na Figura 2.19(a) é mostrado o mesmo circuito da Figura 2.17(d), após a aplicação do Teorema de Miller e da transformação da fonte-de-corrente entre a fonte e o dreno do FET_b. Na Figura 2.19(b) são agrupadas as impedâncias em paralelo de cada uma das três malhas, da seguinte forma:

$$Z_{p1} = \frac{Z_{ga}Z_{fa}Z_F}{Z_{fa}Z_F + Z_{ga}Z_F + Z_{ga}Z_{fa}} \quad (2.9)$$

$$Z_{p2} = \frac{Z_{fa}Z_{la}Z_{gb}Z_{fb}}{Z_{la}Z_{gb}Z_{fb} + Z_{fa}Z_{gb}Z_{fb} + Z_{fa}Z_{la}Z_{fb} + g_m Z_{fa}Z_{la}Z_{gb}Z_{fb} + Z_{fa}Z_{la}Z_{gb}} \quad (2.10)$$

$$Z_{p3} = \frac{Z_FZ_{fb}Z_{lb}Z_L}{Z_{fb}Z_{lb}Z_L + Z_FZ_{lb}Z_L + Z_FZ_{fb}Z_L + Z_FZ_{fb}Z_{lb}} \quad (2.11)$$

Das três malhas da Figura 2.19(b), obtêm-se as seguintes equações:

$$i_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{p1}} - \frac{V_x}{Z_{fa}} - \frac{V_{out}}{Z_F} \quad (2.12)$$

$$V_x = -V_{inb} = \left[V_{in} \left(\frac{1}{Z_{fa}} - g_{ma} \right) + \frac{V_{out}}{Z_{fb}} \right] Z_{p2} \quad (2.13)$$

$$V_{out} = \left[\frac{V_{in}}{Z_F} + V_{inb} \left(\frac{1}{Z_{fb}} + g_{mb} \right) \right] Z_{p3} \quad (2.14)$$

Manipulando-se algebricamente as equações (2.12), (2.13) e (2.14), chega-se à expressão da transimpedância do amplificador na configuração cascode (Z_{Tcasc}), dada por:

$$Z_{Tcasc} = \frac{Z_{fa}^2 Z_{fb} Z_{p1} Z_F}{\alpha \left(Z_{fa}^2 Z_{fb} Z_F - Z_{fb} Z_F Z_{p1} Z_{p2} + g_{ma} Z_{fa} Z_{fb} Z_F Z_{p1} Z_{p2} \right) - Z_{fa} Z_F Z_{p1} Z_{p2} - Z_{fa}^2 Z_{fb} Z_{p1}} \quad (2.15)$$

em ohms [Ω], onde o fator adimensional α é dado por:

$$\alpha = \frac{Z_{fa}Z_F(Z_{fb}^2 - Z_{p2}Z_{p3} - g_{mb}Z_{p2}Z_{p3}Z_{fb})}{Z_{fb}Z_{p3}(Z_{fa}Z_{fb} + Z_{p2}Z_f - g_{ma}Z_{fa}Z_FZ_{p2} + g_{mb}Z_{fb}Z_FZ_{p2} - g_{ma}g_{mb}Z_{fa}Z_{fb}Z_FZ_{p2})} \quad (2.16)$$

Se os dois FETs da configuração cascode forem idênticos e estiverem submetidos às mesmas tensões de polarização ($V_{g_a} = V_{g_b}$ e $V_{ds_a} = V_{ds_b}$), então:

$$Z_{ga} = Z_{gb}, \quad Z_{fa} = Z_{fb}, \quad Z_{la} = Z_{lb} \quad \text{e} \quad g_{ma} = g_{mb}$$

Para efeito de comparação do desempenho quanto à largura de banda das duas configurações, a Figura 2.20 mostra os gráficos dos ganhos de transimpedância (G_T), em $\text{dB}\Omega$, em função da frequência, dados por:

$$G_{Tfc} = 20 \log |Z_{Tfc}| \quad [\text{dB}\Omega] \quad (2.17)$$

$$G_{Tcasc} = 20 \log |Z_{Tcasc}| \quad [\text{dB}\Omega] \quad (2.18)$$

Nesta comparação foram considerados dois FETs iguais e sob as mesmas condições de polarização, utilizando-se parâmetros típicos para os FETs e a mesma impedância de carga e de realimentação nas duas configurações. Este gráfico apresenta a vantagem, em termos da resposta em frequência, da configuração cascode sobre a configuração fonte-comum, observando-se, aproximadamente, uma duplicação na largura de banda utilizável.

Figura 2.20: Comparação do ganho de transimpedância da configuração fonte-comum com a configuração cascode.

Figura 2.21: Circuito esquemático para definição do ponto de operação do primeiro estágio do amplificador de transimpedância.

Figura 2.22: Determinação gráfica do ponto de operação do primeiro estágio do amplificador de transimpedância.

Uma vez definida a configuração cascode, a Figura 2.21 apresenta o circuito esquemático do primeiro estágio do amplificador de transimpedância, escolhido a partir de um circuito previamente desenvolvido pelo laboratório. A carga ativa (MESFET de 100 μm de largura de porta externo ao retângulo tracejado da Figura 2.21), visa reduzir a corrente $I_{D'S'}$ com o objetivo de reduzir também o ruído do primeiro estágio. Nesta figura a configuração cascode está agrupada como se fosse um novo transistor (circuito contido no retângulo tracejado), onde a porta (G'), o dreno (D') e fonte (S') estão indicados. O gráfico da Figura 2.22 mostra o ponto de operação deste estágio, interseção entre a característica DC da configuração cascode ($I_{D'S'}$ vs. $V_{D'S'}$) e a “reta” de carga (curva tracejada) oferecida pela carga ativa, que varia conforme a tensão aplicada à porta da configuração cascode ($V_{G'S'}$). Na Figura 2.22 está assinalado o ponto de operação para $V_{G'S'} = -0,9 \text{ V}$.

O estágio seguinte do amplificador de transimpedância tem a função de isolador e casador de impedância de saída em 50 Ω . Para isso foi escolhida uma configuração seguidor de fonte cuja impedância de entrada é alta, correspondendo à impedância da porta do MESFET, e a impedância de saída baixa, dada por [64]:

$$Z_{out} \cong \frac{1}{g_m} \quad [\Omega] \quad (2.19)$$

Uma vez que os MESFETs tem uma transcondutância de 0,147 [S/mm], a largura dos MESFETs do *buffer* de saída fica igual a:

$$W_{gbuffer} \cong \frac{1}{0,147 [\text{S/mm}] \times 50 [\Omega]} \cong 136 \mu\text{m},$$

valor que foi aproximado para 150 μm para que fossem utilizados *layouts* dos MESFETs já existentes. A Figura 2.23 mostra a simulação da variação da resistência de saída (R_{out}) do amplificador de transimpedância, para a largura das portas dos transistores do *buffer* de saída variando de 50 μm até 300 μm , em passos de 50 μm . Para $W_{gbuffer} = 150 \mu\text{m}$, em 2,5 GHz, a resistência de saída é igual a 46,7 Ω . A resistência de saída, com a entrada casada, é calculada da seguinte forma:

$$R_{out} = \text{Re}(Z_{out}) = \text{Re}\left\{50 \cdot \left(\frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}}\right)\right\} \quad [\Omega] \quad (2.20)$$

Figura 2.23: Resistência de saída do amplificador de transimpedância (R_{out}) vs. largura das portas dos transistores do *buffer* de saída ($W_{gbuffer}$), em função da frequência.

Tabela 2.4: Análise DC do amplificador de transimpedância: tensões.

V_{gg} [V]	V_{DS1} [V]	V_{DS2} [V]	V_{DS3} [V]	V_{DS4} [V]	V_{DS5} [V]	V_{g1} [V]	V_{DS6} [V]	V_{DS7} [V]	V_{g2} [V]
0,0	0,206	3,647	3,647	3,848	3,652	0,005	4,501	2,999	- 0,653
-0,1	0,227	3,636	3,637	3,858	3,642	0,005	4,511	2,989	- 0,653
-0,2	0,252	3,624	3,624	3,870	3,630	0,006	4,522	2,978	- 0,652
-0,3	0,284	3,608	3,608	3,886	3,614	0,006	4,537	2,963	- 0,651
-0,4	0,325	3,587	3,588	3,905	3,595	0,007	4,556	2,944	- 0,651
-0,5	0,380	3,560	3,560	3,932	3,568	0,008	4,581	2,919	- 0,649
-0,6	0,460	3,520	3,520	3,970	3,530	0,010	4,618	2,882	- 0,648
-0,7	0,591	3,454	3,455	4,032	3,468	0,013	4,677	2,823	- 0,645
-0,8	0,871	3,314	3,315	4,166	3,334	0,019	4,806	2,694	- 0,640
-0,9	2,179	2,661	2,660	4,792	2,708	0,048	5,404	2,096	- 0,612
-1,0	4,373	1,564	1,563	5,835	1,665	0,102	6,380	1,120	- 0,545
-1,1	5,686	0,907	0,907	6,417	1,083	0,176	6,829	0,671	- 0,412
-1,2	6,249	0,625	0,626	6,623	0,877	0,251	6,946	0,554	- 0,323
-1,3	6,568	0,466	0,466	6,723	0,777	0,311	6,995	0,505	- 0,272
-1,4	6,787	0,356	0,357	6,784	0,716	0,359	7,021	0,479	- 0,237
-1,5	6,951	0,273	0,276	6,827	0,673	0,397	7,040	0,460	- 0,213
-1,6	7,077	0,208	0,215	6,863	0,637	0,422	7,054	0,446	- 0,191

Tabela 2.5: Análise DC do amplificador de transimpedância: correntes.

V_{gg} [V]	I_{DS1} [mA]	I_{DS2} [mA]	I_{DS3} [mA]
0,0	18	8,9	27
-0,1	18	8,9	27
-0,2	18	8,9	27
-0,3	18	8,9	27
-0,4	18	8,9	27
-0,5	18	8,9	27
-0,6	18	8,9	27
-0,7	18	9,0	27
-0,8	18	9,0	27
-0,9	18	9,1	28
-1,0	17	9,2	28
-1,1	16	9,3	28
-1,2	14	9,4	28
-1,3	12	9,4	28
-1,4	9,5	9,4	28
-1,5	7,7	9,3	28
-1,6	6,1	9,2	28

Para a definição do valor da resistência de realimentação (R_f) foi avaliada a variação da resposta em frequência do amplificador de transimpedância (S_{21}) com esta resistência, para valores de R_f variando de 200 Ω até 1.000 Ω , em passos de 100 Ω . O gráfico da Figura 2.25 apresenta os resultados destas simulações. Da análise do gráfico parece ser possível utilizar $R_f = 1.000 \Omega$ ou maior valor, pois à medida que aumenta o valor desta resistência aumenta o ganho do circuito, mantendo-se a frequência de corte dentro do desejado, 2,5 GHz. Todavia, faz-se necessário recorrer também à análise de estabilidade do amplificador.

Figura 2.25: Variação da resposta em frequência do amplificador de transimpedância com a resistência de realimentação (R_f).

O fator de estabilidade K é igual a [65]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (2.21)$$

e

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| \quad (2.22)$$

onde: S_{11} = coeficiente de reflexão na entrada, com a saída casada;

S_{22} = coeficiente de reflexão na saída, com a entrada casada;

S_{12} = coeficiente de transmissão reverso;

S_{21} = coeficiente de transmissão direto.

Para a estabilidade incondicional do amplificador de transimpedância é necessário que o fator de estabilidade seja maior que a unidade ($K > 1$) e que o módulo de delta seja menor que a unidade ($|\Delta| < 1$) em toda a faixa de frequência de interesse.

Os gráficos da Figura 2.26 mostram a variação do fator de estabilidade (K) e do módulo de delta ($|\Delta|$) com a frequência, para o amplificador de transimpedância com resistência de realimentação igual a $500\ \Omega$. Para valores da resistência de realimentação superiores a $500\ \Omega$, o amplificador apresentou instabilidade ($K < 1$) próximo à faixa de frequência de interesse.

Figura 2.26: Fator de estabilidade e módulo de Δ para o amplificador de transimpedância com resistência de realimentação igual a $500\ \Omega$.

Outro aspecto investigado foi a variação da resposta em frequência do amplificador de transimpedância com a tensão de polarização (V_{gg}) na porta do FET de $300\ \mu\text{m}$ do estágio cascode. O gráfico da Figura 2.27 mostra esta dependência. Para esta análise foi utilizada a resistência de realimentação igual a $500\ \Omega$, uma vez que para valores superiores a este o amplificador não é incondicionalmente estável e, para valores inferiores, o ganho do mesmo diminui.

Do gráfico da Figura 2.27 nota-se que para a tensão de polarização V_{gg} em torno de $-0,7\ \text{V}$ o amplificador apresenta o ganho máximo, em torno de 11 dB.

Figura 2.27: Variação da resposta em frequência (S_{21}) do amplificador de transimpedância com a tensão de polarização do estágio cascode (V_{gs}).

2.3. CIRCUITOS COMPLETOS DOS RECEPTORES

2.3.1 Primeira Configuração (FE1)

A Figura 2.28 apresenta o circuito completo da primeira configuração do receptor optoeletrônico implementada neste trabalho, denominada FE1. Este circuito refere-se àquele mostrado esquematicamente na Figura 2.1 e compreende a parte eletrônica (isto é, circuitos de chaveamento e amplificador de transimpedância), limitada pelo quadrado pontilhado naquela figura.

Figura 2.28: Circuito eletrônico completo da primeira configuração do receptor (FE1).

Na Figura 2.28 as entradas IN_1 , IN_2 , IN_3 e IN_4 referem-se às portas 1, 2, 3 e 4, respectivamente, e a saída OUT à porta 5, para efeito de simulações dos parâmetros S_{ij} . Nas simulações seguintes foi considerada a largura da porta dos transistores que compõem o circuito de chaveamento (W_{gchave}) igual a 300 μm , conforme havia sido definido na seção 2.2.1.

Figura 2.29: Resposta em frequência do canal 1 no estado *off* (S_{s1off}).

O conjunto de curvas da Figura 2.29 apresenta a resposta em frequência do canal 1 no estado *off* (chave aberta), em relação à saída (S_{s1off}), com os demais canais também no estado *off*, para a capacitância em paralelo com a entrada de cada canal (C_p) variando de 0,0 a 1,0 fF, em passos de 0,1 fF. Analisando-se as curvas pode-se notar que a capacitância parasita na entrada colabora com a isolamento do canal, pois esta atinge valores maiores, mais notadamente acima de 2 GHz, para valores maiores de C_p .

A Figura 2.30 apresenta um conjunto de curvas para a resposta em frequência do canal 1 no estado *on* (chave fechada) em relação à saída (S_{s1on}), com os demais canais no estado *off* (chave aberta), para a capacitância de entrada (C_p) variando de 0,0 a 1,0 fF, em passos de 0,1 fF. Das curvas pode-se verificar que esta capacitância na entrada degrada a

resposta em frequência, pois para valores cada vez mais elevados de C_p menor a frequência de corte obtida.

Figura 2.30: Resposta em frequência do canal 1 no estado *on* (S_{51on}).

O conjunto de curvas da Figura 2.31 mostra a simulação da razão de extinção do canal 1 em relação à saída. A razão de extinção é a diferença entre as respostas em frequência do canal no estado *on* e no estado *off*. Na Figura 2.31 nota-se que a razão de extinção aumenta com o aumento da capacitância de entrada.

De acordo com estas simulações espera-se uma razão de extinção melhor do que 60 dB em torno de 2,5 GHz.

O gráfico da Figura 2.32 apresenta a simulação da densidade de corrente de ruído para a primeira configuração do receptor em relação à largura de porta dos transistores que compõem o circuito de chaveamento (W_{gchave}), variando conjuntamente de 100 μm a 400 μm , em passos de 50 μm .

Nota-se que a partir de 250 μm não há um aumento significativo na densidade de corrente de ruído entre 2 e 3 GHz. Deste modo, optou-se pela largura da porta, para os transistores do circuito de chaveamento da configuração 1, igual a 300 μm , conforme também já havia sido verificado na seção 2.2.1.

Figura 2.31: Razão de extinção da configuração 1 (FE1).

Figura 2.32: Densidade de corrente de ruído em função da frequência para valores da largura de porta (W_{gchave}) de $100 \mu\text{m}$ até $400 \mu\text{m}$, em passos de $50 \mu\text{m}$, para a primeira configuração do receptor (FE1).

2.3.2 Segunda Configuração (FE2)

A Figura 2.33 apresenta o circuito completo da segunda configuração do receptor optoeletrônico implementada neste trabalho, denominada FE2. Este circuito refere-se àquele mostrado esquematicamente na Figura 2.2 e compreende, mais uma vez, a parte eletrônica, isto é, amplificadores de transimpedância e circuitos de chaveamento, limitada pelo quadrado pontilhado naquela figura.

Da mesma forma que na Figura 2.28, na Figura 2.33 as entradas IN_1 , IN_2 , IN_3 e IN_4 referem-se às portas 1, 2, 3 e 4, respectivamente, e a saída OUT à porta 5, para efeito de simulações dos parâmetros S_{ij} . Nas simulações seguintes também foi considerada a largura da porta dos transistores, que compõem o circuito de chaveamento, iguais a 300 μm .

O conjunto de curvas da Figura 2.34 apresenta a resposta em frequência do canal 1 no estado *off* (chave aberta) em relação à saída (S_{S1off}), com os demais canais no estado *off*, para a capacitância de entrada (C_p) variando de 0,0 a 1,0 fF, em passos de 0,1 fF. Analisando-se as curvas pode-se notar que a capacitância parasita na entrada colabora com a isolamento do canal pois esta atinge valores maiores, mais notadamente acima de 3 GHz, com o aumento de C_p .

A Figura 2.35 apresenta um conjunto de curvas da resposta em frequência do canal 1 no estado *on* (chave fechada) em relação à saída (S_{S1on}), com os demais canais no estado *off* (chave aberta), para a capacitância de entrada (C_p) variando de 0,0 a 1,0 fF, em passos de 0,1 fF. Das curvas pode-se verificar que esta capacitância na entrada degrada a resposta em frequência do canal pois, para valores cada vez mais elevados de C_p , menor a frequência de corte do mesmo.

O conjunto de curvas da Figura 2.36 mostra a razão de extinção do canal 1 em relação à saída. Nestas curvas nota-se que a razão de extinção para esta configuração praticamente não é afetada pela capacitância de entrada.

De acordo com estas simulações, espera-se uma razão de extinção melhor do que 60 dB em torno de 2,5 GHz, como na primeira configuração.

Figura 2.33: Circuito eletrônico completo da segunda configuração do receptor (FE2).

Figura 2.34: Resposta em frequência do canal 1 no estado *off* (S_{51off}).

Figura 2.35: Resposta em frequência do canal 1 no estado *on* (S_{51on}).

Figura 2.36: Razão de extinção da configuração 2 (FE2).

O gráfico da Figura 2.37 apresenta a densidade de corrente de ruído para a segunda configuração do receptor em relação à largura de porta dos transistores que compõem o circuito de chaveamento (W_{gchave}), variando conjuntamente de 100 μm a 400 μm em passos de 50 μm .

Nota-se que, a partir de 200 μm para a largura de porta dos transistores do circuito de chaveamento, não há um aumento significativo na densidade de corrente de ruído e que para esta configuração os valores são menores em comparação à primeira. Deste modo, optou-se pela largura da porta para os transistores do circuito de chaveamento da segunda configuração igual àquela escolhida para a primeira configuração, $W_{gchave} = 300 \mu\text{m}$, conforme também já havia sido definido na seção anterior.

Figura 2.37: Densidade de corrente de ruído em função da frequência para valores da largura de porta (W_{gchave}) de 100 μm até 400 μm , em passos de 50 μm , para a segunda configuração do receptor (FE2).

2.4. LAYOUTS DOS RECEPTORES

2.4.1 Primeira Configuração (FE1)

A Figura 2.38 mostra o *layout* da primeira configuração do receptor (FE1) implementada. Este *layout* foi realizado utilizando-se o *software* L-EditTM da Tanner Research Inc., versão 5.13/3 para PC. O círculo vermelho, na Figura 2.38, destaca um dos quatro circuitos de chaveamento, composto por três FETs e dois resistores de isolamento das portas. As setas azuis identificam as entradas dos sinais de alta frequência de cada um dos quatro circuitos de chaveamento.

O círculo azul destaca o circuito do amplificador de transimpedância, comum a todos os canais, e a seta vermelha identifica a saída do sinal de alta frequência.

O circuito da primeira configuração mede 1420 μm x 1470 μm , o que resulta numa área de 2,08 mm². O circuito limitado pelo retângulo de linha tracejada vermelha não faz parte da primeira configuração do receptor, correspondendo somente ao circuito de chaveamento, que não chegou a ser testado, devido à limitação de espaço para os *wire bondings* no *carrier* de teste.

Figura 2.38: *Layout* da primeira configuração do receptor (FE1).

2.4.2 Segunda Configuração (FE2)

A Figura 2.39 mostra o *layout* da segunda configuração do receptor (FE2) implementada. Este *layout* foi também realizado utilizando-se o *software* L-EditTM da Tanner Research Inc., versão 5.13/3 para PC.

Novamente, o círculo azul na Figura 2.39 destaca um dos quatro circuitos dos amplificadores de transimpedância. As setas azuis identificam as entradas dos sinais de alta frequência na entrada de cada um dos amplificadores. O círculo vermelho destaca um dos quatro circuitos de chaveamento, composto por três FETs e dois resistores de isolamento das portas, e a seta vermelha identifica a saída do sinal de alta frequência na saída dos circuitos de chaveamento, associados em paralelo.

O circuito da segunda configuração mede 1700 μm x 2660 μm , o que resulta numa área de 4,5 mm².

Figura 2.39: *Layout* da segunda configuração do receptor (FE2).

3. CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste capítulo serão apresentados os resultados da caracterização experimental realizada nos *front-ends* descritos no capítulo anterior e fabricados na *foundry* Alenia, Itália. Tais medidas foram realizadas no Laboratório de Alta Frequência do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade de Roma – “Tor Vergata”, Itália, com a colaboração do engenheiro-pesquisador Giancarlo Orengo e sob a supervisão do Prof. Dr. Franco Giannini, em três períodos distintos de 12/02 a 24/03/2001, de 01 a 16/10/2001 e fevereiro de 2002.

3.1 Metodologia de trabalho

Para que fosse realizada a caracterização experimental dos circuitos foi necessário montá-los em bases (*carriers*) diferentes para cada um dos circuitos integrados, com trilhas que direcionassem as entradas e saídas de sinais dos circuitos monolíticos a pontos de contato (*pads*) de dimensões maiores, onde foram colocadas as sondas de polarização DC, terra e tensões de controle de chaveamento, bem como os contatos para as sondas de RF, com os sinais de entrada e saída de alta frequência. As Figura 3.1 e Figura 3.2 mostram estes *carriers* e os detalhes de cada um deles para as configurações 1 (FE1) e 2 (FE2), respectivamente.

A seqüência das medições dos circuitos foi estabelecida visando-se otimizar o tempo de utilização dos equipamentos e os próprios *set-ups* de medida, uma vez que foi necessário alterar toda a montagem experimental, tanto para cada um dos circuitos sob teste, como também para medidas em um mesmo circuito, dependendo do que seria medido: resposta em frequência, isolamento, tempo de chaveamento e corrente equivalente de ruído.

Figura 3.1: Montagem da configuração 1 no *carrier*.

Figura 3.2: Montagem da configuração 2 no *carrier*.

Os supressores de transientes, mostrados nas Figura 3.1 e Figura 3.2, são capacitores de 10 nF, cuja função é eliminar, enviando à terra através de um caminho de baixa impedância para sinais de alta frequência, possíveis transientes provenientes das fontes de alimentação e estabilizar pequenas variações nas mesmas. Estes supressores foram colocados em todos os pontos onde há alguma tensão DC. Devido a um erro na montagem do *carrier* da configuração 2, houve a necessidade da retirada de um dos capacitores, pois este havia sido colocado num ponto de entrada de sinal de alta frequência. Na Figura 3.2, a elipse azul destaca o capacitor retirado.

Figura 3.3: Arranjo de teste.

Na Figura 3.3 é mostrado o arranjo de teste dos circuitos; esta foto, em particular, refere-se à montagem para a configuração 1; as montagens diferem no número de sondas utilizadas e no posicionamento das sondas de alta frequência na mesa de teste. Em primeiro plano, pode-se ver a mesa de testes onde são fixados tanto o circuito sob teste como, também, as sondas para inserção e retirada de sinais do *carrier*. À esquerda está a bancada com alguns equipamentos de teste, como fontes de alimentação, osciloscópio digital e gerador de forma de onda. Ao fundo vê-se o bastidor com o analisador de rede.

Figura 3.4: Detalhe da montagem da mesa de teste para a configuração 1.

Na Figura 3.4 é apresentado o detalhe do arranjo de teste da primeira configuração do receptor. Pode-se notar as sondas fazendo contato nos capacitores, aplicando ao circuito tensões DC de polarização do amplificador de transimpedância (amp TZ), tensões de controle das chaves, e o plano de terra (referência) do circuito. As duas sondas maiores fazem contato com os pontos de entrada e saída dos sinais de alta frequência; a sonda, na parte superior da foto, injeta o sinal de alta frequência no canal 3 do receptor; a sonda, à esquerda, extrai o sinal do amplificador de transimpedância de saída, comum a todos os canais nesta configuração.

Na Figura 3.5 e na Figura 3.6 são mostrados alguns detalhes das duas configurações, incluindo os pontos de polarização do amplificador de transimpedância, os pontos das tensões de controles das chaves, o plano de terra e as entradas e saída dos sinais de alta frequência.

Figura 3.5: Pontos de polarização do amp TZ, controle das chaves, entrada e saída dos sinais de alta frequência da configuração 1.

Figura 3.6: Pontos de polarização dos amp TZ, controle das chaves, entrada e saída dos sinais de alta frequência da configuração 2.

3.2 Caracterização no Domínio da Frequência

Para as medidas no domínio da frequência foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Relação de equipamentos utilizados para os testes no domínio da frequência.

Quant.	Equipamento	Especificações
01	analisador de redes HP 8510C <i>S-Parameter Test Set</i> 8517A	45 MHz – 50 GHz
03	fontes de alimentação Toellner TOE 8842 – <i>Dual-Output Power Supply</i>	-
01	multímetro digital Fluke 8840A	-
01	mesa posicionadora CASCADE RF-1 <i>Microwave Probing Station</i> , com microscópio Olympus CO11	-

3.2.1 Parâmetros S

3.2.1a Primeira Configuração (FE1)

Após o posicionamento de todas as sondas de polarização, de tensões de controle das chaves e das sondas de alta frequência, foram aplicadas as seguintes tensões:

- 7,5 V de tensão de alimentação para o amplificador de transimpedância (V_{cc});
- – 0,9 V na porta do FET em fonte comum do estágio cascode do amplificador de transimpedância (V_{gg});
- 0 V nas portas dos FETs em paralelo e –2 V nas portas dos FETs em série, das chaves abertas (estado *off*), e
- – 2 V na porta do FET em paralelo e 0 V na porta do FET em série, da chave fechada (estado *on*).

O analisador de rede foi calibrado com um *kit* de calibração no intervalo de 50 MHz a 10,05 GHz, com passos de 50 MHz; portanto, com 201 pontos neste intervalo. A potência de entrada foi fixada em 10 dBm.

Verificou-se que o sinal obtido no analisador de rede não correspondia ao esperado; por exemplo, não havia ganho direto ($S_{53} < 0$ dB). Após uma série de considerações chegou-se à conclusão que as tensões nas portas dos FETs, operando como chave, poderiam estar mal dimensionadas em relação à tensão intermediária, denominada V_{DI} , entre o estágio de chaveamento e o de amplificação, mostrada na Figura 3.7 e na Figura 3.8, pois as tensões entre a porta e a fonte nestes FETs deveriam obedecer os critérios de corte e saturação dos mesmos, ou seja, $|V_{gs}| \leq V_{pinch-off}$ e $|V_{gs}| = 0$, respectivamente. O amplificador de transimpedância em si, aparentemente, estava operando pois havia consumo de potência. Com a tensão de 7,5 V_{DC} aplicada, exigia-se uma corrente de 53 mA da fonte.

Efetuuou-se a medição da tensão V_{DI} e constatarem-se os valores listados na Tabela 3.2, dependentes da tensão V_{gg} da porta do FET em fonte comum do estágio cascode do amplificador de transimpedância.

Figura 3.7: Tensão intermediária V_{DI} .

Figura 3.8: Ponto de medição da tensão intermediária V_{DI} no circuito integrado.

Tabela 3.2: Valores da tensão intermediária V_{DI} em função de V_{gg} .

V_{gg} [V]	V_{DI} [V]
0,80	4,34
0,82	4,40
0,84	4,47
0,86	4,57
0,88	4,70
0,90	4,86

As tensões dos FETs das chaves foram, então, alteradas para:

- 4,5 V nas portas dos FETs em paralelo e – 4,5 V nas portas dos FETs em série, das chaves abertas (estado *off*), e
- – 4,5 V na porta do FET em paralelo e 4,5 V na porta do FET em série, da chave fechada (estado *on*).

Com estas alterações, pôde-se obter o resultado apresentado na Figura 3.9, para o ganho direto no canal três (S_{53}).

Figura 3.9: Resposta em frequência do canal 3, no estado *on* (S_{53on}), da configuração 1 (FE1).

O resultado mostrado na Figura 3.9, para o ganho direto, ou resposta em frequência do canal 3 no estado *on* da configuração 1 (S_{53on}), não apresentou o desempenho esperado pois a frequência de corte ($f_{-3\text{ dB}}$) estava abaixo de 2,0 GHz, enquanto a expectativa era de algo em torno de 2,5 GHz, além de existirem oscilações (descidas e subidas consecutivas), conforme verificado na curva de resposta em torno de 2,0 GHz.

A hipótese cogitada para esta oscilação na curva de resposta foi o efeito da indutância acrescida ao circuito pelas longas trilhas de polarização no *carrier*, para o amplificador de transimpedância, e, também, pela fiação até as fontes de alimentação. Cogitou-se a possibilidade de eliminar, ou, ao menos, atenuar, este efeito pela introdução de um capacitor nas trilhas do *carrier*, próximo aos pontos de alimentação do amplificador. A colocação de um capacitor planar de 560 pF foi efetuada no laboratório de montagem da Alenia. O *layout* do *carrier* com este capacitor é mostrado na Figura 3.10; posteriormente, o circuito voltou para o laboratório de testes da Universidade de Roma.

Foram refeitas todas as montagens descritas anteriormente sendo, então, obtido o gráfico apresentado na Figura 3.11, que compara os resultados anteriores e posteriores à colocação do capacitor na trilha de alimentação.

Figura 3.10: *Layout do carrier da configuração 1, incluindo o capacitor de 560 pF e o wire bonding (círculo vermelho) para a trilha de alimentação do amplificador de transimpedância.*

Figura 3.11: Resposta em frequência do canal 3 (S_{53on}) da configuração 1 (FE1) antes (traço contínuo) e depois (traço ponto) da colocação do capacitor de 560 pF próximo à entrada de alimentação do amplificador de transimpedância.

Com a inclusão do capacitor próximo ao ponto de alimentação do amplificador de transimpedância foi sanado o problema da oscilação na curva da resposta em frequência. Nota-se que o desempenho do circuito se aproxima do esperado, com ganho máximo igual a 12,92 dB, quando o esperado era de 12,5 dB e frequência de corte (f_{3dB}) igual a 2,75 GHz, quando a previsão era de 2,5 GHz. Esta frequência de corte é bem superior àquelas apresentadas em trabalhos anteriores: no circuito realizado por Chang *et al.* [46], a frequência de corte é de 1,3 GHz; em Tong *et al.* [47], de 870 MHz, e em Yu *et al.* [51], de 1,1 GHz.

A medida da isolamento do canal 3 da configuração FE1, ou seja, a curva de resposta em frequência (S_{53off}) para este canal, no estado *off*, foi efetuada estabelecendo as tensões de controle da seguinte forma:

- -4,5 V nas portas dos FETs em paralelo e 4,5 V nas portas dos FETs em série, de todas as chaves.

Figura 3.12: Resposta em frequência do canal 3, no estado *off* (S_{53off}), da configuração 1 (FE1).

Figura 3.13: Razão de extinção do canal 3 da configuração 1 (FE1).

O gráfico da Figura 3.12 mostra o resultado da medida de isolamento deste mesmo canal, ou seja, a resposta em frequência deste canal no estado *off* (S_{53off}). Nota-se que a atenuação, em torno de 2,5 GHz, é de -25,2 dB, bem abaixo do previsto pelas simulações, algo próximo a -55 dB (Figura 2.29). Tal diferença pode ser explicada a partir dos modelos dos FETs, operando como chave, que foram utilizados nas simulações. Como anteriormente exposto na seção 2.2.1, foi feita a normalização dos valores dos componentes do circuito equivalente para a cada condição de operação do FETs atuando como chave (Tabela 2.1), em relação à largura de porta de 600 μm (Tabela 2.2). Deste modo, os valores dos componentes do circuito equivalente, calculados para $W_{gchave} = 300 \mu\text{m}$, a partir dos dados normalizados, apresentaram discrepâncias com os valores que efetivamente descreveriam o comportamento das chaves para esta largura de porta. Adicionalmente, as condições de polarização dos transistores, para cada uma das condições de operação, não foram especificadas para tais modelos.

A Figura 3.13 mostra a razão de extinção, diferença entre as respostas em frequência no estado *on* e *off*, para o canal 3 da configuração 1. O resultado, em torno de 2,5 GHz, é de 35,9 dB, bem inferior ao valor próximo de 65 dB previsto pelas simulações (Figura 2.31) e, também, inferior se comparado ao resultado obtido por S. Yu [51], de 60 dB.

Figura 3.14: Resposta em frequência do canal 4, no estado *on* (S_{54on}), da configuração 1 (FE1).

Foram efetuadas as mesmas medições descritas anteriormente para o canal 4 da primeira configuração, com as mesmas condições de polarização do amplificador de transimpedância e tensões de controle de chaveamento. A Figura 3.14 mostra a resposta em frequência do canal 4 no estado *on* (S_{54on}), cujos resultados ficaram próximos daqueles obtidos para o canal 3, o ganho máximo igual a 12,48 dB e a frequência de corte igual a 2,75 GHz, muito próximos dos valores encontrados para o canal 3, anteriormente descritos.

Na Figura 3.15 é mostrado o resultado para a resposta em frequência do canal 4 no estado *off* (S_{54off}), igual a -17,05 dB em 2,5 GHz. No gráfico da Figura 3.16, a razão de extinção em 2,5 GHz é igual a 27,34 dB, também abaixo do esperado pelos motivos também já expostos.

Os outros dois canais da configuração 1 não foram diretamente testados devido à impossibilidade no posicionamento das sondas de alta frequência para os sinais de entrada e saída, causada pela assimetria do circuito integrado.

Figura 3.15: Resposta em frequência do canal 4, no estado *off* (S_{54off}), da configuração 1 (FE1).

Figura 3.16: Razão de extinção do canal 4 da configuração 1 (FE1).

3.2.1b Segunda Configuração (FE2)

Após o reposicionamento de todas as sondas de polarização, sondas de alta frequência e sondas de controle das chaves, foram aplicadas as seguintes tensões:

- 7,5 V de tensão de alimentação para os amplificadores de transimpedância (V_{cc});
- - 0,9 V nas portas dos FETs em fonte comum do estágio cascode dos amplificadores de transimpedância (V_{gg});
- 0 V nas portas dos FETs em paralelo e -5 V nas portas dos FETs em série, das chaves abertas (estado *off*), e
- - 5 V na porta do FET em paralelo e 5 V na porta do FET em série, da chave fechada (estado *on*).

Da mesma forma que foi feita para a configuração 1, para a configuração 2 também foi adicionado o capacitor de 560 pF no *carrier*, próximo do ponto de alimentação do amplificador de transimpedância, visando eliminar as oscilações na curva de resposta em frequência. Mais precisamente, no caso da configuração 2, foram adicionados dois

capacitores, uma vez que, para a alimentação DC dos amplificadores, foram utilizadas duas trilhas distintas do *carrier*, cada uma para um par de amplificadores. A Figura 3.18 mostra o *carrier* da configuração 2 com os capacitores nas trilhas de alimentação dos amplificadores de transimpedância.

A Figura 3.17 apresenta o resultado da resposta em frequência do canal 1 no estado *on* (S_{51on}). Pode-se verificar que o ganho máximo é de 11,1 dB e a frequência de corte igual a 2,25 GHz, um pouco abaixo dos resultados obtidos para a configuração 1.

Figura 3.17: Resposta em frequência do canal 1, no estado *on* (S_{51on}), da configuração 2 (FE2).

Figura 3.18: Layout do carrier da configuração 2, incluindo os dois capacitores de 560 pF e os respectivos *wire bondings* (círculos vermelhos) para as trilhas de alimentação dos amplificadores de transimpedância.

Para a medição da resposta em frequência do canal 1 no estado *off*, foram aplicadas as seguintes tensões de controle:

- 0 V nas portas dos FETs em paralelo e -5 V nas portas dos FETs em série, em todas as chaves (estado *off*).

A Figura 3.19 mostra o resultado da resposta em frequência do canal 1 no estado *off* (S_{51off}). Em 2,5 GHz a atenuação é de -21,5 dB, inferior ao previsto nas simulações que estavam acima de 60 dB. Tal discrepância deve-se ao que foi exposto anteriormente em relação à primeira configuração, no comentário dos resultados mostrados pela Figura 3.12. A razão de extinção é mostrada na Figura 3.20, igual a 29,45 dB em 2,5 GHz, resultado intermediário em relação aos dois canais da configuração 1 e, também, inferior ao esperado, conforme já visto previamente.

Figura 3.19: Resposta em frequência do canal 1, no estado *off* (S_{51off}), da configuração 2 (FE2).

Figura 3.20: Razão de extinção do canal 1 da configuração 2 (FE2).

3.2.2 Caracterização de Ruído

Para as medições experimentais de ruído foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Relação de equipamentos utilizados para medições de ruído.

Quantidade	Equipamento
01	Noise Source HP 341C
01	Tuner CMTT 1808 – Focus Microwave
01	HP 8970B Noise Figure Meter
01	HP 8971C Noise Figure Test Set
01	HP 83640A Synthesized CW Generator
04	fontes de alimentação Toellner TOE 8842 – Dual-Output Power Supply
01	mesa posicionadora CASCADE RF-1 Microwave Probing Station, com microscópio Olympus CO11

A Figura 3.21 apresenta, esquematicamente, a montagem experimental para a medição de ruído, conforme o procedimento descrito em [66]; a função de cada componente será brevemente descrita a seguir.

A fonte de ruído (HP 341C) é utilizada para prover valores diversos, em temperaturas diversas, de ruído na entrada do DUT (*Device Under Test*), conforme necessário no método *Hot-Cold*, descrito no Apêndice II.

O sintonizador na entrada (CMTT 1808 – Focus Microwave) do DUT é uma rede de duas portas, na qual a impedância de saída é variada pelo controle de sintonia, tendo por objetivo fornecer coeficientes de reflexão diversos, para produzir valores distintos para a figura de ruído.

O isolador na saída da fonte de ruído tem por finalidade, minimizar o efeito da variação da impedância desta nos seus dois estados de operação (temperaturas T_H e T_C). O isolador após o DUT tem a função de manter constante o coeficiente de reflexão visto pelo equipamento de teste, entre as fases de calibração e medição. A fonte de alimentação (Toellner TOE 8842) fornece as tensões DC necessárias ao funcionamento do DUT. O medidor de figura de ruído (HP 8970B), o conjunto de teste de figura de ruído (HP 8971C) e o sintetizador de sinais (HP 83640A) possibilitam medidas da figura de ruído até 26,5 GHz.

Figura 3.21: Montagem experimental para medição da figura de ruído.

Da Figura 3.21, nota-se que a figura de ruído medida no *Noise Figure Meter* corresponde à figura de ruído de toda a montagem, desde a saída da fonte de ruído até a entrada do medidor. Mas aquilo que se deseja é somente a figura de ruído do DUT.

Para tanto consideremos o esquema da Figura 3.22, que mostra uma cascata de N redes de duas portas ruidosas, cada uma com seu ganho disponível ($G_{av,i}$) e temperatura equivalente de ruído ($T_{e,i}$).

Figura 3.22: Associação de redes de duas portas ruidosas em cascata.

A densidade de potência disponível na saída da associação em cascata, com base na definição da temperatura equivalente de ruído, é:

$$p_{av} = kT_{e,Total} \cdot G_{av,Total} = kT_{e,Total} \cdot \prod_{i=1}^N G_{av,i}, \quad (3.1)$$

uma vez que o ganho disponível da associação em cascata é igual ao produto dos ganhos disponíveis. Por outro lado, se forem somadas as contribuições de ruído de cada uma das redes individuais, chega-se à mesma quantidade, ou seja:

$$kT_{e,Total} \cdot \prod_{i=1}^N G_{av,i} = k \cdot \left(T_{e,N} \cdot G_{av,N} + T_{e,N-1} \cdot G_{av,N-1} \cdot G_{av,N} + \dots + T_{e,1} \cdot \prod_{i=1}^N G_{av,i} \right), \quad (3.2)$$

obtendo-se, assim, a temperatura equivalente de ruído da associação em cascata:

$$T_{e,Total} = T_{e,1} + \frac{T_{e,2}}{G_{av,1}} + \frac{T_{e,3}}{G_{av,1} \cdot G_{av,2}} + \dots + \frac{T_{e,N}}{\prod_{i=1}^{N-1} G_{av,i}} = T_{e,1} + \sum_{i=2}^N \frac{T_{e,i}}{\prod_{k=1}^{i-1} G_{av,k}} \quad (3.3)$$

Da equação (3.3), pode-se obter o fator de ruído da associação em cascata (F_{Total}) em função dos fatores de ruído de cada uma das redes individuais, dado por:

$$F_{Total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{av,1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{av,1} \cdot G_{av,2}} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{i=1}^{N-1} G_{av,i}} = F_1 + \sum_{i=2}^N \frac{F_i - 1}{\prod_{k=1}^{i-1} G_{av,k}} \quad (3.4)$$

Particularizando-se a equação (3.4) para a associação em cascata do arranjo experimental para medição da figura de ruído, mostrado na Figura 3.21, segue que:

$$F_{Total} = F_{isol,ent} + \frac{F_{Tuner} - 1}{G_{av,isol,ent}} + \frac{F_{DUT} - 1}{G_{av,isol,ent} \cdot G_{av,Tuner}} + \frac{F_{isol,saida} - 1}{G_{av,isol,ent} \cdot G_{av,Tuner} \cdot G_{av,DUT}} + \quad (3.5)$$

$$+ \frac{F_{NoiseMeter} - 1}{G_{av,isol,ent} \cdot G_{av,Tuner} \cdot G_{av,DUT} \cdot G_{av,isol,saida}}$$

Conhecidos o ganho disponível e a figura de ruído de cada um dos componentes do arranjo de medição, pode-se determinar a figura de ruído do DUT utilizando-se a equação (3.5).

Os gráficos da Figura 3.23 apresentam as medidas experimentais da figura de ruído para as duas configurações propostas, em comparação com as simulações efetuadas pelo software HP MDS, por meio de extrapolações dos parâmetros de ruído medidos para os MESFETs da família A4XX da Alenia. A Tabela 3.4 apresenta os valores, previamente medidos experimentalmente, dos parâmetros de ruído, F_{min} , Γ_{opt} e R_n , para o MESFET Alenia A475 para $V_{DS} = 3$ V e $I_{DS} = 12$ mA (25 % I_{DSS}).

Figura 3.23: Comparação entre os valores simulados e medidos para a figura de ruído das duas configurações do *front-end*.

Os gráficos da Figura 3.24 apresentam os resultados para a densidade de corrente equivalente de ruído, calculados a partir dos dados experimentais da figura de ruído, utilizando-se a seguinte relação [67]:

$$\overline{i_n^2}(f) = 4kT_{eq}R_n|Y_{opt}|^2 \quad \left[\frac{A^2}{Hz} \right] \quad (3.6)$$

onde: R_n = resistência equivalente de ruído;

Y_{opt} = admitância ótima para a figura de ruído mínima.

Lembrando-se que:

$$T_{eq} = T(F - 1) \quad [K] \quad (3.7)$$

Os valores encontrados para a densidade de corrente equivalente de ruído das duas configurações podem ser considerados adequados, se comparados àqueles relatados em Fay *et al.* [68], de aproximadamente de 7 pA/Hz^{1/2}, em 2,5 GHz, cujo receptor não inclui o circuito de chaveamento eletrônico que contribui sobremaneira para a elevação do ruído.

Todavia, vale ressaltar que as medições foram efetuadas empregando-se, aproximadamente, o coeficiente de reflexão ótimo na entrada, ajustado pelo sintonizador (vide Figura 3.21), o qual não será, necessariamente, igual aquele proporcionado pelo fotodetector utilizado numa montagem prática.

Figura 3.24: Valores medidos para a densidade de corrente equivalente de ruído para as duas configurações do *front-end*.

Tabela 3.4: Parâmetros de ruído do MESFET Alenia A4x75.

frequência [GHz]	F_{min} [dB]	Γ_{opt}	R_n [normalizado]
2,0	0,42	$0,70 \angle 12,9^\circ$	1,21
3,0	0,68	$0,69 \angle 24,6^\circ$	1,19
4,0	0,78	$0,67 \angle 32,5^\circ$	1,19
5,0	0,98	$0,66 \angle 40,2^\circ$	1,18
6,0	1,17	$0,65 \angle 50,4^\circ$	1,16
7,0	1,25	$0,64 \angle 59,3^\circ$	1,14

3.3 Caracterização no Domínio do Tempo

Para as medidas no domínio do tempo foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Relação de equipamentos utilizados para os testes no domínio do tempo.

Quant.	Equipamento	Especificações
01	Tektronix 11801B – <i>Digital Sampling Oscilloscope</i>	-
01	HP 54503A – <i>Digitizing Oscilloscope</i>	500 MHz
02	Phillips PM 5390S – <i>RF Synthesizer</i>	0,1 – 1 GHz
03	fonte de alimentação Toellner TOE 8842 – <i>Dual-Output Power Supply</i>	-
01	multímetro digital Fluke 8840A	-
01	mesa posicionadora CASCADE RF-1 <i>Microwave Probing Station</i> , com microscópio Olympus CO11	-

3.3.1a Primeira Configuração (FE1)

A Figura 3.25 apresenta a medida do ganho de tensão do canal 1 da configuração 1, no estado *on*. O sinal na entrada do canal 1 tem 111 mV_{pp} e frequência igual a 100 MHz; o sinal de saída, por sua vez, tem 392 mV_{pp} , o que dá um ganho em tensão, em decibéis (dB), de:

$$20 \times \log\left(\frac{392}{111}\right) = 10,95 \quad [\text{dB}]$$

Este resultado é superior àquele obtido nas simulações para a resposta em frequência de um canal no estado *on*, parâmetro S_{51on} , cujo resultado foi de 9,35 dB.

Para um sinal na entrada do canal 1 com 107 mV_{pp} e frequência igual a 500 MHz, mostrado na Figura 3.26, o sinal de saída é igual a 296 mV_{pp} , o que dá um ganho em tensão, em decibéis (dB), de:

$$20 \times \log\left(\frac{296}{107}\right) = 8,84 \quad [\text{dB}]$$

Este resultado é inferior àquele obtido nas simulações para a resposta em frequência de um canal no estado *on*, parâmetro S_{51on} , cujo resultado foi de 9,36 dB.

Figura 3.25: Ganho em tensão do canal 1 da configuração 1 (FE1), no estado *on*, para um sinal de entrada de 100 MHz: (Ch 1) sinal de saída e (Ch 2) sinal de entrada. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div.

Figura 3.26: Ganho em tensão do canal 1 da configuração 1 (FE1), no estado *on*, para um sinal de entrada de 500 MHz: (Ch 1) sinal de saída e (Ch 2) sinal de entrada. Base de tempo do osciloscópio de 1 ns/div.

As Figuras 3.27 a 3.30 apresentam os resultados do chaveamento de um sinal de entrada de alta frequência na primeira configuração do receptor, ou seja, mostra a saída do receptor quando uma onda quadrada é aplicada no circuito de chaveamento, promovendo a alternância de estados *on* e *off* no circuito de chaveamento do canal em teste.

No gráfico inferior da Figura 3.27 é mostrado o sinal de 1 GHz aplicado no canal 1 de entrada; o gráfico superior mostra a saída chaveada por um sinal de controle de 10 MHz, com a base de tempo do osciloscópio em 20 ns/div.

Na Figura 3.28 tem-se os mesmos sinais da Figura 3.27 alterando-se, somente, a base de tempo do osciloscópio para 5 ns/div; pode-se notar que o tempo de chaveamento do canal é de alguns nanosegundos (2 ns entre 10% e 90% do sinal de saída), conforme o desejado para aplicações em redes que exijam comutação rápida de canais.

Da mesma forma, na Figura 3.29 o gráfico inferior mostra o sinal de 1 GHz no canal 4 e o gráfico inferior mostra a saída chaveada por um sinal de controle de 7 MHz, com a base de tempo do osciloscópio em 20 ns/div.

Na Figura 3.30 foram mantidas as mesmas condições da Figura 3.29 alterando-se, somente, a base de tempo do osciloscópio para 5 ns/div, confirmando que o tempo de chaveamento do canal é de alguns nanosegundos (aproximadamente 2 ns entre 10% e 90% do sinal de saída). Limitado pelo tempo de subida do gerador das tensões de chaveamento.

Figura 3.27: Canal 3, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 10 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div.

Figura 3.28: Canal 3, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 10 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div.

Figura 3.29: Canal 4, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 7 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div.

Figura 3.30: Canal 4, FE1: (Ch 1) saída chaveada com sinal de controle de aproximadamente 7 MHz e (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div.

3.3.1b Segunda Configuração (FE2)

As Figuras 3.31 e 3.32 apresentam os resultados do chaveamento de um sinal de entrada de alta frequência na segunda configuração do receptor, ou seja, mostra a saída do receptor quando uma onda quadrada é aplicada no circuito de chaveamento, promovendo a alternância entre os estados *on* e *off* no circuito de chaveamento do canal em teste.

No gráfico inferior da Figura 3.31 é mostrado o sinal de 1 GHz aplicado no canal 1 de entrada; o gráfico superior mostra a saída chaveada por um sinal de controle de 10 MHz, com a base de tempo do osciloscópio em 20 ns/div.

Na Figura 3.32 tem-se os mesmos sinais da Figura 3.31 alterando-se, somente, a base de tempo do osciloscópio para 5 ns/div; pode-se notar que o tempo de chaveamento do canal é, como no caso anterior, de alguns nanossegundos (2 ns entre 10% e 90% do sinal de saída). Limitado pelo tempo de subida do gerador das tensões de chaveamento. Atingindo-se, portanto, o desejado para aplicações em redes que exijam comutação rápida de canais.

Figura 3.31: Canal 1, FE2: (Ch 1) saída chaveada, (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz e (Ch 3) sinal de controle de aproximadamente 10 MHz. Base de tempo do osciloscópio de 20 ns/div.

Figura 3.32: Canal 1, FE2: (Ch 1) saída chaveada, (Ch 2) sinal de entrada de 1 GHz e (Ch 3) sinal de controle de aproximadamente 10 MHz. Base de tempo do osciloscópio de 5 ns/div.

4. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram investigadas duas configurações para um receptor optoeletrônico integrado para redes *packet-switched*. Os dois circuitos implementados apresentaram os resultados esperados para o tempo de chaveamento dos canais de entrada, de alguns nanosegundos, o que os habilita a serem utilizados em redes comutadas a pacote de alta velocidade. A nova topologia proposta, mostra redução na corrente equivalente de ruído média, com o ônus da maior complexidade do circuito e de se utilizar uma área duas vezes maior de 2,08 mm² para 4,5 mm².

Resumos do presente trabalho foram apresentados em forma de artigos no SBMicro2000 – XV International Conference on Microelectronics and Packaging [69], no GAAS 2001 – 9th European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium [70], SBMO 2002 – X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica [71] e, também, ao GAAS 2002 – 10th European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium [72], sendo as conferências européias mencionadas parte integrante da European Microwave Week. Uma versão ampliada destas contribuições foi submetida, na forma de manuscrito, ao IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation. No Apêndice III foram anexadas cópias de todos os artigos já publicados.

Como desdobramentos do presente trabalho foi implementado um novo receptor com 16 canais de entrada, fazendo-se a associação de cinco circuitos de quatro canais, conforme mostrado esquematicamente na Figura 4.1, investigando-se também o efeito degenerativo sobre o desempenho do receptor do carregamento capacitivo (parasitas) da associação dos circuitos individuais. Outros aspectos que poderiam ser explorados em trabalhos futuros seriam: a realização das duas configurações do receptor em tecnologia HEMT, o que estenderia facilmente a frequência de operação para além dos 10 GHz; teste dos circuitos integrados com fotodetectores externos, montagem híbrida, para verificação das variações nos resultados; e o encapsulamento dos circuitos incluindo-se fotodetectores integrados na mesma montagem.

Figura 4.1: Associação de cinco *front-ends* de 4 canais, para obtenção de um receptor com 16 canais de entrada.

5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Maiman, T. H.; "Stimulated Optical Radiation in Ruby", *Nature*, vol. 187, n. 4736, pp. 493-494, 1960.
- [2] Keyes, R. J.; Quist, T. M.; "Recombination Radiation Emitted by Galium Arsenide", *Proceedings of the IRE*, vol. 50, pp. 1822-1823, 1962.
- [3] Hall, R. N.; Fenner, G. E.; Kingsley, J. D.; Soltys, T. J.; Carlson, R. O.; "Coherent Light Emission from GaAs Junctions", *Physical Review Letters*, vol. 9, n. 9, pp. 366-368, 1962.
- [4] Nathan, M. I.; Dumke, W. P.; Burns, G.; "Stimulated Emission of Radiation from GaAs p-n Junctions", *Applied Physics Letters*, vol. 1, n. 3, pp. 62-64, 1962.
- [5] Holonyak Jr., N.; Bevacqua, S. F.; "Coherent (Visible) Light Emission From Ga (As_{1-x} P_x) Junctions", *Applied Physics Letters*, vol. 1, n. 4, pp. 82-83, 1962.
- [6] Kapron, F. P.; Keck, D. B.; Maurer, R. D.; "Radiation Losses in Glass Optical Waveguides", *Applied Physics Letters*, vol. 17, n. 10, pp. 423-425, 1970.
- [7] Miya, T.; Terunuma, Y.; Hosaka, T.; Miyashita, T.; "Ultimate Low-Loss Single-Mode Fibre at 1.55 μm ", *Electronics Letters*, vol. 15, n. 4, pp. 106-108, 1979.
- [8] Ramaswami, R.; Sivarajan, K. N.; *Optical Networks: A Practical Perspective*, Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, 2ª edição, 2001.
- [9] Boyle, W. S., "Light-Wave Communications", *Scientific American*, pp. 40-48, agosto 1977.
- [10] Li, T., "Advances in Optical Fiber Communications: An Historical Perspective", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-1, n. 3, pp. 356-372, 1983.
- [11] Midwinter, J. E., "First-Generation Trunk Transmission Systems: Capabilities and Limitations", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-1, n. 3, pp. 381-386, 1983.
- [12] Yamada, J. I.; Machida, S.; Kimura, T., "2 Gbit/s Optical Transmission Experiments at 1.3 μm with 44 km Single-Mode Fibre", *Electronics Letters*, vol. 17, n. 13, pp. 479-480, 1981.
- [13] Nakagawa, K., "Second-Generation Trunk Transmission Technology", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-1, n. 3, pp. 387-393, 1983.

- [14] Monham, K. L.; Plastow, R.; Carter, A. C.; Goodfellow, R. C., "1.3 Gbit/s Transmission Over 107 km of Dispersion-Shifted Monomode Fibre Using a 1.55 μm Multimode Laser", *Electronics Letters*, vol. 21, n. 14, pp. 619-620, 1985.
- [15] Gnauck, A. H.; Kasper, B. L.; Linke, R. A.; Dawson, R. W.; Koch, T. L.; Bridges, T. J.; Burkhardt, E. G.; Yen, R. T.; Wilt, D. P.; Campbell, J. C.; Ciemiecki Nelson, K.; Cohen, L. G., "4-Gbit/s Transmission Over 103 km of Optical Fiber Using a Novel Electronic Multiplexer/Demultiplexer", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-3, n. 5, pp. 1032-1035, 1985.
- [16] Fukuchi, K.; Kasamatsu, T.; Morie, M.; Ohhira, R.; Ito, T.; Sekiya, K.; Ogasahara, D.; Ono, T., "10.92 Tb/s (273 x 40 Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment", in *OFC 2001 Technical Digest*, pp. PD24/1-3, 2001.
- [17] Bigo, S.; Frignac, Y.; Charlet, G.; Idler, W.; Borne, S.; Gross, H.; Dischler, R.; Poehlmenn, W.; Tran, P.; Simonneau, C.; Bayart, D.; Veith, G.; Jourdan, A.; Hamaide, J. -P., "10.2 Tb/s (256 x 42.7 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km Tera Light fiber with 1.28 bits/Hz spectral efficiency", in *OFC 2001 Technical Digest*, pp. PD25/1-3, 2001.
- [18] Olsson, N. A.; Hegarty, J.; Logan, R. A.; Johnson, L. F.; Walker, K. L.; Cohen, L. G., "68.3 km Transmission With 1.37 Tbit.km/s Capacity Using Wavelength Division Multiplexing of the Single-Frequency Lasers at 1.5 μm ", *Electronics Letters*, vol. 21, n. 3, pp. 105-106, 1985.
- [19] Chraplyvy, A. R.; Delavaux, J. -M.; Derosier, R. M.; Ferguson, G. A.; Fishman, D. A.; Giles, C. R.; Nagel, J. A.; Nyman, B. M.; Sulhoff, J. W.; Tench, R. E.; Tkach, R. W.; Zyskind, J. L., "1420-km Transmission of Sixteen 2.5-Gb/s Channels Using Silica-Fiber- Based EDFA Repeaters", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, n. 11, pp. 1371-1373, 1994.
- [20] Chraplyvy, A. R.; Gnauck, A. H.; Tkach, R. W.; Derosier, R. M.; ; Giles, C. R.; Nyman, B. M.; Ferguson, G. A.; Sulhoff, J. W.; Zyskind, J. L., "One-Third Terabit/s Transmission Through 150 km of Dispersion-Managed Fiber", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 7, n. 1, pp. 98-100, 1995.
- [21] Chraplyvy, A. R.; Gnauck, A. H.; Tkach, R. W.; Zyskind, J. L.; Sulhoff, J. W.; Lucero, A. J.; Sun, Y.; Jopson, R. M.; Forghieri, F.; Derosier, R. M.; Wolf, C.; McCormick, A. R., "1-Tb/s Transmission Experiment", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, n. 9, pp. 1264-1266, 1996.

- [22] Bergano, N. S.; Davidson, C. R., "Wavelength Division Multiplexing in Long-Haul Transmission Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, n. 6, pp. 1299-1308, 1996.
- [23] Willner, A. E., "Mining the Optical Bandwidth for a Terabit per Second", *IEEE Spectrum*, pp. 32-41, abril 1997.
- [24] Cai, J.A.; Nissov, M.; Pilipetskii, A. N.; Lucero, A. J.; Davidson, C. R.; Foursa, D.; Kodorf, H.; Mills, M. A.; Menges, R.; Corbett, P. C.; Sutton, D.; Bergano, N. S., "2.4 Tb/s (120 x 20 Gb/s) transmission over transoceanic distance with optimum FEC overhead and 48% spectral efficiency", in *OFC 2001 Technical Digest*, pp. PD20/1-3, 2001.
- [25] Bakhshi, B.; Arend, M. F.; Vaa, M.; Golovehenko, E. A.; Duff, D.; Li, H.; Jiang, S.; Patterson, W. W.; Maybach, R. L.; Kovsh, D., "1 Tb/s (101 x 10 Gb/s) transmission over transpacific distance using 28 nm C-band EDFAs", in *OFC 2001 Technical Digest*, pp. PD21/1-3, 2001.
- [26] Vareille, G.; Pitel, F.; Marcerou, J. F., "3 Tb/s (300 x 11.6 Gbit/s) transmission over 7380 km using 28 nm C+L-band with 25 GHz channel spacing and NRZ format", in *OFC 2001 Technical Digest*, pp. PD22/1-3, 2001.
- [27] P. E. Green, Jr., *Fiber Optic Networks*, Prentice-Hall, 1993.
- [28] Fukuchi, K.; Kasamatsu, T.; Morie, M.; Ohhira, R.; Ito, T.; Sekiya, K.; Ogasahara, D.; Ono, T., "10.92 Tb/s (273 x 40 Gb/s) Triple-Band/Ultra-Dense WDM Optical-Repeatered Transmission Experiment", *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference, OFC 2001*, post-deadline paper PD24-1.
- [29] J. .J. Refi, "Optical Fibers for Optical Communications", *Bell Labs Technical Journal*, pp. 246- 261, janeiro-março/1999.
- [30] International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector (2001). ITU – T G659.1 – Series G: Transmission Systems and Media Digital Systems and Networks – Optical transport network physical layer interfaces. Geneva.
- [31] International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector (1998). ITU–T G692 – Series G: Transmission Systems and Media Digital Systems and Networks – Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifier. Geneva.
- [32] International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector (2002). ITU–T G694.1 – Series G: Transmission Systems and Media Digital

- Systems and Networks – Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid. Geneva.
- [33] International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector (2002). ITU-T G694.2 – Series G: Transmission Systems and Media Digital Systems and Networks – Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid. Geneva.
 - [34] Andersen, N. E.; Nordeste, P. M. N.; Duarte, A. M. O.; Lassen, H. E.; Ekblad, A.; Pach, A. R.; Amborski, K.; Dittmann, L., “Broadbandloop: A Full-Service Access Network for Residential and Small Business Users”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, n. 12, pp. 88-93, 1997.
 - [35] Kurosaki, T.; Hashimoto, T.; Ishihara, N.; Suzuki, Y.; Yanagisawa, M.; Kimura, H.; Nakamura, M.; Tohmori, Y.; Kato, K.; Kawaguchi, Y.; Akahori, Y.; Yamada, Y.; Kato, K.; Toba, H.; Yoshida, J., “1.3/1.55 μm Full-Duplex WDM Optical Transceiver Modules for ATM-PON (PDS) Systems Using PLC-Hybrid-Integration and CMOS-IC Technologies”, *IEICE Trans. Commun.*, vol. E82-B, n. 8, agosto 1999, pp. 1199-1208.
 - [36] G. Kramer; G. Pesavento, “Ethernet Passive Optical Network (EPON): Building a Next-Generation Optical Access Network”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, n. 2, pp. 66-73, 2002.
 - [37] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 2nd edition, Wiley-Interscience, 1997.
 - [38] C. A. Brackett, “Dense Wavelength Division Multiplexing Networks: Principles and Applications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 948-64, agosto 1990.
 - [39] ViaGate Technologies, “Very-High-Data-Rate Digital Subscriber Line (VDSL)”, Web ProForum Tutorials, IEC - The International Engineering Consortium, 2001, (<http://www.iec.org/online/tutorials/>).
 - [40] HARMONICS, www.ist-harmonics.net
 - [41] N. R. Dono, P. E. Green Jr., K. Liu, R. Ramaswami, F. F.-K. Tong, “A Wavelength Division Multiple Access Network for Computer Communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, n. 6, pp. 983-94, agosto 1990.
 - [42] C.-S. Li, M.-S. Chen, F. F.-K. Tong, “POPSMAC: A Medium Access Protocol for Packet-Switched Passive Optical Networks Using WDMA”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 5/6, pp. 1066-1077, maio/junho 1993.

- [43] R. C. Alferness, U. Koren, L. L. Buhl, B. I. Miller, M. G. Young, T. L. Koch, G. Raybon, C. A. Burrus, "Broadly Tunable InGaAsP/InP Laser Based on a Vertical Coupler Filter with 57 nm Tuning Range", *Applied Physics Letters*, vol. 60, n. 26, pp. 3209-3211, junho 1992.
- [44] N. L. Taranenko, V. Katsman, K. Hsu, "Fast Tunable Filter for Packet-Switched WDM Optical Network", *Proceedings of the European Conference on Optical Communications, ECOC'99*, vol. 1, pp. I-10 -11, setembro 1999.
- [45] J. C. Wu, "A Packet-Switched WDM Network Using Multi-Wavelength Selectivity", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'99*, vol. 1, pp.469-473, 1999.
- [46] G.-K., Chang, W. P. Hong, R. Bhat, C. K. Nguyen, H. Shirokman, L. Wang, J. L. Gimlett, J. Young, C. Lin, J. R. Hayes, "A Novel Electronically Switched Four-Channel Receiver Using InAlAs-InGaAs MSM-HEMT Technology for Wavelength-Division-Multiplexing Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 3, no. 5, pp. 475-477, maio 1991.
- [47] F. Tong, Y. H. Kwark, A. E. Stevens, "A Four-Channel Monolithic Optical/Eletronic Selector for Fast Packet-Switched WDMA Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 68-70, janeiro 1994.
- [48] F. Tong, K. Liu, C. -S. Li, A. E. Stevens, Y. H. Kwark, B. Pezeshki, "A Tunable Receiver for Packet-Switched WDMA Systems", *LEOS'94 Conference Proceeding, IEEE, Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting*, vol.1, pp. 35-36, 1994.
- [49] F. Tong, C. -S. Li, A. E. Stevens, Y. H. Kwark, "Characterization of a 16-Channel Optical/Electronic Selector for Fast Packet-Switched WDMA Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 8, pp. 971-974, agosto 1994.
- [50] F. Tong, C. -S. Li, K. -P. Ho, Y. H. Kwark, F. Doany, "Capacitive Loading of Optical/Electronic Wavelength Selector for WDMA Networks", *Electronics Letters*, vol. 30, n. 21, pp. 1789-1790, 1994.
- [51] S. Yu, K. J. Thomson, S. R. Forrest, E. Mykietyn, M. Lange, G. H. Olsen, "A Monolithic Integrated 1 x 4 Switchable Photodiode Array with Preamplifier for Programmable Frequency Filters and Optical Interconnects", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, n. 5, pp. 675-677, maio 1997.
- [52] C. -S. Li, F. Tong, G. Berkowitz, "Variable Bit-Rate Receiver for WDMA/WDM Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 8, pp. 1158-1160, agosto 1997.

- [53] F. Tong, C. -S. Li, G. Berkowitz, "A 32-Channel Tunable Receiver Module for Wavelength-Division Multiple-Access Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 11, pp. 1523-1525, novembro 1997.
- [54] M. J. Schindler, A. Morris, "DC-40 GHz and 20-40 GHz MMIC SPDT Switches", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 12, pp. 2595-2602, dezembro 1987.
- [55] M. J. Schindler, M. E. Miller, K. M. Simon, "DC-20 GHz N x M Passive Switches", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, n. 12, pp. 1604-1613, dezembro 1988.
- [56] H. Mizutani, M. Funabashi, M. Kuzuhara, Y. Takayama, "Compact DC-60 GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no 11, pp. 1597-1603, novembro 1998.
- [57] Y. Ayasli, "Microwave Switching With GaAs FETs", *Microwave Journal*, pp. 61-74, novembro 1982.
- [58] A. B. Grebene, "Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design", John Wiley & Sons, p.304, 1983.
- [59] C. Bowick, *RF Circuit Design*, Newnes, 1997.
- [60] GEC-Marconi Materials Technology, "Gallium Arsenide Product Handbook", pp. 23 - 30, 1995.
- [61] N. Ohkawa, "Fiber-Optic Multigigabit GaAs MIC Front-End Circuit with Inductor Peaking", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, no. 11, pp. 1665-1671, novembro 1988.
- [62] J. J. Morikuni and S. M. Kang, "An Analysis of Inductive Peaking in Photoreceiver Design", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 10, pp. 1426-1437, outubro 1992.
- [63] J. J. Morikuni, A. Dharchoudhury, Y. Leblebici, S. M. Kang, "Improvements to the Standart Theory for Photoreceiver Noise", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 4, pp. 1174-1184, julho 1994.
- [64] A. A. Ketterson, J.-W. Seo, M. H. Tong, K. L. Nummila, J. J. Morikuni, K.-Y. Cheng, S.-M. Kang, I. Adesida, "A MODFET-Based Optoelectronic Integrated Circuit Receiver for Optical Interconnects", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 40, no. 8, pp. 1406-1416, agosto 1993.
- [65] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers – Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc., 1984.

- [66] M. De Dominicis, (1999). "Caratterizzazione di Rumore per Dispositivi Attivi ad Alta Frequenza con il Metodo della Sorgente Fredda", Roma, Itália, 126p., Tesi di laurea in Strumentazione e Misure Elettroniche – Facoltà di Ingegneria Elettronica, Università degli Studi di Roma – Tor Vergata.
- [67] K. E. Alameh and R. A. Minasian, "Tuned Optical Receivers for Microwave Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, no. 5, maio 1990, pp. 546-551.
- [68] P. Fay, W. Wohlmuth, C. Caneau, S. Chandrasekhar, I. Adesida, "High-Speed Digital and Analog Performance of Low-Noise Integrated MSM-HEMT Photoreceivers", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 9, no. 7, pp. 991-993, julho 1997.
- [69] S. K. Manfrin, G. Orengo, F. Giannini, M. A. Romero, "An Optoelectronic Integrated Receiver for Packet-Switched WDM Networks", Proceedings of the SBMicro2000 – XV International Conference on Microelectronics and Packaging, pp.179-183, setembro 2000.
- [70] S. K. Manfrin, G. Orengo, F. Giannini, M. A. Romero, "High Tuning Speed Optical Receiver Front-End For Packet-Switched WDM Networks", Conference Proceedings of the GAAS2001 – The 9th European Gallium Arsenide and other semiconductor Application Symposium, pp.611-614, setembro 2001.
- [71] S. K. Manfrin, G. Orengo, F. Giannini, M. A. Romero, "Implementação Monolítica de *Front-End* Optoeletrônico para Redes ATM-PON Utilizando a Técnica WDM", anais do SBMO 2002 – X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, pp. 712-716, agosto 2002.
- [72] S. K. Manfrin, G. Orengo, F. Giannini, M. A. Romero, "Fast Tuning Electronically Switched 16 x 1 Channel Receivers for Packet-Switched WDM Systems", Proceedings of the GAAS2002 – The 10th European Gallium Arsenide and other semiconductor Application Symposium, pp. 441-443, setembro 2002.

APÊNDICE I

Modelo Polinomial dos MESFETs Alenia A4XX

Figura I.1: (a) Circuito equivalente completo dos MESFETs Alenia A4XX em (b) fonte comum.

Os componentes do circuito equivalente do modelo intrínseco são dados por:

$$g_m = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N A_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\text{mS}]$$

onde os coeficientes A_{nm} são:

$$A_{00} = 14,3522$$

$$A_{01} = -1,03155$$

$$A_{02} = -5,96607$$

$$A_{10} = 2,50235$$

$$A_{11} = 2,77156$$

$$A_{12} = 1,78015$$

$$A_{20} = -0,949315$$

$$A_{21} = -1,03771$$

$$A_{22} = -0,480017$$

$$A_{30} = 0,0895833$$

$$A_{31} = 0,102927$$

$$A_{32} = 0,0448909$$

$$r_i = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N R_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\Omega]$$

onde os coeficientes R_{nm} são:

$$R_{00} = 18,0723$$

$$R_{01} = 1,49996$$

$$R_{02} = 18,3391$$

$$R_{03} = 4,53535$$

$$R_{10} = -5,36677$$

$$R_{11} = -3,7742$$

$$R_{12} = -6,37847$$

$$R_{13} = -2,72351$$

$$R_{20} = 1,63676$$

$$R_{21} = 0,604259$$

$$R_{22} = 0,637001$$

$$R_{23} = 0,30179$$

$$R_{30} = -0,144646$$

$$R_{31} = -0,0318618$$

$$R_{32} = 0,00139791$$

$$R_{33} = 0,00131524$$

$$C_{gs} = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N D_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\text{fF}]$$

onde os coeficientes D_{nm} são:

$$D_{00} = 99,2345$$

$$D_{01} = 37,6267$$

$$D_{02} = -1,64762$$

$$D_{10} = 7,8986$$

$$D_{11} = -0,63202$$

$$D_{12} = -1,04199$$

$$D_{20} = -0,550982$$

$$D_{21} = 0,0232781$$

$$D_{22} = 0,120217$$

$$C_{gd} = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N E_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\text{fF}]$$

onde os coeficientes E_{nm} são:

$$E_{00} = 34,7558$$

$$E_{01} = 33,4625$$

$$E_{02} = 15,5327$$

$$E_{10} = -34,6999$$

$$E_{11} = -44,3495$$

$$E_{12} = -17,5508$$

$$E_{20} = 15,0847$$

$$E_{21} = 19,9646$$

$$E_{22} = 7,6906$$

$$E_{30} = -2,90785$$

$$E_{31} = -3,87986$$

$$E_{32} = -1,47371$$

$$E_{40} = -0,205069$$

$$E_{41} = 0,274529$$

$$E_{42} = 0,103299$$

$$g_{ds} = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N B_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\text{mS}]$$

onde os coeficientes B_{nm} são:

$$B_{00} = 15,5908$$

$$B_{01} = 19,9088$$

$$B_{02} = 7,14739$$

$$B_{10} = -16,754$$

$$B_{11} = -25,5431$$

$$B_{12} = -10,1129$$

$$B_{20} = 7,33927$$

$$B_{21} = 11,6678$$

$$B_{22} = 4,76884$$

$$B_{30} = -1,4122$$

$$B_{31} = -2,28819$$

$$B_{32} = -0,948744$$

$$B_{40} = 0,0994278$$

$$B_{41} = 0,162883$$

$$B_{42} = 0,0680852$$

$$C_{ds} = \left(\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N G_{nm} V_{gs}^m V_{ds}^n \right) \cdot \left(\frac{W_g}{100} \right) \quad [\text{fF}]$$

onde os coeficientes G_{nm} são:

$$G_{00} = 47,0538$$

$$G_{01} = 53,558$$

$$G_{02} = 23,683$$

$$G_{10} = -32,2578$$

$$G_{11} = -62,324$$

$$G_{12} = -29,5621$$

$$G_{20} = 14,0061$$

$$G_{21} = 27,8882$$

$$G_{22} = 13,4631$$

$$G_{30} = -2,69781$$

$$G_{31} = -5,44903$$

$$G_{32} = -2,65737$$

$$G_{40} = 0,190399$$

$$G_{41} = 0,38843$$

$$G_{42} = 0,19091$$

APÊNDICE II

Medição da Figura de Ruído

Convém, inicialmente, recordar o conceito de temperatura equivalente de ruído, definida como a razão entre a densidade de potência de ruído disponível na saída ($p_{av,out}$), considerando-se todas portas de entradas não-ruídoas, e o produto da constante de Boltzmann (k) pela somatória dos ganhos disponíveis das N portas de entrada ($G_{av,i}$) que contribuem para a saída, na frequência em exame, ou seja [66]:

$$T_e \equiv \frac{P_{av,out}}{k \cdot \sum_{i=1}^N G_{av,i}} \quad (\text{II.1})$$

Pode-se definir, ainda, a temperatura equivalente de ruído como aquela que, presente em todas as portas de entrada de uma rede não-ruídoa, produz a mesma densidade de ruído disponível na porta de saída, quando a rede ruídoa é considerada. A Figura II.1 ilustra o descrito anteriormente, para uma rede de duas portas.

Figura II.1: Temperatura equivalente de ruído.

Várias grandezas podem ser utilizadas para a descrição do comportamento de um dispositivo ou circuito em relação ao ruído, mas, a mais utilizada é a figura de ruído (F), definida como a razão entre a densidade de potência de ruído disponível na saída da rede ruídoa, na frequência considerada, com a porta de entrada à temperatura de ruído padrão ($T_0 = 290$ K), e a densidade de potência de ruído disponível na saída, na frequência considerada, supondo a rede não-ruídoa e a porta de entrada à temperatura padrão (T_0). Para redes de duas portas, a densidade de potência de ruído disponível na entrada ($p_{av,in}$) vale, simplesmente, kT_0 , e na saída ($p_{av,out}$) é composta por duas parcelas: kT_0G_{av} , devido à entrada à temperatura T_0 , e outra parcela devida ao ruído da própria rede em exame. Para a rede de

duas portas, a relação entre a figura de ruído (F) e a temperatura equivalente de ruído (T_e) fica imediatamente determinada, como segue:

$$F = \frac{P_{av,out}}{P_{av,out,não\ ruídosa}} \bigg|_{T_S=T_0=290\ K} = \frac{kT_0G_{av} + kT_eG_{av}}{kT_0G_{av}} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \Leftrightarrow T_e = (F - 1) \cdot T_0 \quad (II.2)$$

A definição anterior é absolutamente compatível com aquela dada pela fórmula de Friis, que define a figura de ruído como a razão entre a relação sinal/ruído na entrada e na saída do dispositivo em exame à temperatura padrão (T_0). Para uma rede de duas portas, com ganho disponível igual a G_{av} , a figura de ruído é dada por [66]:

$$F = \frac{\left(\frac{S_{av}}{N_{av}} \right)_{in}}{\left(\frac{S_{av}}{N_{av}} \right)_{out}} \bigg|_{T_0} = \frac{\frac{S_{av,in}}{kT_0B}}{\frac{S_{av,out}}{(kT_0G_{av} + kT_eG_{av})B}} = \frac{S_{av,in}}{S_{av,out}} \frac{kT_0G_{av} + N_{out,add,av}}{kT_0} \quad (II.3)$$

onde: F = figura de ruído;

k = constante de Boltzmann = $1,4 \times 10^{-23}$ [joule/kelvin];

T_0 = temperatura padrão = 290 [kelvin];

T_e = temperatura equivalente de ruído [kelvin];

G_{av} = ganho disponível;

B = largura de banda do sistema de medição [hertz];

$N_{out,add,av} = kT_eG_{av}$ = contribuição, à densidade de potência de ruído disponível na saída, da rede de duas portas em exame [watt/hertz].

Com base nestas definições, conclui-se que uma medida de figura de ruído nada mais é do que a medida da densidade de potência de ruído, cuja dimensão é watt/hertz. Na prática, contudo, a grandeza mensurável é a potência de ruído, em watts, e, posteriormente, se supõe que a densidade de potência disponível seja simplesmente obtida pela relação desta potência medida e a largura de banda (B) do sistema de medição.

Para redes lineares de duas portas, a potência na saída é proporcional àquela na entrada. Quando não há sinal na entrada, a potência disponível na entrada na rede é o ruído gerado pela fonte. Assim, é possível relacionar a densidade de potência de ruído disponível na saída ($N_{out,av}$) e a temperatura equivalente de ruído da fonte (T_S), conforme segue [66]:

$$N_{out,av}(T_S) = kT_SG_{av} + N_{out,add,av} \quad [W/Hz] \quad (II.4)$$

A relação dada pela equação (II.4) é mostrada na curva apresentada na Figura II.2. Se fosse possível anular a temperatura de ruído da fonte, na saída da rede poderia ser medida a contribuição de ruído desta ($N_{out,add,av}$). Adicionalmente, a inclinação da curva é proporcional à constante de Boltzmann (k) e ao ganho disponível da rede (G_{av}), fornecendo um método indireto de medida deste último parâmetro. O prolongamento da curva até a intersecção com o eixo horizontal fornece o valor da temperatura equivalente de ruído da rede (T_e).

Figura II.2: Densidade de potência de ruído disponível na saída vs. temperatura equivalente de ruído da fonte.

O gráfico da Figura II.2 é a base para a medida de ruído. Para traçar a curva basta ter a medida da potência de ruído disponível na saída do dispositivo sob teste (DUT) para duas temperaturas equivalentes de ruído diversas da fonte de ruído, na entrada do mesmo, podendo-se, dessa forma, extrapolar o valor da contribuição do DUT no ruído ($N_{out,add,av}$), obtendo-se, posteriormente, sua temperatura de ruído equivalente (T_e) e figura de ruído (F). Na prática, é utilizada uma única fonte de ruído na entrada do DUT, fazendo-se variar sua temperatura entre dois valores distintos: a temperatura quente (T_H) e a temperatura fria (T_C), sendo esta última escolhida arbitrariamente como a temperatura ambiente, que, por sua vez, é próxima à temperatura padrão (T_0). Daí este método de medição ser denominado Método *Hot-Cold*.

A fonte de ruído é caracterizada pelo parâmetro adimensional *ENR* (*Excess Noise Ratio*), relacionado com as temperaturas quente e fria por:

$$ENR \equiv \frac{T_H - T_0}{T_0}, \quad (\text{II.5})$$

sendo usualmente definida, em decibéis, como:

$$ENR_{dB} = 10 \log \left(\frac{T_H - T_0}{T_0} \right) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.6})$$

Conforme já comentado anteriormente, a medida de ruído é essencialmente uma medida de potência e, como qualquer medida, é afetada por um certo grau de incerteza. Para cada medida de potência de ruído corresponde uma margem de erro, que repercutirá tanto na determinação da figura de ruído como, também, no ganho disponível, conforme esquematizado na Figura II.3.

Figura II.3: Incerteza na medida de ruído.

Para minimizar esta incerteza, deve-se escolher as duas temperaturas, T_H e T_C , o mais distante possível uma da outra e, também, uma fonte de ruído com um ENR o mais alto possível.

A medida de ruído pode ser obtida definindo-se o fator Y , dado pela razão entre as densidades de potência de ruído disponíveis na saída da rede para as duas temperaturas equivalentes da fonte de ruído (T_H e T_C), que também é igual à relação da diferença entre as próprias temperaturas equivalentes de ruído da fonte (T_H e T_C) e a temperatura equivalente de ruído da rede sob análise (T_e), como segue:

$$Y \equiv \frac{N_{out,av}(T_S = T_H)}{N_{out,av}(T_S = T_C)} = \frac{T_H + T_e}{T_C + T_e} \cong \frac{T_H + T_e}{T_0 + T_e} \quad (\text{II.7})$$

Conhecendo-se, portanto, o valor do fator Y pode-se extrair, diretamente da equação (II.7), os valores do fator de ruído e da temperatura equivalente de ruído da rede, como segue:

$$F = \frac{T_H - T_0}{(Y - 1) \cdot T_0} = \frac{ENR}{Y - 1} \quad (\text{II.8})$$

e

$$T_e = \frac{T_H - Y \cdot T_0}{Y - 1} \quad (\text{II.9})$$

A equação (II.8) pode, ainda, ser expressa, em decibéis, da seguinte forma:

$$F_{dB} = ENR_{dB} - 10 \log(Y - 1) \quad (\text{II.10})$$

Por isso, o método *Hot-Cold* também é conhecido como método do Fator Y .

APÊNDICE III

XV SBMicro

INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS AND PACKAGING

September 18-23, 2000 – Hotel Tropical – Manaus, Amazon State, Brazil

Edited by

Nelson L. A. Braga, Sergio Bampi, and Krishna Shenai

Organization

SBMicro – Brazilian Microelectronics Society

UA - University of Amazonas

UFRGS – Federal University of Rio Grande do Sul

UNICAMP – State University of Campinas

USP – University of São Paulo

Sponsored By

CNPq, FAPESP, FUCAPI, ISAE/FGV, Fundação Rede Amazônica, NSF

Amazonas State Government, The City of Manaus

SHARP do Brasil S.A.

FIEAM - Federação das Indústrias do Estado do Amazonas

SUFRAMA - Superintendência da Zona Franca de Manaus

AFICAM - Ass. dos Fabricantes de Bens de Informática e Componentes da Amazônia

POP-AM

Papers have been printed without editing as received from the authors.

All opinions expressed in the Proceedings are those of the authors and are not binding on the Brazilian Microelectronics Society.

An Optoelectronic Integrated Receiver for Packet-Switched WDM Networks

S. K. Manfrin¹, G. Orenco², F. Giannini², M. A. Romero³

¹Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Informática e Automação - CPDIA, Praça das Orquídeas, 44/52, CEP 06453-000, Alphaville, Barueri, SP, Brazil

²Department of Electronic Engineering, University of Rome "Tor Vergata", Via di Tor Vergata, s.n.c., 00133, Rome, Italy

³Department of Electrical Engineering, University of São Paulo, Av. Dr. Carlos Botelho, 1465, CEP 13560-970, São Carlos, SP, Brazil, e-mail: muriloa@sel.eesc.sc.usp.br

Abstract

In this work two distinct optical receiver configurations are investigated for use in packet switched WDM computer networks. The goal is to overcome the slow tuning speed of optical filters, achieving channel selection in the nanosecond time frame and allowing the implementation of an ATM/WDM protocol.

1. Introduction

In principle, the bandwidth in optical communication systems can exceed 1 THz because of a large carrier frequency associated with the optical carrier. In practice, however, the bit rate is often limited to 10 Gbps or less because of the limitations imposed by fiber dispersion, fiber nonlinearity, and the speed of the electronic components. The transmission of multiple optical channels over the same fiber provides a simple way of making use of the unprecedented capacity offered by optics [1]. The wavelength division multiplexing (WDM) technique involves the transmission of multiple channels on the same optical fiber, where each channel is associated with one optical carrier. The system designer must take account the proper separation of the modulated carriers to prevent the crosstalk at the frequency domain and at the receiver, the channels must demodulated. Selection of the desired channel is generally achieved through an optical filter or a diffraction grating.

Figure 1 shows an example of the WDM network based on the use of a broadcasting star topology. Here, each channel is transmitted using a unique optical carrier frequency. The output of all transmitters is combined in a passive star and equally distributed to all receivers. Thus, each subscriber receives all channels and will select one of them by using a tuning scheme. Such a network is also known as "broadcast-and-select" [1, 2].

The practical implementation of these systems requires, in principle, the development of tunable transmitters and receivers. In particular, in applications such as packet-switched computer networks fast tuning is absolutely crucial [3, 4]. Due the possibility of wavelength reuse among the network nodes, the tuning range for the optical sources do not need to be large. Devices already demonstrated in the literature [5] will satisfy the needs of WDM networks.

Fig. 1: Broadcast-and-select WDM network.

In contrast, the performance requirements on the optical receivers are much more stringent. Each optical receiver must be able to cover the whole wavelength band of interest. Also, the tunability process between two arbitrary channels must occur in a time frame smaller than the necessary for transmission of a single information packet. This last requirement allows [4] the overhead minimization of medium access protocol (MAC), which controls the traffic and switching of the information packets.

In circuit-switched WDM networks, optical tuning at the receiver side is usually performed by means of Fabry-Perot and/or acousto-optical filters, employing some kind of feedback scheme to assure that the device is really tuned to the desired wavelength.

Unfortunately, this feedback process is slow, leading to tuning speeds of the order of microseconds or more. Although very specific WDM HIPPI packet-switched networks have already been successfully implemented using optical filters [6], it is clear that the tuning speed for these devices is very slow in comparison to the time needed to transmit an asynchronous transfer mode (ATM) packet at gigabit rates. If H denotes the tuning latency:

$$H = \frac{(\text{transceiver tuning time}) \cdot (\text{data rate})}{\text{packet size}} \quad (1)$$

consider now the tuning time of commercially available acousto-optic tunable filters ($\approx 10 \mu\text{s}$), and the packet size of an ATM cell (≈ 500 bits) at 1 Gbps, to find $H =$

20. Although the tuning time of transceivers is continually being reduced, the tuning latency will still be significant because data rates increase proportionally. Consequently, there is a tuning penalty, i.e., throughput decrease (throughput penalty) and/or a delay increase (delay penalty), associated with the use of tunable transceivers with large tuning latency [7]. With the goal of overcoming these difficulties, this paper revisits an optical receiver topology based on non-tunable wavelength demultiplexing and electronic switching. A novel receiver configuration is proposed to avoid the high insertion loss observed in previous investigations [8-10]. Also, for the first time in the literature the design aims at operation well above one Gbps.

2. Front-end Topology

Fig. 2: First proposed configuration for integrated optoelectronic receiver [8].

Fig. 2 shows the schematic of the first investigated configuration for the integrated optoelectronic receiver. It is composed of a fixed frequency WDM demultiplexer, an array of photodetectors, an array of FETs acting as on/off switches and a common transimpedance amplifier. Proper setting of the gate control voltages of the FET switches will allow only the desired WDM channel to reach the output amplifier. Compared to the usual photodetector-filter arrangement this configuration, originally proposed in reference [9] it offers an electronic switching time of the order of nanoseconds, a three-order of magnitude improvement compared to [6]. However, it suffers from a high insertion loss due to its "passive" switching circuitry [11-13].

As an alternative, this work proposes a novel configuration for the integrated optoelectronic receiver, as shown schematically in figure 3. Now each channel has its own transimpedance pre-amplifier and a FET switching circuit. Essentially, we expect to achieve a lower noise level and higher sensitivity at the receiver, what would certainly alleviate the optical power levels requirements at the optical transmitter, simplifying the implementation of machine and/or board level optical interconnection schemes.

Fig. 3: Second proposed configuration for the integrated optoelectronic receiver.

It is worth mentioning that a third possible optoelectronic receiver configuration would be the one suppressing the "passive" switch circuitry. Channel selection would be performed by proper on/off biasing of each one of the four transimpedance pre-amplifiers. Unfortunately, our simulations indicate that this topology will yield poor performance because of the low output impedance resulting from shunt association of four source-follower output stages of the transimpedance amplifiers.

In the next sections simulation results using the HP-MDS software as well as the MMIC layouts for both front-end (circuitry enclosed by the dashed lines of figures 2 and 3) topologies discussed previously are presented. The design is based on Alenia foundry's 0.5 μm GaAs MESFET technology

3. Circuit Description

Fig. 4 shows the schematic of the switches used on the both topologies of the receiver. It consists of three FETs of 300 μm of gate width connected in series-shunt-series fashion. The gate of each transistor is isolated through a high value (5 K Ω) ion implanted resistor. The switch is said "ON", i.e. input and output connected, when the series transistors are in the low impedance state ($V_{g1} = 0$) and the shunt transistor is in the high impedance state ($V_{g2} \leq V_{\text{pinched-off}}$). The "OFF" state is achieved with exact inverted biasing.

Fig. 4: Schematic of the FET switch.

Compared to more conventional switch configurations, as the one utilized in reference [8], the configuration presented here

yields at 2.5 GHz an improvement of about 20 dB on signal isolation with a negligible penalty of 0.8 dB on the predicted insertion loss.

Fig. 5: Schematic of the integrated transimpedance amplifier.

Fig. 5 shows the circuit schematic of the integrated transimpedance amplifier. It is composed of a typical transimpedance stage and an output buffer stage. The transimpedance stage has a cascode configuration and a shunt resistor. C_p , the shunt capacitance at the amplifier input, represents the photodetector intrinsic capacitance.

4. Simulation Results

Figure 6: Insertion loss and isolation of the FET switching circuit switch as a function of operating frequency

Fig. 6 shows the insertion loss and the isolation of the proposed series-shunt-series FETs circuit switch. The insertion loss and the isolation at 1 GHz are 1.52 dB and 77.31 dB, respectively. At 2.5 GHz, one observes 1.77 dB and 61.35 dB, respectively, yielding an ON/OFF ratio about 60.0 dB.

Figure 7: Transimpedance gain dependence with the input capacitance C_p .

Fig. 7 shows the transimpedance gain (G_{tr}) dependence on the input capacitance C_p , which is ranging from 0.1 pF to 1.0 pF with steps of 0.1 pF. The maximum value of the transimpedance gain is around 48 dBΩ and the cutoff frequency dependence on input capacitance is given on Table 1. It is worth mentioning that a stability analysis was carried out and it was verified that the observed overshoot, always smaller than 6 dB, is not a problem

Input Capacitance [pF]	Cutoff Frequency [GHz]
0.1	4.9
0.2	4.4
0.3	4.0
0.4	3.6
0.5	3.4
0.6	3.1
0.7	2.9
0.8	2.7
0.9	2.6
1.0	2.4

Table 1: Transimpedance cutoff frequency vs. C_p .

Figures 8 to 11 compare the performance of both configurations discussed in this work. Figure 8 presents a family of curves for S_{51} , i.e., the frequency response of the "ON" channel as a function of the input photodetector capacitance, for the topology of Fig. 2. On Fig. 10 we present the same curve for the topology of Fig. 3. Meanwhile, figs. 9 and 11 display the predicted performance of the "OFF" channels.

In any case, very similar results are obtained. The main advantage of the second proposed topology really resides on the expected sensitivity. Specifically, our simulations show that at the frequency of 2.5 GHz the average equivalent noise current for the first proposed topology is equal to $38.57 \text{ pA/Hz}^{1/2}$, being drastically reduced to $7.11 \text{ pA/Hz}^{1/2}$ in the case of the second front-end topology

Figure 8: Performance of the "ON" channel of the first front-end topology, denoted FE_1 .

Figure 9: Performance of the "OFF" channels of the front-end topology, denoted FE_1 .

Figure 10: Performance of the "ON" channel of the FE_2 front-end topology.

Figure 11: Performance of the "OFF" channels of the FE_2 front-end topology.

Figure 12: Layout of the first proposed topology.

Figure 13: Layout of the second proposed topology.

4. Conclusions

Two configurations of optical receivers for packet-switched WDM networks were investigated. Our novel topology reduces the average noise current by a factor of five at the expense of increased circuit complexity and chip area (see figs. 12 and 13), which goes from 2.08 mm² up to about 4.45 mm². It is believed that this trade-off is quite satisfactory in high-performance

applications. The MMICs were already sent to the Alenia foundry for fabrication.

Acknowledgments

This work was supported in part by Fapesp under grant no. 96/11290-2

References

- [1] G.P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd edition, Wiley-Interscience, 1997.
- [2] C.A. Brackett, "Dense Wavelength Division Multiplexing Networks: Principles and Applications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, no. 6, pp. 948-64, August 1990.
- [3] N.R. Dono *et al.*, "A Wavelength Division Multiple Access Network for Computer Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, n. 6, pp. 983-94, August 1990.
- [4] C.S. Li *et al.*, "POPSMAC: A Medium Access Protocol for Packet-Switched Passive Optical Networks Using WDMA", Journal of Lightwave Technology, vol. 11, no. 5/6, pp. 1066-1077, May/June 1993.
- [5] R.C. Alfemess *et al.*, "Broadly Tunable InGaAsP/InP Laser Based on a Vertical Coupler Filter with 57 nm Tuning Range", Applied Physics Letters, vol. 60, n. 26, pp. 3209-3211, June 1992.
- [6] N.L. Taranenko *et al.*, "Fast Tunable Filter for Packet-Switched WDM Optical Network", Proceedings of the European Conference on Optical Communications, ECOC'99, vol. 1, pp. 1-10 -11, 1999
- [7] J.C. Wu, "A Packet-Switched WDM Network Using Multi-Wavelength Selectivity", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'99, vol. 1, pp.469-473, 1999.
- [8] G.K., Chang *et al.*, "A Novel Electronically Switched Four-Channel Receiver Using InAlAs-InGaAs MSM-HEMT Technology for Wavelength-Division-Multiplexing Systems", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 3, no. 5, pp. 475-477, May 1991.
- [9] F. Tong *et al.*, "A Four-Channel Monolithic Optical/Eletronic Selector for Fast Packet-Switched WDMA Networks", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 6, no. 1, pp. 68-70, January 1994.
- [10] S. Yu *et al.*, "A Monolithic Integrated 1 x 4 Switchable Photodiode Array with Preamplifier for Programmable Frequency Filters and Optical Interconnects", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 9, n. 5, pp. 675-677, May 1997.
- [11] M.J. Schindler *et al.*, "DC-40 GHz and 20-40 GHz MMIC SPDT Switches", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 34, no. 12, pp. 2595-2602, December 1987.
- [12] M.J. Schindler *et al.*, "DC-20 GHz N x M Passive Switches", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n. 12, pp. 1604-1613, December 1988.
- [13] H. Mizutani *et al.*, "Compact DC-60 GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no 11, pp. 1597-1603. November 1998.

GAAS®2001

Conference Proceedings

**The 9th European Gallium Arsenide and other
semiconductors Application Symposium**

Monday 24th - Tuesday 25th September 2001

GAAS 2001 is organised by CMP Electronics on behalf of the GAAS®Association

**MICROWAVE
ENGINEERING
EUROPE**

**Microwave Engineering Europe
CMP Europe Ltd
City Reach
5 Greenwich View Place
Millharbour
London E14 9NN**

**Tel: +44 20 7861 6391 Fax: +44 20 7861 6251
email: eumw@cmp-europe.com
www.eumw.com www.mwee.com**

**Electronics
Group**

HIGH TUNING SPEED OPTICAL RECEIVER FRONT-END FOR PACKET-SWITCHED WDM NETWORKS

S. K. Manfrin¹, G. Orengo², F. Giannini², M. A. Romero³

¹Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Informática e Automação - CPDIA,
Praça das Orquídeas, 44/52, CEP 06453-000, Alphaville, Barueri, SP, Brazil

²Department of Electronic Engineering, University of Rome "Tor Vergata",
Via Tor Vergata, 110, 00133, Rome, Italy, giannini@ing.uniroma2.it

³Department of Electrical Engineering, University of São Paulo, Av. Dr. Carlos Botelho,
1465, CEP 13560-970, São Carlos, SP, Brazil, e-mail: muriloa@sel.eesc.sc.usp.br

ABSTRACT

In this work two distinct optical receiver configurations are investigated for use in the downstream direction of ATM PON networks based on wavelength division multiplexing (WDM). The goal is to overcome the slow tuning speed of optical filters, achieving channel selection in the nanosecond time frame and allowing the implementation of an efficient ATM/WDM protocol.

INTRODUCTION

In principle, the bandwidth in optical communication systems can exceed several THz because of a large carrier frequency associated with the optical carrier. In practice, however, the bit rate is often limited to 10 Gbps or less because of the limitations imposed by fiber dispersion, fiber nonlinearity and the speed of the electronic components. The transmission of multiple optical channels over the same fiber provides a simple way of making use of the unprecedented capacity offered by optics (1). In particular, the wavelength division multiplexing (WDM) technique involves the transmission of multiple channels on the same optical fiber, where each channel is associated with one optical carrier. The system designer must take account the proper separation of the modulated carriers to prevent the crosstalk at the frequency domain and at the receiver the channels must demodulated. Selection of the desired channel is generally achieved through an optical filter or a diffraction grating.

The practical implementation of these systems requires, in principle, the development of tunable transmitters and receivers. In particular, in applications employing packet-switched "broadcast-and-select" networks, such as the downstream direction of the ATM-PON (Asynchronous Transfer Mode over a Passive Optical Network) architecture (2-3), fast tuning is absolutely crucial (4-5). Due to the possibility of wavelength reuse among the network nodes, the tuning range for the optical sources do not need to be large. Devices already demonstrated in the literature (6) will satisfy the needs of WDM networks.

In contrast, the performance requirements on the optical receivers are much more stringent. Each optical receiver must be able to cover the whole wavelength band of interest. Also, the tunability process between two arbitrary channels must occur in a time frame smaller than the necessary for transmission of a single information packet. This last requirement (5) allows the overhead minimization of medium access protocol (MAC), which controls the traffic and switching of the information packets.

In circuit-switched WDM networks, optical tuning at the receiver side is usually performed by means of Fabry-Perot and/or acousto-optical filters, employing some kind of feedback scheme to assure that the device is really tuned to the desired wavelength.

Unfortunately, this feedback process is slow, leading to tuning speeds of the order of microseconds or more. Although very specific WDM HIPPI packet-switched networks have already been successfully implemented using optical filters (7), it is clear that the tuning speed for these devices is very slow in comparison to the time needed to transmit an ATM cell at gigabit rates in downstream direction.

With the goal of overcoming these difficulties, this paper revisits an optical receiver topology based on non-tunable wavelength demultiplexing and electronic switching. A novel receiver configuration is proposed to avoid the high insertion loss observed in previous investigations (8-10). Also, for the first time in the literature the design aims at operation well above one Gbps.

IMPLEMENTED CONFIGURATIONS AND RESULTS

Fig.1 shows the schematic of the first implemented configuration for the integrated optoelectronic receiver (FE1). It is composed of a fixed frequency WDM demultiplexer, an array of photodetectors, an array of FETs acting as on/off switches and a common transimpedance amplifier. Proper setting of the gate control voltages of the FET switches will allow only the desired WDM channel to reach the output amplifier. The front-ends (circuitry enclosed by the dashed lines of figures 1 and 5) were designed by using HP-MDS software and implemented using AMS (Alenia - Marconi Systems) foundry's 0.5 μm GaAs MESFET technology. This first configuration employs basically the same topology as suggested by Yu *et al.* (10). However, it suffers from a high insertion loss due to its "passive" switching circuitry, which, in our case, it consists of three FETs of 300 μm gate width connected in series-shunt-series fashion.

As an alternative, this work proposes a novel configuration for the integrated optoelectronic receiver, as shown schematically in Fig.2 (FE2). Now each channel has its own transimpedance pre-amplifier and a FET switching circuit. Essentially, we expect to achieve a lower noise level and higher sensitivity at the receiver, what would certainly alleviate the optical power levels requirements at the optical transmitter, simplifying the implementation of machine and/or board level optical interconnection schemes. Specifically, noise measurement and simulation agreement demonstrated 1 dB decrease in noise figure, as shown in Fig.6. Simulations indicate that at the frequency of 2 GHz the average equivalent noise current for the first proposed topology is equal to $12 \text{ pA/Hz}^{1/2}$, being reduced to $9 \text{ pA/Hz}^{1/2}$ in the case of the second front-end topology. This novel configuration reduces the average noise at the expense of power consumption, increased circuit complexity and chip area which goes from 2.27 mm^2 up to about 4.49 mm^2 . It is believed that this trade-off can be satisfactory in high-performance applications.

Very similar results were expected for both circuits regarding bandwidth and microwave gain. Due to improved amplifier design both configurations were able to achieve much larger bandwidth, around 2.5 GHz, as demonstrated in Figs.3-4, almost an order of magnitude increase over Yu *et al.* (10). Fig.5 shows the channel extinction ratio, that is the difference in the output response between the on/off switch control voltages. Fig.6 shows the OFF/ON switching performance of FE1 for an 1 GHz input signal. Fig.7 shows the switching performance of FE1 for an 1 GHz input signal and an 8 MHz switch control signal. Fig.8 presents the switching performance of FE2 for an 1 GHz input signal and an 30 MHz switch control signal with a large duty cycle. Compared to the usual photodetector-filter arrangement, the configuration above offers an measured electronic switching time of the order of hundreds of picoseconds, a four-order of magnitude improvement compared to Taranenko *et al.* (7). Experimental results show longer switching times essentially due to the output AC coupling of the test set arrangement.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by FAPESP (São Paulo State Research Foundation) and University of Roma Tor Vergata. Thanks are to be devoted to the staff of the R&D Center of AMS (Alenia-Marconi Systems) in Rome for the carefully test carrier assembly.

REFERENCES

- (1) C.A. Brackett, "Dense Wavelength Division Multiplexing Networks: Principles and Applications", August 1990, IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 8, pp. 948-64.
- (2) I. R. Cooper and M. A. Bramhall, "ATM Passive Optical Networks and Integrated VDSL", March 2000, IEEE Commun. Mag., vol. 38, pp. 174-179.
- (3) T. Kurosaki *et al.*, "1.3/1.55 μm Full-Duplex WDM Optical Transceiver Modules for ATM-PON (PDS) Systems Using PLC-Hybrid-Integration and CMOS-IC Technologies", August 1999, IECE Trans. Commun., vol. E82-B, pp. 1199-1208.
- (4) N.R. Dono *et al.*, "A Wavelength Division Multiple Access Network for Computer Communications", August 1990, IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 8, pp. 983-94.
- (5) C.S. Li *et al.*, "POPSMAC: A Medium Access Protocol for Packet-Switched Passive Optical Networks Using WDMA", May/June 1993, J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 1066-1077.
- (6) R.C. Alferness *et al.*, "Broadly Tunable InGaAsP/InP Laser Based on a Vertical Coupler Filter with 57 nm Tuning Range", June 1992, Appl. Phys. Lett., vol. 60, pp. 3209-3211.
- (7) N.L. Taranenko *et al.*, "Fast Tunable Filter for Packet-Switched WDM Optical Network", September 1999, Proceedings of the European Conference on Optical Communications, ECOC'99, vol. 1, pp. 1-10 -11.
- (8) G.K. Chang *et al.*, "A Novel Electronically Switched Four-Channel Receiver Using InAlAs-InGaAs MSM-HEMT Technology for Wavelength-Division-Multiplexing Systems", May 1991, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, pp. 475-477.
- (9) F. Tong *et al.*, "A Four-Channel Monolithic Optical/Electronic Selector for Fast Packet-Switched WDMA Networks", January 1994, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 6, pp. 68-70.
- (10) S. Yu *et al.*, "A Monolithic Integrated 1 x 4 Switchable Photodiode Array with Preamplifier for Programmable Frequency Filters and Optical Interconnects", May 1997, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, pp. 675-677.

Fig. 1: First proposed configuration for integrated optoelectronic receiver (FE1).

Fig. 2: Second proposed configuration for the integrated optoelectronic receiver (FE2).

Fig.3. S21 frequency response (FE1 dashed line, FE2 continuous line)

Fig.4. Transimpedance gain (FE1 dashed line, FE2 continuous line).

Fig.5. Extinction ratio (FE1 dashed line, FE2 continuous line).

Fig.6. Noise figure measurements (boxed) and simulations (FE1 dashed line, FE2 continuous line).

Fig.7. Switching performance of FE1 for an 1 GHz input signal.

Fig.8. Switching performance of FE2 for an 1 GHz input signal.

X Simpósio Brasileiro
de Microondas
e Optoeletrônica

Recife

12 a 16 de agosto @ Mar Hotel

Microondas e Optoeletrônica: Evolução, Tendências e Perspectivas

PROMOÇÃO

Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica

REALIZAÇÃO

Grupo de Fotônica

Dep. de Eletrônica e Sistemas

Universidade Federal de Pernambuco

EDITORES

Eduardo Fontana

Antonio Jeronimo Belfort de Oliveira

Implementação Monolítica de *Front-End* Optoeletrônico para Redes ATM-PON Utilizando a Técnica WDM

S. K. Manfrin

CPDIA – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento de Informática e Automação
Praça da Orquideas, 44/52, CEP 06453-000, Barueri, São Paulo, Brasil

G. Orenco, F. Giannini

Departamento de Engenharia Eletrônica – Universidade de Roma “Tor Vergata”
Via Politecnico, 1, 00133, Roma, Itália

M. A. Romero

Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade de São Paulo
Av. Dr. Carlos Botelho, 1465, CEP 13560-970, São Carlos, São Paulo, Brasil

Resumo — Neste trabalho são investigadas duas configurações distintas de um receptor óptico para utilização em redes ATM PON, no sentido do *downstream*, baseadas na multiplexação em comprimento de onda (WDM). O objetivo é contornar a baixa velocidade de sintonia dos filtros ópticos, realizando a seleção de um canal desejado num intervalo de tempo da ordem de nanossegundos.

Palavras-chaves — receptor optoeletrônico, redes ATM PON, WDM, circuitos monolíticos de microondas.

I. INTRODUÇÃO

Devido à alta frequência da portadora óptica, a largura de banda de um sistema de comunicação óptica pode, em princípio, exceder alguns THz. Na prática, no entanto, tais sistemas estão geralmente restritos à taxas de transmissão até 10 Gbps, devido às limitações impostas pela dispersão da fibra, não linearidades e velocidade dos componentes eletrônicos.

A transmissão de múltiplos canais ópticos na mesma fibra possibilita um modo simples de se fazer melhor uso da capacidade de transmissão oferecida pelos sistemas ópticos [1]. Em particular, a técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*), envolve a transmissão de múltiplos canais na mesma fibra, onde cada canal está associado com uma portadora óptica independente. O sistema é projetado de tal maneira que as portadoras moduladas estejam suficientemente separadas, não ocorrendo superposição das mesmas no domínio da frequência. Finalmente, no receptor, os canais são demodulados, selecionando-se o canal desejado através do uso de filtros ópticos ou redes de difração.

Fig. 1: Rede WDM *broadcast-and-select*.

A Fig. 1 apresenta um exemplo de rede WDM baseada no uso da topologia em estrela (*broadcasting star*). Neste caso, cada canal é transmitido utilizando-se de uma única portadora óptica. A saída de todos os transmissores é então combinada num acoplador passivo, denominado *broadcast star*, e distribuído igualmente para todos os receptores. Deste modo, todos os canais estarão presentes nos receptores de todos os usuários, os quais farão a seleção do canal desejado através de algum esquema de sintonia. Tais redes são também denominadas como *broadcast-and-select* [1]-[2].

A implementação prática de tais sistemas requer o desenvolvimento de transmissores e receptores sintonizáveis. Em particular, em aplicações empregando redes comutadas a pacotes do tipo *broadcast-and-select*, tais como aquelas utilizadas no sentido do *downstream* em redes ATM PON (*Asynchronous Transfer Mode over a Passive Optical Network*) [3]-[4], a rápida sintonia é absolutamente crucial [5]-[6]. Devido à possibilidade de reutilização dos comprimentos de onda entre os diferentes nós que compõem a rede, a faixa de sintonia dos transmissores não precisa ser grande. Dispositivos já demonstrados na literatura [7] atendem adequadamente as necessidades das redes WDM.

Em contraste, as demandas de desempenho dos receptores são muito mais rigorosas. Cada receptor óptico deve ser capaz de cobrir toda a largura de banda de transmissão. Adicionalmente, o processo de sintonia entre dois canais arbitrários, deve ocorrer num intervalo de tempo menor que aquele necessário à transmissão de um único pacote de

M. A. Romero, muriloa@sel.eesc.sc.usp.br; Tel. + 55 16 273 9349, Fax + 55 16 273 9372

Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPESP.

informação. Esta última exigência [6] permite que o protocolo de acesso ao meio (MAC – *Media Access Protocol*), que controla o tráfego e a comutação dos pacotes de informação, tenha seu *overhead* minimizado.

Em redes WDM comutadas a circuito, a sintonia óptica no receptor é usualmente feita com filtros do tipo Fabry-Perot ou acusto-ópticos, que empregam algum tipo de realimentação para garantir que o filtro esteja realmente centrado no comprimento de onda desejado. Infelizmente, este processo de realimentação é lento, da ordem de microssegundos ou mais. Muito embora uma rede WDM HIPPI comutada a pacote específica tenha sido implementada com sucesso usando filtros ópticos [8], fica claro que a velocidade de sintonia destes dispositivos é muito baixa em comparação com o tempo necessário à transmissão de uma célula ATM à taxas de Gbps como na aplicação de interesse neste trabalho. Se H representa a latência de sintonia, então:

$$H = \frac{(\text{tempo de sintonia do receptor}) \cdot (\text{taxa de transmissão})}{\text{tamanho do pacote}} \quad (1)$$

considerando o tempo de sintonia dos filtros acusto-ópticos comerciais ($\approx 10 \mu s$) e o tamanho de uma célula ATM (≈ 500 bits) à taxa de 1 Gbps, resulta num H aproximadamente igual a 20. Embora o tempo de sintonia dos receptores vem sendo continuamente reduzido, a latência de sintonia ainda assim continua significativa devido ao aumento na taxa de transmissão [9].

Com o intuito de superar esta dificuldade, este trabalho rediscute uma topologia baseada na demultiplexação fixa, ou seja, sem sintonia óptica, e posterior seleção eletrônica. Uma nova configuração para o receptor é proposta objetivando-se evitar a alta perda de inserção observada em trabalhos anteriores [10]-[12]. Adicionalmente, pela primeira vez na literatura, o projeto busca operação acima de 1 Gbps.

II. CONFIGURAÇÕES IMPLEMENTADAS

A Fig. 2(a) apresenta, esquematicamente, a primeira configuração implementada do receptor optoeletrônico integrado (denominada FE1) e a Fig. 2(b) sua foto. Esta configuração é composta por um demultiplexador WDM fixo em frequência, um arranjo de fotodetetores, um arranjo de FETs atuando como chaves ON/OFF e um amplificador de transimpedância comum a todos os canais. O ajuste apropriado na tensão de controle nas portas dos FETs do circuito de chaveamento permite que somente um único canal WDM esteja presente no amplificador de saída. Os *front-ends* (circuitos delimitados pelas linhas tracejadas nas Figs. 2(a) e 3(a)) foram projetados utilizando-se o software HP-MDS e implementados utilizando-se da tecnologia MESFET em GaAs de $0,5 \mu m$ de comprimento de porta da *foundry* AMS (Alenia – Marconi Systems), Itália. Esta configuração emprega basicamente a mesma topologia daquela sugerida por Yu *et al.* [12], que tem uma alta perda de inserção devido o circuito de chaveamento passivo, aqui composto por três FETs de $300 \mu m$ de largura de porta conectados no modo série-paralelo-série.

Fig. 2(a): Circuito esquemático da primeira configuração do receptor optoeletrônico.

Fig. 2(b): Fotografia do circuito integrado implementado (FE1).

Como uma alternativa, este trabalho propõe uma nova configuração para o receptor optoeletrônico integrado, mostrada esquematicamente na Fig. 3(a) (denominada FE2) e sua foto na Fig. 3(b). Nesta configuração cada canal tem seu próprio pré-amplificador de transimpedância e circuito de chaveamento. Deste modo esperamos conseguir níveis de ruído menores e, portanto, maior sensibilidade do receptor, o que certamente contribui para diminuir a demanda de potência dos transmissores.

Fig. 3(a): Circuito esquemático da segunda configuração do receptor optoeletrônico.

Fig. 3(b): Fotografia do circuito integrado implementado (FE2).

Fig. 4: Topologia do front-end para chaveamento eletrônico de 16 canais.

Adicionalmente uma topologia 4 x 4 x 1 do seletor eletrônico está sendo pesquisada, utilizando-se dois estágios de seleção em cascata. A Fig. 4 apresenta o diagrama esquemático desta topologia. O primeiro estágio seleciona 4 dos 16 canais de entrada, o mesmo canal em cada um dos quatro seletores 4 x 1 pois todos compartilham o mesmo sinal de controle. Finalmente, no segundo estágio, é feita a seleção do canal desejado. Nesta topologia são utilizados cinco circuitos de seleção com oito sinais distintos de controle.

III. DESEMPENHO

Foram alcançados resultados experimentais muito semelhantes quanto à largura de banda e ganho direto para as duas configurações implementadas. Uma largura de banda muito superior àquelas descritas na literatura até então foi atingida, em torno de 2,5 GHz, conforme mostrado nas Figs. 5 e 6, quase uma ordem de grandeza em relação àquela de Yu *et al.* [10].

Fig. 5: Resposta em frequência das duas configurações: FE1 (linha tracejada) e FE2 (linha cheia).

Fig. 6: Ganho de transimpedância das duas configurações: FE1 (linha tracejada) e FE2 (linha cheia).

A Fig. 7 mostra o gráfico da razão de extinção, que é a diferença na resposta de saída entre um mesmo canal quando o circuito de chaveamento está no estado ON e OFF, com valores aproximadamente iguais a 50 e 70 dB para a primeira e a segunda configurações respectivamente, em torno de 2,5 GHz.

Fig. 7: Razão de extinção das duas configurações: FE1 (linha tracejada) e FE2 (linha cheia).

As medidas em relação ao ruído apresentaram boa concordância com as simulações efetuadas em torno da frequência de interesse, apresentando uma corrente de ruído medida, em 2,0 GHz, de 0,50 μA para a primeira configuração e de 0,34 μA para a segunda configuração. A Fig. 8 apresenta tanto os dados das simulações quanto alguns pontos obtidos experimentalmente, entre 0,5 e 5 GHz, para a densidade de corrente de ruído das duas configurações.

Fig. 8: Simulações da densidade de corrente de ruído das duas configurações: FE1 (linha tracejada) e FE2 (linha cheia); para cada configuração são mostrados os resultados experimentais entre 0,5 e 5 GHz.

Se comparado ao esquema usual de fotodeteção e filtragem, as duas configurações aqui propostas oferecem um tempo de sintonia medido da ordem de centenas de picosegundos, uma melhoria de quatro ordens de grandeza se comparado àquele de Taranenko *et al.* [8].

Fig. 9(a): Desempenho da configuração FE1 quanto ao chaveamento (base de tempo do osciloscópio em 20 ns/div).

Fig. 9(b): Desempenho da configuração FE1 quanto ao chaveamento (base de tempo do osciloscópio em 5 ns/div).

As Figs. 9(a) e (b) mostram o desempenho, quanto ao chaveamento, da primeira configuração implementada para um sinal de entrada de 1GHz e sinal de controle do circuito de chaveamento de 8 MHz, para duas bases de tempo do osciloscópio de 20 e 5 ns/divisão respectivamente.

Fig. 10(a): Desempenho da configuração FE2 quanto ao chaveamento (base de tempo do osciloscópio em 10 ns/div).

Fig. 10(b): Desempenho da configuração FE2 quanto ao chaveamento (base de tempo do osciloscópio em 2 ns/div).

As Figs. 10(a) e (b) mostram o desempenho, quanto ao chaveamento, da segunda configuração implementada para um sinal de entrada de 1GHz e sinal de controle do circuito de chaveamento de 30 MHz, para bases de tempo do osciloscópio de 10 e 2 ns/divisão respectivamente.

IV. CONCLUSÕES

Foram investigadas duas configurações distintas para um receptor optoeletrônico para utilização em redes comutadas a pacote que necessitem de chaveamento rápido. As duas configurações apresentaram desempenhos semelhantes quanto ao ganho e resposta em frequência. Nossa nova topologia fornece uma corrente de ruído de 0,34 μA contra os 0,50 μA da configuração mais usual, em 2,0 GHz; em contrapartida há um aumento na área do circuito integrado passando de 2,27 mm^2 para 4,45 mm^2 . Em aplicações que exijam alto desempenho tal compromisso parece ser adequado.

REFERÊNCIAS

- [1] C.A. Brackett, "Dense Wavelength Division Multiplexing Networks: Principles and Applications", August 1990, IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 8, pp. 948-64.
- [2] G.P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd edition, Wiley-Interscience, 1997.
- [3] I. R. Cooper and M. A. Bramhall, "ATM Passive Optical Networks and Integrated VDSL", March 2000, IEEE Commun. Mag., vol. 38, pp. 174-179.
- [4] T. Kurosaki *et al.*, "1.3/1.55 μm Full-Duplex WDM Optical Transceiver Modules for ATM-PON (PDS) Systems Using PLC-Hybrid-Integration and CMOS-IC Technologies", August 1999, IECE Trans. Commun., vol. E82-B, pp. 1199-1208.
- [5] N.R. Dono *et al.*, "A Wavelength Division Multiple Access Network for Computer Communications", August 1990, IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 8, pp. 983-94.
- [6] C.S. Li *et al.*, "POPSMAC: A Medium Access Protocol for Packet-Switched Passive Optical Networks Using WDMA", May/June 1993, J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 1066-1077.
- [7] R.C. Alfernes *et al.*, "Broadly Tunable InGaAsP/InP Laser Based on a Vertical Coupler Filter with 57 nm Tuning Range", June 1992, Appl. Phys. Lett., vol. 60, pp. 3209-3211.
- [8] N.L. Taranenko *et al.*, "Fast Tunable Filter for Packet-Switched WDM Optical Network", September 1999, Proceedings of the European Conference on Optical Communications, ECOC'99, vol. 1, pp. 1-10 -11.
- [9] J.C. Wu, "A Packet-Switched WDM Network Using Multi-Wavelength Selectivity", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'99, vol. 1, pp.469-473, 1999.
- [10] G.K., Chang *et al.*, "A Novel Electronically Switched Four-Channel Receiver Using InAlAs-InGaAs MSM-HEMT Technology for Wavelength-Division-Multiplexing Systems", May 1991, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, pp. 475-477.
- [11] F. Tong *et al.*, "A Four-Channel Monolithic Optical/Electronic Selector for Fast Packet-Switched WDMA Networks", January 1994, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 6, pp. 68-70.
- [12] S. Yu *et al.*, "A Monolithic Integrated 1 x 4 Switchable Photodiode Array with Preamplifier for Programmable Frequency Filters and Optical Interconnects", May 1997, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, pp. 675-677.

The 10th European Gallium Arsenide and other semiconductors Application Symposium Conference Proceedings

GAAS®2002

Monday 23rd - Tuesday 24th September 2002

GAAS 2002 is organised by CMP Electronics on behalf of the GAAS® Association

MICROWAVE ENGINEERING

**Microwave Engineering Europe
CMP Europe Ltd
City Reach
5 Greenwich View Place
Millharbour
London E14 9NN
Tel: +44 20 7861 6391 Fax: +44 20 7861 6251
email: eumw@cmp-europe.com
www.eumw.com www.mwee.com**

CMP

United Business Media

Fast Tuning Electronically Switched 16 x 1 Channel Receiver For Packet-Switched WDM Systems

S. K. Manfrin*, M. De Dominicis, G. Orenco, F. Giannini, M. A. Romero**

Department of Electronic Engineering, University of Rome "Tor Vergata", Via Politecnico 1, 00133, Rome, Italy, tel. +39 06 7259 7345, fax. 7343, e-mail: orengo@ing.uniroma2.it

* Centro de Pesquisa e Desenvolvimento de Informática e Automação - CPDIA, Praça das Orquídeas, 44/52, CEP 06453-000, Alphaville, Barueri, SP, Brazil, email: smanfrin@sel.eesc.sc.usp.br

** Department of Electrical Engineering, University of São Paulo, Av. Dr. Carlos Botelho, 1465, CEP 13560-970, São Carlos, SP, Brazil, e-mail: muriloa@sel.eesc.sc.usp.br

This paper revisits an optical receiver topology, for a wavelength division multiplexing (WDM) optical network at 2.5 Gbps bit rate, based on non-tunable wavelength demultiplexing and electronic switching. We demonstrate novel, monolithically integrated, four-channel optical receiver module composed of MESFET transimpedance amplifiers and switches that can be independently switched "on" or "off" electronically by a digital signal. The selector chips have also been reconfigured as a 16 channel selector array. Frequency and noise performance as well as switching speed and crosstalk between neighboring channels have been investigated.

INTRODUCTION

WDM networks require compact, low-cost wavelength selectors or tunable filters capable of covering a wide spectral range with a narrow bandwidth. Also, in a packet-switched environment, the channel reconfiguration time must be a fraction of the packet length, in order to assure a reasonable throughput. Further requirements of the tunable receiver include a large number of channels, polarization insensitivity, compactness, low loss, low crosstalk, low power consumption and low manufacturing cost. These requirements render various existing tunable filters inadequate for such networks.

With the goal of overcoming these difficulties, an alternative approach to tunable optical filters for the task of optical channel selection has been demonstrated to be an electronic front-end receiver which can be combined with an optical demultiplexer to select incoming wavelength channels by electronically switching of the detector array (1,2). The resolved optical channels are coupled to photodetectors and connected to a front-end amplifier via integrated electronic switches. Only one switch is activated at a given time so that only one photodetected signal can be amplified and the electronic channel selection can be performed in the range of a few nanoseconds.

A further consideration regards the number of input switches, that is equal to the number of input wavelength-division optical channels. Each additional MESFET switch, in fact, increases the capacitive loading to the selector/receiver and causes a degradation in system performance. However, electronic front-end selectors should be able to

resolve a large number of input WDM channels. To this aim, in this paper we assembled and tested a hybrid configuration (3) composed of cascaded 4x1 monolithic integrated front-ends to perform 16x1 channel selection. Frequency and noise performance as well as switching speed and crosstalk between adjacent channels have been investigated.

ELECTRONIC FRONT-END SELECTOR

Figure 1 shows a proposed circuit schematic of the electronic selector chip proposed in reference (2). Each one of the FET switch can be connected from the input side to the corresponding off-chip photodetector that can receive an individual wavelength channel. In order to avoid the high insertion loss observed in the above configuration a distinct 4x1 channel selector topology has been previously implemented by us (1). The circuit schematic is shown in Figure 2.

In the first circuit proposed four input MESFET switches share the same transimpedance amplifier. However, this configuration suffers from a high insertion loss due to its "passive" switching circuitry, which, in our case, it consists of three FETs of 300 μm gate width connected in series-shunt-series fashion. In the second case, Figure 2, each electronic channel has its own transimpedance preamplifier and FET switching circuit. The two receiver configurations have been demonstrated to achieve similar RF and switching performance (1) but different noise levels are expected. Input switches are, in fact, seen in series from the input noise current in the first circuit. Thus, they do not add to amplifier and photodiode noise current at low frequency. However, as the frequency increases, the shunt effect of parasitic capacitances increase its

noise contribution. For this reason, we expect the second topology to be more efficient in terms of receiver sensitivity, despite higher power consumption and chip area as it will be seen in the next section. Therefore it can be an adequate solution for those applications in which sensitivity is of primary interest. The design aims at operation at 2.5 Gbps.

Figure 1: First front-end configuration for a 4-channel electronic selector (FE1).

Figure 2: Second front-end configuration for a 4-channel electronic selector (FE2)

Next, a composite hybrid architecture implementing a 4x4x1 electronic selector has been realized cascading two switch stages. The schematic diagram is shown in Figure 3. The first stage switches select four channels among 16 input channels, the same channel in each 4x1 selector chip, which shares a common control. The second stage selects the input chip selector. Altogether, five chip selectors and eight control voltages have been used.

EXPERIMENTAL RESULTS

For testing purposes, each one of the two four channel MMIC front-ends was wire bonded on a two-channel test fixture. Two power supplies (V_g and V_{dd}) plus six high speed SMA connectors (two for I/O signals and four for the switch controls) were connected to the fixture. The bias voltages of the receiver were chosen as $V_{dd} = 6$ V, $V_g = -1$ V. Preliminary results comprising the microwave circuit performance and the switching capability for an 1 Gbps input signal have already been previously reported (1). The receiver showed a uniform 3-dB frequency response of 2.5 GHz. The transimpedance gain was 50 dBΩ. The output power level of the

isolated channels were at least 60 dB below the power level for the connected channels.

Here, the input equivalent noise current density has been measured on both chips and the results are shown in Figure 4. The second receiver configuration has demonstrated to reduce the average noise at high frequencies at the expense of power consumption, increased circuit complexity and chip area which goes from 2.27 mm² up to about 4.49 mm². It is believed that this trade-off can be satisfactory in high-performance applications.

The performance of the 16x1 channel selector realized with two switch stages has been also investigated. The overall 3-dB bandwidth and transimpedance gain has been measured to be in excess of 2 GHz and 60 dBΩ, respectively. The output response to input switching packets is shown in Figure 5. The switching speed both at the first and second stage switches has been measured for an input sinusoidal signal at 2.5 GHz and -5dBm electrical power, by driving control signals with a pulse generator. Using 1-ns rise and fall time, the channel reconfiguration times are found to be around 2 ns for both stages. The switching speed of the channel selection can be faster than 1 ns, and it is mainly limited in this case by the supplied switching power. This switching speed capability is an attractive feature for optical interconnections in supercomputer systems as well as ATM-PON applications (4),(5).

Finally, in order to investigate the electrical crosstalk between neighboring channels connected to the same amplifier we measured the response of one channel at a frequency of 2.5 GHz while a second asynchronous input signal of 0 dBm at 1 GHz is incident on an adjacent switched-off channel. The first channel was biased alternately between the "off" and "on" states through the control switch. There is no distinguishable degradation in the output response observed compared to the results with just one optical input. That is, the sensitivity penalty from the adjacent switched-off channel is below 0.1 dB.

CONCLUSIONS

In conclusion, we have demonstrated two configurations for a monolithically integrated and electronically switched four-detector receiver array, which is capable of random access selection of a single channel for fast packet-switched WDM networking applications. This receiver has a -3 dB bandwidth of 2.5 GHz with a transimpedance gain of 50 dBΩ. The switching speed of the channel selection in this multichannel receiver is, in general, faster than 1 ns. We have also characterized a 16-channel GaAs amplifier/selector chip obtained with an hybrid configuration of cascaded four-channel chips. This could provide low-cost reliable tunable receivers for optical 4-to-16 channel selection and detection.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by FAPESP (São Paulo State Research Foundation) and University of Roma Tor Vergata. The authors would like to acknowledge Prof. M. Cirillo for the mask processing, the Mechanical Lab. of the University of Roma 2 for the test fixture fabrication, and the R&D Center of AMS (Alenia-Marconi Systems) of Rome for the careful test fixture assembly.

REFERENCES

- (1) S. K. Manfrin, G. Orenco, F. Giannini and M. A. Romero, "High Tuning Speed Optical Receiver Front-End for Packet-Switched WDM Networks," *Europ. GAAS 2001*, pp. 611-614, London, September 2001.
- (2) G.K., Chang *et al.*, "A Novel Electronically Switched Four-Channel Receiver Using InAlAs-InGaAs MSM-HEMT Technology for Wavelength-Division-Multiplexing Systems", May 1991, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, pp. 475-477.
- (3) F. Tong *et al.*, "Characterization of a 16-Channel Optical/Electronic Selector for Fast Packet-Switched WDM Networks", August 1994, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 971-974.
- (4) I. R. Cooper and M. A. Bramhall, "ATM Passive Optical Networks and Integrated VDSL", March 2000, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, pp. 174-179.
- (5) T. Kurosaki *et al.*, "1.3/1.55 μm Full-Duplex WDM Optical Transceiver Modules for ATM-PON (PDS) Systems Using PLC-Hybrid-Integration and CMOS-IC Technologies", August 1999, *IECE Trans. Commun.*, vol. E82-B, pp. 1199-1208.

Figure 3: Front-end architecture for a 16-channel electronic selector.

Figure 4: Equivalent noise current measurements for FE1 and FE2 chip selectors.

Figure 5: Output response of the 16-channel selector to input switched packets at 2.5 GHz.