

Universidade de Aveiro



Tese de Mestrado

em

Engenharia Electrónica e Telecomunicações

Tema:

Análise de Sistemas Ópticos Coerentes FSK e

Estudo de Receptores Ópticos de Elevado Desempenho

Autoria: Eng^o Carlos Júlio Ferreira Lourenço

Orientação: Prof. Dr. José Rodrigues Ferreira da Rocha

Índice

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 CONTEXTO	1
1.2 ESTRUTURA DA TESE	3
2 SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES	5
2.1 INTRODUÇÃO	5
2.2 VANTAGENS RELATIVAS	6
2.3 MÉTODOS DE MODULAÇÃO	6
2.4 RECEPTORES COERENTES	8
2.5 LASERS	9
2.5.1 <i>Requisitos na Largura Espectral dos Lasers</i>	10
2.6 PENALIDADES NOS SISTEMAS	10
2.6.1 <i>Penalidades Dependentes da Modulação</i>	10
2.6.2 <i>Penalidades Independentes da Modulação</i>	11
2.7 MANIPULAÇÃO DA POLARIZAÇÃO	11
2.7.1 <i>Método de Controlo da Polarização</i>	12
2.7.2 <i>Método de Diversidade da Polarização</i>	13
2.7.3 <i>Método de Comutação da Polarização por Indução dos Dados</i>	14
2.7.4 <i>Método de Baralhamento da Polarização</i>	14
2.8 RESUMO	14
3 ANÁLISE DE SISTEMAS ÓPTICOS FSK HETERODINOS	15
3.1 INTRODUÇÃO	15
3.2 MODELIZAÇÃO DO RECEPTOR	15
3.3 ANÁLISE DE SINAL	18
3.4 ANÁLISE DE RUÍDO	19
3.5 PROBABILIDADES DE ERRO	20
3.6 NÍVEL DE DECISÃO	21
3.7 TAXA DE ERROS EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DO SINAL	22
3.8 DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO	22
3.9 SINTONIA DO ANDAR DE ENTRADA	25
3.10 SENSIBILIDADE DOS PARÂMETROS	25
3.11 RESUMO	26
4 RECEPTORES ÓPTICOS BALANCEADOS E SINTONIZADOS	27
4.1 INTRODUÇÃO	27
4.2 RECEPTORES BALANCEADOS	28
4.2.1 <i>Princípio dos Receptores Balanceados</i>	28
4.2.2 <i>Supressão das Fontes de Ruído de Intensidade</i>	29
4.2.3 <i>Critérios de Projecto</i>	35
4.3 RECEPTORES SINTONIZADOS	38
4.3.1 <i>Modelização do 'Front-End'</i>	38
4.3.1.1 <i>Sem Sintonia</i>	39
4.3.1.2 <i>Sintonia Paralela</i>	40
4.3.1.3 <i>Sintonia Série</i>	41
4.3.1.4 <i>Sintonia por Transformador</i>	42
4.4 PROJECTO DE UM RECEPTOR SINTONIZADO	44
4.4.1 <i>Considerações Práticas</i>	44
4.4.1.1 <i>Escolha da Configuração de Sintonia</i>	44
4.4.1.2 <i>Escolha da Frequência Intermédia</i>	44
4.4.1.3 <i>Largura de Banda da Frequência Intermédia</i>	45
4.4.2 <i>Pré-Amplificador</i>	46
4.4.2.1 <i>Análise da Estabilidade</i>	49
4.4.3 <i>Malha de Sintonia</i>	51
4.4.4 <i>Simulações</i>	52
4.4.4.1 <i>Sem Sintonia</i>	54

4.4.4.2 Sintonia por Transformador	56
4.4.4.2.1 Análise variacional.....	57
4.4.4.3 Sintonia Série	58
4.4.4.3.1 Análise variacional.....	59
4.4.4.4 Sintonia Paralela.....	60
4.4.4.4.1 Análise variacional.....	61
4.5 RESUMO	62
5 ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA DO PROJECTO COERENTE	63
5.1 INTRODUÇÃO	63
5.2 ARQUITECTURA DO SISTEMA	63
5.3 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA	64
5.4 SIMULAÇÃO DO DESEMPENHO	66
5.4.1 Sensibilidade aos Parâmetros	70
5.5 RESUMO	75
6 IMPLEMENTAÇÃO DO RECEPTOR ÓPTICO	76
6.1 INTRODUÇÃO	76
6.2 MODELIZAÇÃO E DIMENSIONAMENTO.....	76
6.3 SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO	80
6.4 RESULTADOS PRÁTICOS	87
6.5 RESUMO	93
7. CONCLUSÕES	94
APÊNDICE-A1: FUNÇÃO DE AUTOCORRELAÇÃO DA TENSÃO DE FI.....	96
APÊNDICE-A2: AVALIAÇÃO DA TENSÃO DO SINAL	97
APÊNDICE-A3: DENSIDADES ESPECTRAIS DA POTÊNCIA DO RUÍDO	101
A3.1 Densidade espectral do ruído $n \times n$	101
A3.2 Densidade espectral do ruído $s \times n$	101
APÊNDICE-A4: IMPACTO DA F_{FI} E LB_{FI} NAS POTÊNCIAS DE RUÍDO	103
APÊNDICE-A5: SIMULAÇÕES DA SINTONIA E DO FET	105
A5.1 Simulação das Malhas de Sintonia.....	105
A5.2 Simulação do Ruído	111
A5.3 Extracção do Modelo do FET.....	113
A5.4 Estabilização do FET.....	117
APÊNDICE-A6: SIMULAÇÃO DO ‘FRONT-END’ ÓPTICO	119
APÊNDICE-A7: ROTINA P/ SIMULAÇÃO DA P_E	124
APÊNDICE-A8: LAYOUT DO ‘FRONT-END’ E MONTAGEM DE TESTE.....	126
REFERÊNCIAS	127

Acrónimos

•	AM	Amplitude Modulada
•	AO	Amplificador Óptico
•	ASK	<i>"Amplitude Shift Keying"</i>
•	BER	<i>"Bit Error Rate"</i>
•	CAF	Controlo Automática da Frequência
•	CAG	Controlo Automático de Ganho
•	CATV	Televisão por Cabo
•	CMC	Coerente Multi-Canal
•	CPFSK	<i>"Continuous Phase Frequency Shift Keying"</i>
•	CPID	Comutação da Polarização por Indução dos Dados
•	DBR	<i>"Distributed Bragg Reflector"</i>
•	DFB	<i>"Distributed Feedback Laser"</i>
•	DFDA	Diversidade de Fase de Duplo Andar
•	DPSK	<i>"Differential Phase Shift Keying"</i>
•	DS	<i>"Dispersion Shifted Fiber"</i>
•	EAF	Estabilização Absoluta da Frequência
•	ECSL	<i>"External Cavity Semiconductor Laser"</i>
•	EDFA	<i>"Erbium Doped Fiber Amplifier"</i>
•	EDP	Estado da Polarização
•	FET	<i>"Field Effect Transistor"</i>
•	FI	Frequência Intermédia
•	FM	Frequência Modulada
•	FP	Fabry Perot
•	FPA	<i>"Fabry Perot Amplifier"</i>
•	FSK	<i>"Frequency Shift Keying"</i>
•	FTTH	<i>"Fiber To The Home"</i>
•	FTTT	<i>"Fiber To The Terminal"</i>
•	FWHM	<i>"Full Width Half Maximum"</i>
•	HDWDM	<i>"High Density Wavelength Division Multiplex"</i>
•	IM/DD	<i>"Intensity Modulation / Direct Detection"</i>
•	LAN	<i>"Local Area Network"</i>
•	LLE	Largura da Linha Espectral
•	MDFO	Multiplexagem por Divisão na Frequência Óptica
•	MQW	<i>"Multi Quantum Well"</i>
•	MSK	<i>"Minimum Shift Keying"</i>
•	NRZ	<i>"Non-Return to Zero"</i>
•	OL	Oscilador Local
•	OTDM	<i>"Optical Time Division Multiplex"</i>
•	PCM	<i>"Pulse Code Modulation"</i>
•	PLL	<i>"Phase-Locked Loop"</i>
•	PSK	<i>"Phase Shift Keying"</i>
•	QAM	<i>"Quadrature Amplitude Modulation"</i>
•	RDIS	Rede Digital de Integração de Serviços
•	RF	Rádio Frequência
•	RFA	<i>"Raman Fiber Amplifier"</i>
•	RIN	<i>"Relative Intensity Noise"</i>
•	ROP	Rede Óptica Passiva
•	SLA	<i>"Semiconductor Laser Amplifier"</i>
•	TDM	<i>"Time Division Multiplex"</i>
•	TTG	<i>"Tunable Twin Guide"</i>
•	TWA	<i>"Travelling-Wave Amplifier"</i>
•	WAN	<i>"Wide Area Network"</i>
•	WDFSK	<i>"Wide Band Frequency Shift Keying"</i>
•	WDM	<i>"Wavelength Division Multiplex"</i>

1 Introdução

1.1 Contexto

O objectivo principal deste trabalho consistiu no projecto de um sistema de transmissão coerente de banda larga por fibra óptica, assim como na implementação de um protótipo para o respectivo receptor óptico. Estes sistemas coerentes possuem significativas diferenças relativamente aos sistemas ópticos tradicionais de detecção directa.

Por esse motivo o nome do projecto no qual parte deste trabalho se enquadrou é conhecido por Coerente, sendo de cariz inteiramente nacional e apoiado pela Junta Nacional de Investigação Científica ao abrigo do Programa Mobilizador da Ciência e Tecnologia, tendo a participação da Universidade de Aveiro, da Marconi e da Universidade de Coimbra.

É importante referir que, anteriormente a este Projecto, o grau de conhecimento e experimentação nacional neste tipo de sistemas carecia de algum aprofundamento, donde por inerência um dos objectivos consistiu na formação avançada de recursos humanos com a preparação adequada à concepção e implementação de uma estrutura de telecomunicações de banda larga incorporando tecnologia competitiva e possibilitando o desenvolvimento e disseminação em Portugal dos conhecimentos nesta área da engenharia. Os conhecimentos entretanto adquiridos permitirão também viabilizar no futuro a participação portuguesa em projectos internacionais nesta área de acelerado desenvolvimento tecnológico.

Este trabalho contribui com um estudo a nível de sistema e com o projecto cuidadoso do receptor óptico, designado vulgarmente por '*front-end*' óptico, o qual apresenta a novidade de ser simultaneamente balanceado e sintonizado. Assim a contribuição desta tese consiste sobretudo no projecto e arquitectura do sistema, seu dimensionamento global em termos dos parâmetros técnicos e operacionais, assim como também no projecto e implementação do '*front-end*' óptico. Este será aqui apresentado com grande detalhe pois é um bloco de primordial importância para se conseguir alcançar um sistema com elevado desempenho, sendo particularmente crítico num sistema coerente. O projecto do '*front-end*' reveste-se de particular dificuldade pelas suas características, nomeadamente por oferecer uma considerável largura de banda e simultaneamente garantir a minimização do ruído e a maximização do ganho de transimpedância.

O facto da tecnologia para os sistemas coerentes ser relativamente recente constituiu um importante desafio, na medida em que se pretendeu demonstrar que, com recursos algo limitados, era possível implementar um sistema de comunicação óptico coerente utilizando-se exclusivamente componentes comercialmente disponíveis.

Espera-se que esta tecnologia possa vir a ter uma utilização gradual em determinadas redes de telecomunicações, nomeadamente na interligação das principais centrais de comutação de tráfego, nas redes de distribuição multi-canal de banda larga, em sofisticadas redes de computadores, e provavelmente também nas ligações submarinas costeiras conhecidas por '*festoons*'.

Neste contexto é interessante referenciar que na última conferência internacional sobre comunicações ópticas submarinas, a Sub-Optic'93, foram anunciados os planos de diversos operadores de telecomunicações, a nível mundial, de proceder à implementação de ligações submarinas costeiras com comprimentos tipicamente até 300 Km para cada segmento e nos quais não é desejável ter repetidores ópticos submersos por questões económicas e de fiabilidade. É o caso da nossa península ibérica onde se estuda actualmente a possibilidade de

implementar sistemas submarinos entre diversos pontos da costa portuguesa e espanhola, ladeando por completo a península e oferecendo uma alternativa atraente para o encaminhamento do tráfego. Os sistemas ópticos coerentes são uma opção para este tipo de redes de telecomunicações porque, embora sejam mais complexos, oferecem importantes vantagens.

As principais motivações para se implementarem sistemas coerentes são:

- A característica mais importante é a sua muito superior capacidade de suporte multi-canal. Actualmente apenas cerca de 0.2% da capacidade da fibra óptica é efectivamente explorada. As comunicações ópticas coerentes têm o potencial de poderem vir a usar eficientemente a capacidade da fibra, pois um grande número de portadoras pode ser multiplexada no domínio da frequência óptica. Isto abre perspectivas inimagináveis em termos de impacto nas redes de telecomunicações, pois utilizando-se uma única fibra óptica pode-se ter uma capacidade de transmissão fantástica.
- Capacidade de sintonizar facilmente cada portadora óptica, ao longo de uma certa gama de operação. Esta soberba característica de selectividade é importante para as redes multi-canal, conferindo-lhes uma grande versatilidade de operação.
- Possibilidade de efectuar a equalização eléctrica para compensar os efeitos da dispersão cromática na fibra óptica, permitindo assim a utilização de fibra dispersiva normal em aplicações de mais longa distância. Este facto é especialmente importante para sistemas de alto débito e também caso se pretenda re-utilizar a infraestrutura de fibra óptica predominantemente instalada.
- A superior sensibilidade dos receptores ópticos coerentes, comparativamente aos receptores convencionais sem pré-amplificação óptica.

Indubitavelmente que no futuro será sobretudo a superior característica multi-canal dos sistemas coerentes que poderá traduzir-se numa real vantagem competitiva sobre os sistemas convencionais, pois oferecem uma mais fácil capacidade de actualização permitindo o aumento da capacidade de transmissão de uma forma muito mais simples e modular, sem necessidade de instalação de novos cabos de fibra no terreno. Será necessário simplesmente acrescentar novos canais em frequências livres do espectro óptico, à semelhança do que acontece hoje em dia no espectro de rádio frequência mas com a diferença fundamental de que a largura de banda disponibilizada pela fibra óptica é incomensuravelmente maior. Os sistemas convencionais também permitem multiplexagem no comprimento de onda mas de uma forma mais limitada e também com algumas dificuldades técnicas de implementação prática numa configuração robusta e a custos aceitáveis.

Torna-se assim visível que os sistemas coerentes multi-canal, podendo aumentar a capacidade numa forma modular e mais económica sem necessidade de instalação de novos cabos de fibra óptica, poderão permitir ao operador de telecomunicações uma acrescida rentabilidade, facilitando-lhe também o planeamento da rede que poderá assim ser realizado com objectivos de mais curto-prazo. Isto reduzirá o risco do investimento e possibilitará respostas mais rápidas às necessidades de cada momento. Este é um aspecto a considerar seriamente num mundo em que a liberalização progressiva das telecomunicações tende a tornar cada vez mais intensiva a competição entre os diferentes operadores.

Este facto poderá também ter implicações importantes não só nos aspectos de tarifação, como também facilitará a introdução de novos serviços e aplicações de banda larga. Efectivamente, prevê-se que os serviços emergentes de banda larga do tipo multimédia possam vir a ser um verdadeiro motor impulsionando o desenvolvimento das futuras redes de telecomunicações mundiais no sentido de uma maior capacidade, flexibilidade, e rentabilidade.

1.2 Estrutura da Tese

Tendo em consideração o contexto anteriormente mencionado, os objectivos desta tese são os seguintes:

- Realizar um estudo teórico aprofundado sobre sistemas ópticos coerentes FSK, incluindo técnicas de diversidade de polarização, de balanceamento e de sintonia. Esta formulação permitiu simular o desempenho do sistema do Projecto Coerente;
- Realizar uma investigação teórica detalhada sobre o ruído térmico dos receptores, assim como das características do ruído quântico originado pelo laser oscilador local; e
- Realizar teórica e experimentalmente um estudo sobre um *'front-end'* óptico com uma configuração simultaneamente balanceada e sintonizada, o qual apresentando características muito atractivas em termos de ruído, ganho, e resposta em frequência, permite ao receptor óptico alcançar uma elevada sensibilidade.

A tese está organizada da seguinte forma:

No **Capítulo 2** são genericamente apresentados os principais aspectos a considerar no projecto de um sistema óptico coerente, suas vantagens e desvantagens, quais os requisitos, compromissos e respectivo impacto no desempenho do sistema, assim como as principais opções tecnológicas a considerar. Abordam-se diferentes métodos de modulação, vários tipos de receptores ópticos coerentes, os lasers e respectivos requisitos, os métodos de manipulação do estado de polarização óptica, e as principais origens das penalidades neste tipo de sistemas.

No **Capítulo 3** é apresentado um modelo teórico para sistemas FSK, podendo ser também facilmente aplicável a sistemas ASK, os quais são particularmente pertinentes para aplicação em sistemas de comunicação coerentes que utilizem lasers com larguras espectrais apreciáveis. É realizada a análise de sinal, análise de ruído, determinação da probabilidade de erro, cálculo do valor óptimo para o limiar de decisão, análise do comportamento da taxa de erros em função da potência do sinal, estudo do impacto da diversidade de polarização e da sintonia do andar de entrada no desempenho do receptor, e também um estudo sobre a sensibilidade do receptor face à variação de diversos parâmetros. O receptor óptico aqui modelizado utiliza detecção quadrática e filtragem de pós-deteção. Em consequência deste processo de detecção e da utilização de filtro único na frequência intermédia, um dos aspectos mais importantes da teoria é considerar estatísticas de ruído significativamente diferentes associadas à recepção dos símbolos "1" e "0".

O **Capítulo 4** é dedicado à investigação teórica das características de receptores ópticos balanceados e de técnicas de sintonia capazes de diminuir eficientemente o ruído térmico e aumentar a sua resposta em frequência. Demonstra-se, nomeadamente, que o balanceamento é útil para suprimir o ruído de excesso de intensidade do laser oscilador local e para aproveitar convenientemente a totalidade da potência óptica disponível. Estabelecem-se também as bases e os critérios de projecto para receptores ópticos balanceados, sendo introduzido um novo coeficiente equivalente de cancelação do ruído de excesso de intensidade. São apresentados os

modelos teóricos para vários métodos de sintonia de receptores ópticos, de forma a permitir realizar uma escolha criteriosa do tipo de sintonia mais adequado. Assim, são fornecidas as ferramentas analíticas apropriadas ao dimensionamento de malhas de sintonia série, paralelo e do equivalente de transformador, as quais apresentam características e aplicabilidade distintas. Discutem-se ainda diversas considerações úteis para o projecto de sistemas ópticos coerentes, nomeadamente os aspectos relativos à escolha da frequência nominal e da largura de banda dos filtros de frequência intermédia.

Através de exemplos concretos, apresenta-se uma metodologia adequada ao projecto de receptores ópticos sintonizados e balanceados. Descreve-se uma técnica de modelização dos elementos activos do pré-amplificador óptico, dando-se algumas indicações relativas a técnicas de estabilização em frequência. São ainda realizadas diversas simulações para todos os tipos de sintonia estudados, explicitando claramente as respectivas vantagens e inconvenientes de forma a demonstrar a aplicabilidade de cada uma delas.

No **Capítulo 5** é apresentada a arquitectura do sistema idealizado para o Projecto Coerente, realizando-se a sua especificação em termos de sistema e o dimensionamento de diversos parâmetros de operação fundamentais. Com base na análise teórica apresentada no capítulo anterior, são também apresentados os resultados das simulações efectuadas para o sistema, providenciando um conjunto de informação extremamente valiosa acerca da previsão do seu desempenho e da sua sensibilidade a diversos parâmetros de projecto.

No **Capítulo 6** é apresentado um caso concreto de implementação prática de um *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado, de elevado desempenho, realizado no âmbito do Projecto Coerente. Destacam-se os rigorosos procedimentos da componente de simulação, de forma a optimizá-lo segundo as características de desempenho pretendidas, tendo em consideração diversos pormenores por vezes algo negligenciados. Os modelos utilizados são aqui bastante refinados, de forma a tornar credível o processo de optimização. É apresentada a arquitectura idealizada para a simulação, assim como os resultados alcançados nas exaustivas simulações efectuadas. O *layout* do protótipo, inclusivé, é aqui revelado.

São também apresentados os principais resultados obtidos experimentalmente com o protótipo do *'front-end'* óptico, discutindo-se detalhadamente a metodologia de ensaio utilizada e realizando-se uma análise crítica sobre o desempenho alcançado.

Por fim, no **Capítulo 7** são apresentadas as conclusões alcançadas no âmbito deste trabalho, salientando-se os seus aspectos mais relevantes e principais contribuições.

Os vários Apêndices complementam os estudos realizados nos vários capítulos, servindo como referência documental básica relativamente à parte essencial do trabalho experimental desenvolvido.

2 Sistemas Ópticos Coerentes

2.1 Introdução

Antes da introdução das comunicações coerentes, e apesar dos rápidos avanços da tecnologia óptica ao longo da última década, o princípio de funcionamento básico dos sistemas de comunicação ópticos permaneceu essencialmente inalterado.

Ainda recentemente as comunicações ópticas coerentes eram tratadas como um assunto algo isotérico, estudado apenas em alguns laboratórios. Contudo, ao longo dos últimos anos, a sua importância a nível mundial cresceu significativamente, originalmente pela sua superior sensibilidade e posteriormente devido à sua excelente capacidade multicanal. Esta actividade, relativamente recente, surgiu sobretudo na sequência dos bons resultados alcançados em termos de ganho real na sensibilidade dos receptores, o que se afigurava especialmente importante para os sistemas de transmissão sem repetidores, comparativamente aos sistemas ópticos convencionais.

Os sistemas coerentes foram inicialmente desenvolvidos para se obterem melhores sensibilidades na recepção, notavelmente próximas do limite quântico para vários formatos de modulação. Apesar da introdução dos amplificadores de fibra dopada de érbio, utilizados nomeadamente como pós- e pré-amplificadores ópticos, ter permitido aos sistemas de detecção directa alcançar praticamente os mesmos resultados que os sistemas coerentes, em termos de sensibilidade, a possibilidade de utilização das técnicas coerentes multicanal em redes com acesso multiplexado em frequência continua tremendamente atractiva.

Aqui emprega-se o termo coerente para designar uma técnica que efectue a mistura não-linear entre dois sinais ópticos, conforme exemplificado na Figura-2.1.

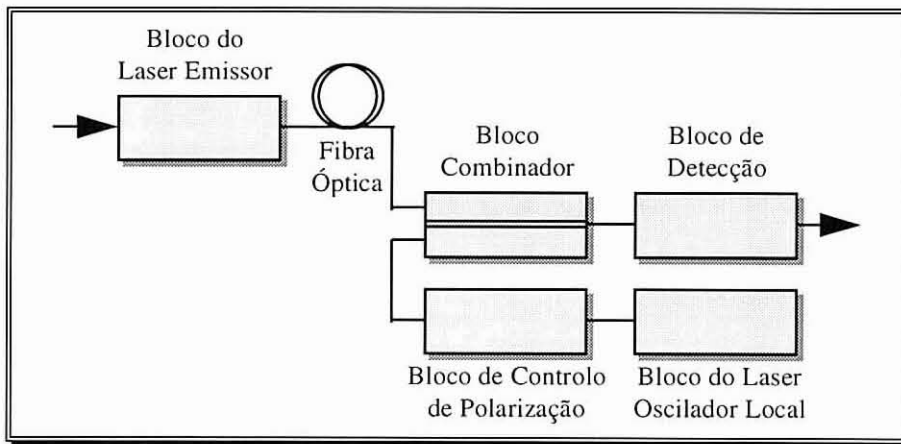


Figura-2.1: Diagrama de blocos de um sistema com detecção coerente

Um dos sinais é proveniente do laser emissor e transporta a informação, ao passo que o outro sinal é originário do laser oscilador local (OL). A sinal eléctrico à saída do bloco de detecção, resultante do batimento dos dois sinais ópticos, é uma réplica exacta do sinal de informação transladado da frequência óptica para a banda de rádio frequência (RF). Este tipo de receptor é conhecido por *heterodino*, pois o seu funcionamento é o equivalente óptico aos receptores super-heterodinos existentes em rádio.

Quando as frequências ópticas do sinal de informação e do OL coincidem, então o processo de detecção é chamado *homodino* e a informação é transladada directamente para banda base, tal como acontece nos sistemas de detecção directa.

Com detecção coerente pode-se aumentar arbitrariamente a potência do sinal recebido, aumentando-se a potência do OL, permitindo contornar o problema do ruído térmico gerado no 'front-end' do receptor, que é o grande factor limitativo no desempenho dos sistemas de detecção directa. Se a potência do OL for suficientemente grande, o factor limitativo nos receptores homodino e heterodino é representado pelo ruído quântico que afecta a fotocorrente detectada. Dado que este ruído aumenta à medida que a potência do OL também aumenta, então atinge-se uma situação em que a relação sinal ruído é assintótica, ou seja, a sensibilidade é limitada pelo ruído quântico.

Num receptor heterodino é necessário ainda realizar a desmodulação eléctrica de forma a obter o sinal de banda base, a partir do qual é possível recuperar a informação transmitida. Esta desmodulação eléctrica pode ser síncrona, utilizando uma PLL electrónica, ou assíncrona, utilizando por exemplo um dispositivo de lei quadrática.

O objectivo deste capítulo é de apresentar sucintamente alguns dos principais aspectos a ter em consideração no projecto dum sistema óptico coerente, suas vantagens e desvantagens, dificuldades e soluções, compromissos e impacto no desempenho, focando simultaneamente as principais opções tecnológicas relativas à sua implementação prática.

2.2 Vantagens Relativas

Sucintamente, as principais vantagens que a detecção coerente oferece comparativamente à técnica Modulação de Intensidade / Detecção Directa (IM/DD) convencional são as seguintes:

- Superior sensibilidade do receptor, tipicamente 10~20 dB (sem pré-amplificação)
- Possibilidade de se usar formatos de modulação alternativos, tais como FSK e PSK
- Muito superior selectividade em frequência com possibilidade de sintonia

Efectivamente as principais motivações para o uso de técnicas coerentes são a sua melhor sensibilidade e, principalmente, a sua excepcional selectividade traduzível numa mais fácil actualização e aumento de capacidade, características estas que são de primordial importância nos futuros sistemas multi-canal. A maior vantagem dos sistemas IM/DD, comparativamente aos coerentes, é a sua simplicidade e mais baixo custo. A Tabela-2.1 resume as principais vantagens/desvantagens dos sistemas de detecção coerente comparativamente aos sistemas de detecção directa [LOUR92].

SISTEMA	VANTAGENS	DESVANTAGENS
Detecção DIRECTA	<ul style="list-style-type: none"> • Existência de tecnologia madura e mais barata 	<ul style="list-style-type: none"> • Evolução de TDM/OTDM muito inflexível • Amplificadores ópticos requerem filtro para o ruído óptico • Equalização óptica e pré-chirping difícil de controlar em ambientes práticos reais
Detecção COERENTE	<ul style="list-style-type: none"> • Principalmente superior selectividade • Evolução de OFDM muito flexível • Apenas pequenos problemas de dispersão, sendo possível efectuar equalização eléctrica • Amplificadores ópticos podem operar sem filtro para o ruído óptico 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexidade

Tabela-2.1: Comparação entre sistemas de detecção directa e coerentes

2.3 Métodos de Modulação

Como em sistemas de RF se conseguem implementar osciladores locais com uma estabilidade e pureza muito elevada (tipicamente ~1 Hz), aí a escolha do método de modulação a utilizar raramente é influenciada pelo oscilador em si. No entanto, para sistemas ópticos a situação já não é idêntica.

Em princípio, todos os métodos de modulação desenvolvidos para as técnicas de RF podem ser usadas também para os sistemas de transmissão óptica coerente. Contudo, métodos de modulação de fase requerem uma muito elevada pureza espectral dos lasers emissor e OL. Actualmente isto pode ser obtido acoplando os lasers com cavidades externas as quais conduzem geralmente a restrições na gama de sintonia. Trata-se assim de uma situação de compromisso.

O uso do formato de modulação FSK com grande desvio de frequência (WDFSK) reduz consideravelmente os requisitos em termos de largura de linha espectral (*'linewidth'*) das fontes ópticas e conduz a uma implementação do sistema mais simples.

No formato FSK a informação é transduzida por comutação da frequência do laser entre dois valores diferentes. Afigura-se possível tornar este método de modulação insensível aos efeitos do ruído de fase, dado que as duas frequências distintas podem ser separadas o suficiente e a intermodulação devida às flutuações do ruído de fase pode ser minimizada.

A detecção FSK heterodina é 6 dB inferior ao limite quântico, considerando-se que o ruído de fase pode ser negligenciado. No entanto, a sensibilidade da recepção pode ser ainda aumentada teoricamente de 3 dB, 5 dB e 6 dB, usando-se sistemas PCM-FSK multi-nível de 4-níveis, 8-níveis e 16-níveis, respectivamente [OKOS88].

O formato CPFSK (FSK de fase contínua) é atractivo porque possui diversas vantagens [KAZO89], tais como:

- O processo de modulação consiste na simples modulação directa dos lasers, tal como em FSK.
- Facilidade na desmodulação no receptor, tal como no receptor FSK.
- Para um pequeno índice de modulação apresenta uma largura de banda da frequência intermédia (FI) mais estreita.

Em resumo, a modulação CPFSK ocupa uma menor largura de banda óptica do que a FSK e não necessita de componentes ópticos tão exigentes como para o caso da PSK ou DPSK, embora dependa em larga medida das características de modulação em frequência dos lasers. Trata-se assim de um esquema promissor, dado que já existem lasers semicondutores com uma larga e uniforme resposta FM e com uma largura da linha espectral suficientemente estreita. O formato CPFSK faculta o mesmo desempenho que o formato DPSK, ou seja, é 3 dB melhor que o FSK.

Outros formatos avançados, tais como PSK e DPSK, têm vindo também a despertar um crescente interesse para os sistemas coerentes, pois comparativamente aos sistemas WDFSK oferecem uma superior sensibilidade (teoricamente 3 dB) e ocupam uma menor largura de banda óptica, permitindo assim um menor espaçamento entre canais [CHEN90]. O formato PSK é mais flexível para as mais altas taxas de transmissão, até alguns Gbit/s, limitada pela largura de banda da FI do misturador na versão heterodina. Com o formato PSK a sensibilidade da recepção não pode ser aumentada pelo uso de sinais multi-nível mas, no entanto, a largura de banda requerida pode ser ainda reduzida.

Resumindo, os formatos PSK/DPSK são técnicas bastante promissoras no futuro, apresentando as seguintes vantagens:

- Mais elevada sensibilidade do receptor.
- Fácil aplicação de esquemas de modulação multi-nível.

Um sistema óptico PSK heterodino com desmodulação síncrona apresenta uma superior sensibilidade na recepção quando comparado com sistemas ASK e FSK, e possui maior robustez que os sistemas DPSK face a desvios dos parâmetros do sistema relativamente aos seus valores ideais. Estas vantagens têm como contrapartida a necessidade de se utilizarem fontes ópticas (quer para o laser emissor como para o laser OL) com uma maior coerência do espectro. Actualmente os lasers que melhor cumprem estas exigências são os de cavidade externa, pois neste tipo de lasers a realimentação óptica diminui grandemente a 'linewidth' mas infelizmente também afecta a resposta dinâmica do próprio laser [PIRE91]. Assim, as exigências relativas à qualidade espectral das fontes de luz são um dos factores que dificultam actualmente a aplicação prática de sistemas PSK.

Os sistemas PSK/DPSK são severamente afectados pelo ruído de fase das fontes de luz. O formato DPSK, nomeadamente, exhibe uma degradação exponencial com o ruído de fase, ao contrário do FSK, sendo muito sensível ao ruído de fase para taxas de transmissão inferiores a cerca de 300 vezes a 'linewidth' dos lasers. No entanto, os recentes desenvolvimentos em lasers com 'linewidths' muito estreitas e receptores com "tratamento" de fase, permitem criar expectativas fundadas na resolução deste problema, especialmente para os sistemas de alta capacidade.

A Tabela-2.2 resume os principais métodos de modulação/desmodulação para estes formatos.

FORMATO	MODULAÇÃO	DESMODULAÇÃO
ASK	Modulação óptica externa	Deteção de envolvente (<i>quadrador e rectificador</i>)
WDFSK	Modulação da corrente do laser	Filtro passa-banda eléctrico e deteção de envolvente
CPFSK	Modulação da corrente do laser	Discriminação de frequência (<i>atraso e multiplicação</i>)
DPSK	Modulação óptica externa ou da corrente do laser	Discriminação da fase (<i>atraso e multiplicação</i>)

Tabela-2.2: Técnicas de modulação e desmodulação usadas em sistemas heterodinos

2.4 Receptores Coerentes

Os receptores usados em sistemas ópticos coerentes são classificados em dois tipos fundamentais:

- Homodino
- Heterodino

Para além dos heterodinos e homodinos típicos, os receptores de diversidade de fase também atraíram considerável atenção. Nestes últimos, os requisitos relativos à estabilidade da fase óptica dos lasers emissor e OL são muito aliviados mas, infelizmente, a complexidade do receptor também aumenta consideravelmente.

Num receptor homodino, o amplificador que está imediatamente a seguir ao misturador óptico é um amplificador de banda-base, em contraste com o amplificador passa-banda de FI existente num receptor heterodino. Este facto acarreta duas importantes vantagens para o esquema homodino [OKOS88]:

- A largura de banda requerida é reduzida para metade daquela que é necessária para um sistema heterodino, implicando automaticamente uma redução para metade da potência do ruído, a que corresponde um aumento da sensibilidade do receptor em 3 dB relativamente ao seu correspondente sistema coerente heterodino.
- A resposta de frequência necessária do detector óptico é aproximadamente igual à largura de banda do sinal, em contraste com a muito maior largura de banda exigida num receptor heterodino (aproximadamente até cinco vezes para WDFSK e duas vezes para PSK/DPSK).

No entanto, os esquemas homodino e de diversidade de fase também têm duas desvantagens:

- A equalização do atraso de grupo devido à dispersão cromática da fibra, a qual é possível efectuar num receptor heterodino no seu andar de FI, não pode ser directamente realizada porque o sinal está em banda-base.
- Para o formato PSK, a implementação da PLL óptica é difícil de concretizar.

Concluindo, a detecção homodina oferece as mais elevadas sensibilidades dentre todos os processos de detecção coerente, além de apenas necessitar de electrónica de banda-base depois dos fotodíodos, o que torna a detecção homodina especialmente apropriada para as mais elevadas taxas de transmissão. Contudo, se um sistema puder tolerar uma sensibilidade de recepção em cerca de 3 dB a 6 dB mais pobre do que o limite quântico, então pode-se conseguir uma considerável robustez do sistema contra o ruído de fase se se usar a técnica de detecção heterodina em vez da homodina.

2.5 Lasers

Os lasers emissores podem ser divididos em duas categorias fundamentais:

- Lasers com moduladores externos
- Lasers directamente modulados em frequência

Um dos principais requisitos para um laser directamente modulado em frequência é que a sua *'linewidth'* seja suficientemente estreita sob todas as condições de modulação, para qualquer tipo de sistema pretendido. Uma outra importante exigência é que o laser deverá poder ser modulado por um sinal codificado, ou até preferencialmente não-codificado, com uma penalidade mínima na recepção, tanto para a resposta FM não-ideal como para a resposta AM residual. Obviamente, é também desejável que tenha uma alta potência de saída.

Uma grande gama de sintonia electronicamente controlável não é necessariamente uma característica muito importante para um laser emissor num sistema coerente multi-canal, dado que os lasers podem ser fabricados para uma adequada extensão de comprimentos de onda. Sê-lo-á mais importante para os lasers OL, na recepção. A sintonização térmica e electrónica, em combinação, deverá ser suficiente para estabilizar convenientemente a frequência de saída.

Assim, para um laser emissor com modulador externo, os principais parâmetros com interesse são:

- Largura espectral
- Potência de saída

De entre todos os lasers semicondutores, os que apresentam as mais estreitas *'linewidths'* são os que possuem cavidades externas, sendo portanto não-monolíticos. Contudo, actualmente o desempenho de certos lasers monolíticos MQW-DFB já permite que estes sejam utilizados em diversas aplicações anteriormente apenas possíveis usando lasers com cavidade externa.

Os principais parâmetros de interesse respeitantes a um laser directamente modulado em frequência são:

- Largura espectral
- Resposta FM
- Potência de saída

Para um oscilador local ser usado num sistema coerente multi-canal, os principais parâmetros a ter em conta são:

- Largura espectral
- Gama de sintonia
- Potência de saída

Estes requisitos podem ser perfeitamente cumpridos, embora com algum compromisso entre as várias características, usando-se lasers DFB ou lasers DBR de multi-seccção, lasers TTG-DFB ou ainda lasers MQW-DFB.

2.5.1 Requisitos na Largura Espectral dos Lasers

É importante conhecer as máximas '*linewidths*' ($\Delta\nu$) possíveis para os vários esquemas de modulação referidos anteriormente na secção 2.3.

Nos cálculos dos valores a seguir apresentados assumiu-se uma penalidade na sensibilidade do receptor heterodino de 1 dB para uma taxa de erros de 10^{-9} [PIRE90].

- *ASK / WDFSK*: Estes sistemas não têm nenhum limite constrangedor no que respeita aos requisitos das '*linewidths*'. É possível acomodar '*linewidths*' maiores que metade da taxa de transmissão ($1/T$), aumentando-se apropriadamente a largura de banda da FI. Convém frisar, no entanto, que isso é conseguido à custa de uma certa penalidade na sensibilidade do receptor.
- *CPFSK*: $\Delta\nu/T < 6.8 \cdot 10^{-3} \cdot m \Rightarrow$ '*linewidths*' de 0.34% e 2.04% da taxa de transmissão para índices de modulação de $m=0.5$ e $m=3.0$, respectivamente.
- *DPSK*: Na modulação DPSK a '*linewidth*' requerida é a mesma do formato CPFSK com $m=0.5$ (formato MSK), ou seja, é igual a 0.34% da taxa de transmissão.
- *PSK Heterodino*: $\Delta\nu/T < 3.8 \cdot 10^{-3} \Rightarrow$ a máxima '*linewidth*' admissível em sistemas ópticos PSK heterodinicos depende da largura de banda da malha da PLL usada no circuito de recuperação da portadora. No entanto, assume-se aqui uma largura de banda da malha de 5% da taxa de transmissão

2.6 Penalidades nos Sistemas

A penalidade no sistema pode ser atribuída a diversas fontes, cada qual contribuindo com uma penalidade individual para o valor conjunto total. As diversas penalidades num sistema prático podem ser apresentadas como sendo dependentes ou independentes do formato de modulação [PLAA90].

2.6.1 Penalidades Dependentes da Modulação

Esta dependência é devida à sensibilidade do sistema relativamente ao ruído de fase do laser, manifestado na sua largura de linha espectral. O ruído de fase de ambos os lasers, emissor e OL, é transferido para o sinal recebido e conseqüentemente tem reflexos no patamar inferior da taxa de erro (*BER-floor*). Na prática, pode-se tolerar um certo nível de ruído de fase, desde que a taxa de erros resultante permaneça a um nível ainda aceitável.

A modulação residual de intensidade provocará também alguma penalidade, tal como o fenómeno conhecido como '*chirp*' da frequência do laser (o '*chirp*' é aproveitado para a modulação FSK, mas introduz uma certa penalidade noutros formatos).

Para além da influência do ruído de fase e da modulação residual de intensidade, existem ainda outras imperfeições específicas de cada formato de modulação que têm consequências na penalidade do sistema. Por exemplo, os sistemas WDFSK e CPFASK que utilizam a modulação directa do laser para gerar o sinal, sofrem bastante com a característica não uniforme da resposta FM dos lasers semicondutores. Este problema da resposta FM dos lasers pode ser minimizado, em termos duma redução da penalidade, por intermédio de:

- Um esquema de codificação conveniente;
- Um índice de modulação apropriado;
- Um sistema de equalização anterior à modulação; ou
- Uso de lasers multi-eléctrodo especialmente projectados para apresentarem, como dispositivo emissor, uma resposta FM uniforme [GAMB89].

2.6.2 Penalidades Independentes da Modulação

As penalidades independentes de todos os formatos de modulação têm a sua origem, nomeadamente, na:

- Forma de onda não-ideal do sinal, provocada por características não-ideais tais como a resposta impulsional do sistema fotodetector, as respostas dos lasers, os efeitos lineares e não-lineares da fibra, o ruído de emissão espontânea dos amplificadores ópticos (se utilizados), etc.
- Controlo inadequado no receptor do estado de polarização dos sinais ópticos
- Excessivo RIN do laser OL e imperfeições dos circuitos de FI
- Eficiência quântica e de acoplamento ao fotodíodo não-ideais
- Filtragem não-ideal
- Ruído térmico do receptor
- Desmodulação não-ideal

Por exemplo, a penalidade devida às imperfeições do circuito de FI pode variar até vários dB. Como o projecto do circuito de FI é mais difícil se a largura de banda da FI for grande, consequentemente as penalidades são geralmente maiores para sistemas com uma alta taxa de transmissão ou grandes larguras espectrais de FI.

2.7 Manipulação da Polarização

Em sistemas de comunicação óptica coerente os estados de polarização do sinal recebido e do oscilador local devem coincidir para se obter a máxima amplitude na FI. Contudo, o estado de polarização no terminal de uma fibra óptica mono-modo standard (fibra que não preserva o estado da polarização) flutua aleatoriamente devido a perturbações térmicas e mecânicas que modificam a birefringência da fibra. Se não se tomarem providências contra esta situação, o consequente enfraquecimento do sinal da FI irá degradar consideravelmente o desempenho do receptor coerente. Na situação extrema, o sinal de FI desaparecerá completamente se os estados de polarização do OL e do sinal recebido forem ortogonais.

Têm vindo a ser propostas diversas técnicas para ultrapassar este problema [SUNA89]. Obviamente que a maneira mais simples de o resolver é usar fibras que mantenham o estado da polarização. Contudo, a impossibilidade de substituir as fibras já existentes por este novo tipo avançado de fibra, a custos absolutamente aceitáveis, coloca um sério entrave nesta opção ou pelo menos na sua generalização. Além disso, actualmente não são sequer atractivas sob o ponto de vista comercial, o que impossibilita claramente a sua utilização nas redes dos operadores de telecomunicações.

Várias outras propostas alternativas para a resolução deste problema têm merecido grande atenção. Basicamente, os métodos de manipulação da polarização podem ser classificados em duas categorias fundamentais:

- Sistemas que resolvem o problema no *emissor*:
 - Método de baralhamento da polarização
 - Método de comutação da polarização por indução dos dados
- Sistemas que resolvem o problema no *receptor*:
 - Método de controlo da polarização
 - Método de diversidade de polarização

Os processos de controlo da polarização e da diversidade de polarização implicam cada qual um certo agravamento no custo do receptor. Contudo, para o esquema da diversidade de polarização a penalidade é de apenas uns décimos de dB, e para o processo de controlo da polarização a penalidade é mesmo teoricamente nula.

Por outro lado, modificando-se o estado da polarização do sinal transmitido de uma forma conveniente, procedendo-se nomeadamente ao baralhamento da polarização ou à comutação da polarização por indução dos dados (ou seja, da informação), pode-se conseguir uma detecção independente da polarização com a utilização dum tipo de receptor relativamente simples. Contudo, deve-se ter em consideração que este processo introduz, no mínimo, uma penalidade em potência de 3 dB. Também é possível efectuar várias versões e/ou combinações das técnicas acima mencionadas, estando-se actualmente a investigar com alguma intensidade diversas opções neste domínio.

2.7.1 Método de Controlo da Polarização

Usando-se um sistema de controlo automático da polarização no receptor consegue-se a mais baixa penalização em potência de entre todos os processos anteriormente referidos. A gama de acção dum sistema de controlo da polarização deve ser infinita, já que o estado da polarização (EDP) no terminal de uma fibra mono-modo pode exibir lentas, mas potencialmente grandes variações.

Geralmente um sistema de controlo da polarização necessita de pelo menos um elemento birefringente (retardador), o qual transforma o EDP por imposição de um atraso de fase entre os dois modos de polarização ortogonais do elemento birefringente. Existem basicamente duas categorias de elementos birefringentes, a saber:

- (i) Elementos com uma orientação fixa dos eixos birefringentes, onde apenas uma parte da birefringência pode ser controlada electricamente.
- (ii) Elementos cuja birefringência e orientação são ambas variáveis.

Para se conseguir um controlo da polarização total com elementos da classe (i) são necessários pelo menos quatro retardadores para se conseguir transformar um EDP arbitrário num outro EDP arbitrário (de facto para aquele que é desejável). Contudo, se a gama limite destes retardadores não for conhecida com exactidão, ou se a montagem óptica não for a ideal, então a utilização de retardadores adicionais irá fornecer uma certa redundância, o que é necessário para se alcançar uma baixa penalidade.

Os elementos da classe (ii) podem ser realizados com sucesso, como dispositivos ópticos integrados numa pastilha de LiNbO_3 . Utilizando-se este tipo de elementos é possível, em princípio, obter-se um total controlo da polarização, recorrendo apenas a um único elemento. No entanto, tal como também já referido para a outra situação, a redundância adicional introduzida por um segundo elemento irá ajudar a manter as penalidades de uma implementação não ideal ao nível mais baixo possível. Devido à ausência de componentes mecânicos, o tempo de resposta das malhas de controlo que usem este tipo de elementos pode ser extremamente curto, além de que o perigo de quebra da fibra devido à fadiga mecânica (resultante da pressão mecânica) é eliminada. Contudo, as perdas por inserção dos dispositivos de entrada/saída na pastilha de LiNbO_3 , incluindo o seu acoplamento com a fibra, são ainda da ordem de vários decibéis.

2.7.2 Método de Diversidade da Polarização

Uma maneira alternativa de ultrapassar o problema da polarização em sistemas de comunicação coerentes consiste em utilizar a técnica da diversidade da polarização. Esta técnica tem a vantagem de ser flexível relativamente ao formato de transmissão coerente usado, ainda que às custas da duplicação de componentes opto-electrónicos e de circuitos de processamento do sinal de FI.

Neste processo as componentes ortogonais do sinal de chegada e do sinal do OL são separadas e detectadas independentemente por dois receptores separados, assegurando-se que a potência do sinal do OL é repartida igualmente por cada componente ortogonal, sendo os dois sinais de FI desmodulados e posteriormente recombinaados. A amplitude do sinal à saída do andar combinador é deste modo independente do EDP do sinal óptico recebido, pelo menos para um processo de desmodulação do tipo quadrador ou multiplicador.

Já foi demonstrado experimentalmente que um receptor utilizando diversidade da polarização com desmodulação síncrona possui a mesma sensibilidade que um receptor com controlo da polarização [BATC91]. Contudo, para o caso mais prático de desmodulação não-síncrona existirá uma penalidade em potência de cerca de 1 dB, ou mais, dependendo do formato da modulação e do tipo de processamento de sinal. Além disto, a característica de transferência não-ideal dos detectores de envolvente práticos introduz normalmente uma penalidade extra da ordem de 1 dB. É possível, em princípio, reduzir esta perda extra usando o *método da máxima relação*, o qual consiste em "pesar" apropriadamente os sinais de banda-base antes de os combinar. Idealmente, o ganho do controlador de "pesagem" deverá variar proporcionalmente à relação sinal-ruído do sinal de entrada.

Os métodos até aqui mencionados para ultrapassar o problema da polarização requerem, cada qual, um determinado custo adicional no receptor. Parece óbvio que a integração, por exemplo do circuito óptico de diversidade, deverá conduzir à redução dos custos.

Alternativamente, os processos de manipulação da polarização no emissor são baseados no facto de que a ortogonalidade da polarização é preservada, mesmo para a transmissão com fibra mono-modo convencional ao longo de vários quilómetros de extensão. No entanto, uma

penalização em potência de pelo menos 3 dB deverá ser considerada para estes casos. Existem duas grandes vantagens na utilização destes processos em redes de distribuição de serviços, por exemplo do tipo CATV [LOUR92]:

- O seu custo adicional está localizado na parte do emissor, e portanto pode ser partilhado por vários subscritores.
- A arquitectura do receptor torna-se muito mais simples, reduzindo-se portanto o custo individual por subscritor.

As duas próximas secções irão abordar os métodos de manipulação da polarização no emissor.

2.7.3 Método de Comutação da Polarização por Indução dos Dados

A técnica da comutação da polarização por indução dos dados (CPID) aparece como uma alternativa realmente atractiva para a implementação de um sistema cuja detecção do sinal seja independente da sua polarização.

Se um sinal FSK for enviado para um meio birefringente com um comprimento adequado, a um ângulo de 45° relativamente aos seus eixos principais são produzidos "1_s" e "0_s" com polarizações ortogonais. No receptor, estes são misturados com o sinal do OL com EDP arbitrário. O sinal de FI resultante é então introduzido num receptor FSK (de filtro-duplo convencional ou com discriminador de atraso de linha), cuja saída vai ser independente da polarização.

Como aparente desvantagem, a técnica CPID poderá apenas ser usada com o formato de modulação FSK em que é necessário utilizar um índice de modulação de pelo menos 2.5 [BATC91], de maneira a evitar-se interferência entre símbolos. Embora existam já em demonstração sistemas coerentes multi-canal que preenchem cabalmente estes pré-requisitos, como ainda é algo prematuro especular-se sobre qual o tipo de tecnologia que irá ser utilizada pelos sistemas de distribuição de banda larga, no futuro a médio/longo prazo, é necessária alguma prudência acerca da sua aplicabilidade prática.

2.7.4 Método de Baralhamento da Polarização

Através do baralhamento da polarização, isto é, fazendo "saltar" rapidamente o EDP do sinal óptico entre estados ortogonais, é possível obter uma detecção insensitiva à polarização. Idealmente, a frequência de baralhamento deverá ser a mais elevada possível; contudo, a largura de banda do receptor irá impôr um limite superior para esta frequência de baralhamento.

2.8 Resumo

Este capítulo apresenta de uma forma genérica os principais macro aspectos a ter em consideração para o projecto de um sistema óptico coerente, realçando quer as suas vantagens como as desvantagens de cada opção e os requisitos específicos de cada tipo de sistema.

Abordaram-se as principais situações de compromisso, assim como o respectivo impacto no desempenho global do sistema. Neste contexto são sugeridas as principais opções tecnológicas a considerar para a concretização prática de sistemas ópticos coerentes.

Apresentaram-se sucintamente diversos métodos de modulação, diferentes tipos de receptores ópticos coerentes, os lasers e respectivos requisitos, as principais origens das penalidades, e também vários métodos de manipulação do estado de polarização óptica.

3 Análise de Sistemas Ópticos FSK Heterodinos

3.1 Introdução

Os sistemas de comunicação óptica usados actualmente são atractivos tanto do ponto de vista técnico como económico. Contudo, em comparação com os sistemas de transmissão eléctrica tradicional, eles são baseados em técnicas de processamento de sinal algo primitivas, e portanto, o grande potencial da fibra óptica em termos do seu alcance e capacidade não é aproveitado convenientemente.

O modelo teórico analítico apresentado neste capítulo não entra em consideração com imperfeições de processamento de sinal no andar de frequência intermédia ou com o balanceamento imperfeito do ruído de intensidade do oscilador local. O receptor óptico é baseado na detecção heterodina, em que a luz do sinal interfere com a luz proveniente do oscilador local de modo a originar um sinal de frequência intermédia igual à diferença entre as frequências ópticas. De referir ainda que a análise de um sistema FSK de filtro duplo ou de filtro simples é essencialmente idêntica.

Para se elaborarem as especificações e dimensionar um sistema, o fundamental é derivar a probabilidade de erro em função dos diversos parâmetros do sistema (por ex: potência óptica no receptor). Na Figura-3.1 está representado conceptualmente o alvo do nosso estudo: o receptor óptico coerente heterodino.

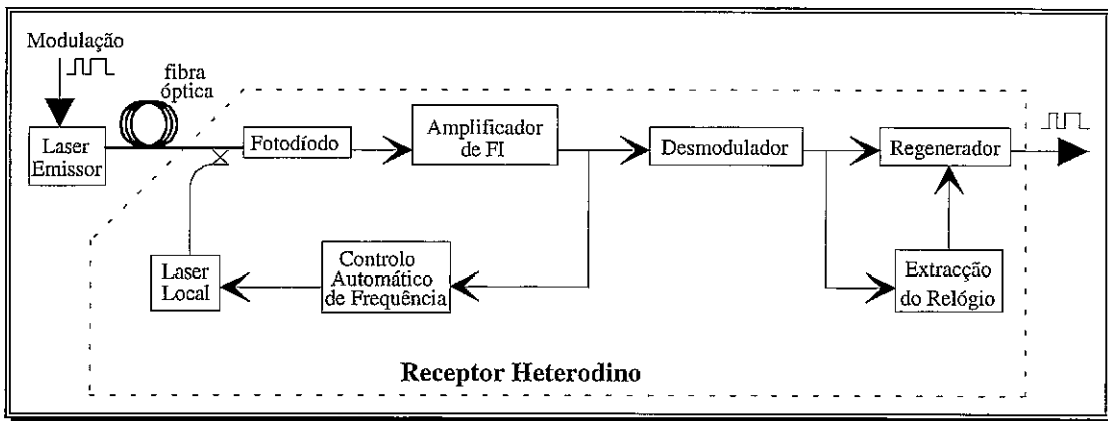


Figura-3.1: Diagrama simplificado dos receptores ópticos heterodinos

3.2 Modelização do Receptor

A análise de sinal e de ruído é baseada no diagrama equivalente de ruído do receptor, ilustrado na Figura-3.2.

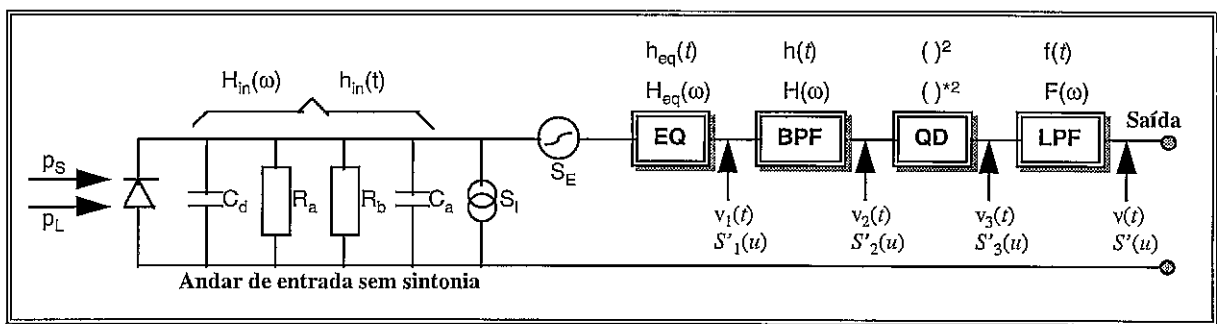


Figura-3.2: Diagrama equivalente de ruído para o receptor óptico

Sendo,

p_s	- Potência óptica do sinal
p_L	- Potência óptica do oscilador local
R_b	- Resistência de polarização do(s) fotodíodo(s)
C_d	- Capacidade do(s) fotodíodo(s)
R_a	- Resistência de entrada do pré-amplificador
C_a	- Capacidade de entrada do pré-amplificador
S_I, S_E	- Densidades espectrais de ruído equivalente do pré-amplificador

Na nomenclatura aqui utilizada, V_i e S'_i ($i=1,2,3$) são, respectivamente, a tensão do sinal e a densidade espectral do ruído nos pontos mais relevantes do bloco receptor. As funções escritas em minúsculas (por ex., $h_{eq}(t)$) indicam a resposta impulsional para o bloco em causa, enquanto que uma função escrita em maiúsculas (por ex., $H_{eq}(\omega)$) indica a correspondente função de transferência (ou seja, a transformada de Fourier da resposta impulsional).

Depois do andar de entrada o sinal de frequência intermédia (FI) passa por um equalizador (EQ), que pode ser opcional, e posteriormente é filtrado em termos de ruído por um filtro passa-banda (BPF). A desmodulação é levada a efeito por um detector quadrático (QD), cujo resultado é finalmente "pós-detectado" por um filtro passa-baixo (LPF) com uma resposta do tipo coseno-elevado.

Por uma questão de simplicidade de representação, os cálculos são efectuados para um receptor com um único fotodíodo no andar de entrada, embora sejam também aplicáveis para um receptor com um andar balanceado, ou seja, com dois fotodíodos. O balanceamento implica a utilização de dois fotodíodos acoplados, o que assegura a total utilização da potência óptica do emissor e do oscilador local, e permite ainda uma excelente supressão do ruído de intensidade provocado pelo oscilador local [ABBA85]. Para entrar em consideração com o balanceamento nos cálculos é apenas necessário adicionar as capacidades parasitas dos dois fotodíodos, ou seja, basta dobrar o valor da capacidade, já que os fotodíodos deverão ser iguais para haver um bom balanceamento.

Tanto o laser oscilador local como o laser emissor estão sujeitos a um certo ruído de fase, caracterizado pelo facto de a largura de linha espectral dos lasers ($\Delta\nu$) não ser idealmente nula. Este ruído de fase vai originar a variação do valor da frequência intermédia do receptor. Dado que Δu está relacionado com um processo gaussiano, no instante de detecção estima-se que o desvio da frequência intermédia relativamente ao seu valor médio tem a seguinte distribuição [JACO85]:

$$p(\Delta u) = \frac{1}{\sqrt{\Delta\nu B}} \cdot \exp\left(-\frac{\pi\Delta u^2}{\sqrt{\Delta\nu B}}\right) \quad \{3.1\}$$

onde,

$\Delta\nu = \Delta\nu_s + \Delta\nu_{ol}$	é a largura espectral (FWHM) de FI
$u = \omega T/2\pi$	é a frequência normalizada
Δu	é o desvio da FI relativamente ao seu valor médio U_{MF}
B	é a largura de banda de FI normalizada

Todos os valores são normalizados relativamente ao período do bit T , de maneira a poder desenvolver-se uma teoria descritiva que seja independente da taxa de transmissão.

O receptor mede realizações simples (eventos) deste processo aleatório com uma frequência recíproca da largura de banda de FI, e o filtro passa-baixo de pós detecção integra $B/2$ destas amostras não correlacionadas. Cada amostra irá dar uma contribuição v_i para a tensão de saída, a qual pode ser calculada como se tivesse sido recebido um impulso de duração $2T/B$, com uma frequência intermédia Δu que varia de amostra para amostra. Cada contribuição é dada por [JACO87]:

$$v_i = \int_{\frac{-B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{\sin \pi(u + \Delta u) / B}{\pi(u + \Delta u) / B} du$$

$$= 2 / \pi B T (\text{Si}[\pi(1 + \Delta u / B)] + \text{Si}[\pi(1 - \Delta u / B)]) \quad \{3.2\}$$

onde $\text{Si}(x)$ é o seno integral [GRAD65].

Para ruído de fase $\Delta\phi$ baixo constata-se que a função de auto-correlação das equações {3.1} e {3.2} (ver Apêndice-A1) decresce da unidade linearmente com $\Delta\phi$, segundo um factor que depende das características do filtro de FI e do tempo de integração.

Em princípio, poder-se-ia determinar a função de densidade de probabilidade (f_{dp}) duma amostra a partir das equações {3.1} e {3.2}, e convolver $B/2$ destas amostras para obter a f_{dp} do sinal de tensão de saída, mas afigura-se duvidoso que rapidamente possa surgir um resultado analítico [JACO87].

No entanto, é possível derivar uma útil e esclarecedora aproximação à solução exacta, considerando apenas uma amostra com peso $B/2$. Esta aproximação é justificada pela observação de que para valores práticos da largura de banda de FI, a quantidade $B/2$ é pequena (tipicamente entre 2 e 4) em sistemas FSK [GARR88]. Para além disso, num receptor prático, o filtro de pós-deteccção não é um integrador ideal, pois dá maior peso às amostras perto do instante de decisão, o que produz alguma deformação. Esta aproximação irá conduzir a alguma imprecisão no cálculo da taxa de erros devido ao ruído de fase, sobreestimando-o. Por esse motivo, considera-se que esta aproximação é conservadora, sendo útil para o projecto de receptores práticos.

Assumindo que o sinal contém um número igual de símbolos "1" e "0", a probabilidade de erro total pode ser traduzida por:

$$P_T \equiv \int_{-\infty}^{\infty} P_e(p_s, \Delta u) d(\Delta u) = \frac{1}{2} (P_{T,1} + P_{T,0}) \quad \{3.3\}$$

$$P_T = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} P_{c,1}(p_s / \Delta u) p(\Delta u) d(\Delta u) + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} P_{c,0}(p_s / \Delta u) p(\Delta u) d(\Delta u) \quad \{3.3a\}$$

Para sistemas FSK de filtro simples, onde $P_{c,0}$ é constante devido a não depender do ruído de fase, a expressão anterior virá:

$$P_T = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} P_{c,1}(p_s / \Delta u) p(\Delta u) d(\Delta u) + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} P_{T,0}(p_s) p(\Delta u) d(\Delta u) \quad \{3.3b\}$$

onde $P_{T,0}$ e $P_{T,1}$ são as probabilidades de erro condicionadas para os símbolos "0" e "1", respectivamente. A probabilidade de erro condicional $P_{c,1}$ é a probabilidade de erro do

símbolo "1" para um dado desvio da frequência intermédia, e pode ser calculada recorrendo às conhecidas teorias de recepção óptica [GARR86][PERS73].

De maneira a calcular-se a probabilidade de erro total é necessário conhecer-se a média e a variância da tensão de saída no instante da detecção, a função de distribuição da tensão de saída e o valor óptimo para o nível de decisão. A probabilidade de erro condicional pode ser então determinada como sendo a probabilidade da tensão de saída estar no "lado errado" do nível de decisão. As secções seguintes abordarão estes aspectos.

3.3 Análise de Sinal

Nesta análise assume-se, para simplificar, que a luz do oscilador local e do sinal de informação têm o mesmo estado de polarização na altura em que o seu batimento é efectuado.

A potência óptica que chega ao fotodíodo durante o período de um bit, quando o símbolo "1" é enviado, pode ser escrita da forma:

$$p_{FD}(t) = p_S \cdot x(t) + p_L + 2 \cdot \sqrt{p_S \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \quad \{3.4\}$$

onde

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } -T/2 < t < T/2 \\ 0 & \text{noutros casos} \end{cases} \quad \text{é a forma do sinal normalizado} \quad \{3.5\}$$

p_S é a potência média do sinal no símbolo "1"

p_L é a potência média do oscilador local

$\Omega_{FI} = |\omega_S - \omega_L|$ é a frequência intermédia (FI)

Se p_L for muito superior a p_S , conforme acontece normalmente na prática, a corrente do fotodíodo que contém a informação útil será:

$$i_{FD}(t) = 2 \cdot \mathfrak{R} \cdot x(t) \cdot \sqrt{p_S \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) = b \cdot \mathfrak{R} \cdot x(t) \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \quad \{3.6\}$$

onde

$\mathfrak{R} = \eta q / h\nu$ é a responsividade do fotodíodo, sendo ν a frequência do sinal óptico, e

$$b = 2 \cdot \sqrt{p_S \cdot p_L}$$

A tensão do sinal à entrada do filtro passa-banda de FI (bloco BPF) no instante t será então:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= b \cdot \mathfrak{R} \cdot [x(t) \cdot \cos(\Omega_{FI}t)] * h_{fe}(t) * h_{eq}(t) \\ v_1(t) &= b \cdot \mathfrak{R} \cdot Z_0 \cdot x(t) \cdot \cos(\Omega_{FI}t) = b \cdot x(t) \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \end{aligned} \quad \{3.7\}$$

onde * significa convolução, assumindo-se que $h_{fe}(t) * h_{eq}(t) = Z_0 \cdot \delta(t)$ e que $Z_0 = 1/\mathfrak{R}$.

Aqui, $h_{fe}(t)$ e $h_{eq}(t)$ são as respostas impulsivas do 'front-end' e do equalizador, respectivamente, e $\delta(t)$ é a função delta de Dirac. Assume-se que o bloco EQ equaliza perfeitamente o andar de entrada.

Depois da filtragem de FI, da detecção quadrática e da pós-filtragem passa-baixo, correspondendo às indicações de tensão da Figura-3.2, obtém-se o seguinte:

$$v_2(t) = v_1(t) * h(t) \quad \{3.8\}$$

$$v_3(t) = [v_2(t)]^2 \quad \{3.9\}$$

e

$$v(t) = v_3(t) * f(t) \quad \{3.10\}$$

A transformada de Fourier da tensão de saída $v(t)$ terá então a seguinte forma:

$$V(u, \Delta u) = b^2 \cdot [X'(u, \Delta u) \cdot H'(u)]^{*2} \cdot F'(u) \quad \{3.11\}$$

onde, genericamente:

$A(f) = F\{a(t)\}$ é a transformada de Fourier de $a(t)$,

$A'(u) = A(2\pi u/T)/T$ é a função normalizada relativamente a T , e

$[A'(u)]^{*2} = A'(u) * A'(u)$ é a função convoluída com ela própria (auto-convolução).

Em especial, a transformada de Fourier normalizada do sinal de FI para a frequência intermédia u e desvio Δu , é igual a [JACO87]:

$$X'(u, \Delta u) = F\{x(t) \cdot \cos(\Omega_{FI} t)\}$$

$$X'(u, \Delta u) = \frac{\sin \pi(u - U_{MF} - \Delta u)}{2\pi(u - U_{MF} - \Delta u)} + \frac{\sin \pi(u + U_{MF} + \Delta u)}{2\pi(u + U_{MF} + \Delta u)} \quad \{3.12\}$$

O valor de $[X'(u, \Delta u) \cdot H'(u)]^{*2}$ pode ser calculado analiticamente quando o filtro de FI é um passa-banda ideal [JACO87]. A tensão de saída no instante de detecção $t_d = 0$ será então:

$$v(0) = b^2 \int_{-\infty}^{\infty} [X'(u, \Delta u) \cdot X'(u)]^{*2} \cdot F'(u) \cdot e^{j2\pi u t_d} du \Big|_{t_d=0} \quad \{3.13\}$$

A determinação desta expressão, ou a sua manipulação algébrica, revela-se uma tarefa árdua. Contudo, se considerarmos um impulso rectangular e um filtro passa-banda de FI ideal (rectangular), a convolução desta expressão pode ser efectuada analiticamente. Assim, $v(0)$ pode ser calculado através de integração numérica (ver Apêndice-A2).

3.4 Análise de Ruído

A análise de ruído aqui apresentada utiliza a definição de componentes de densidades espectrais de ruído proposta em [GARR86], segundo a qual à entrada do filtro de FI existem três componentes de ruído. Utilizando o equalizador perfeito e a frequência normalizada u , as densidades espectrais de ruído 'double-sided', terá a seguinte forma:

$$n_1 = q \cdot \mathfrak{R} \cdot p_I / T \quad \{3.14\}$$

$$n_2 = \frac{1}{T \mathfrak{R}^2} \cdot \left(\frac{2k_b T_k}{R_b} + S_I + \frac{S_E}{R_T^2} \right) \quad \{3.15\}$$

$$n_3(u) = \frac{(2\pi C_T)^2}{\mathfrak{R}^2} \cdot \frac{S_E}{T^3} \cdot u^2 \quad \{3.16\}$$

em que: k_b é constante de Boltzmann

T_k é a temperatura absoluta

$R_T = R_b \parallel R_a$ é a resistência total, sendo R_b a resistência de polarização do fotodiodo e R_a a resistência de entrada do andar pré-amplificador

$C_T = C_d + C_a$ é a capacidade total, sendo C_d a capacidade do fotodíodo e C_a a capacidade de entrada do andar pré-amplificador (ver Figura-3.2)

e onde n_1 é o ruído quântico devido ao próprio processo de detecção no fotodíodo, n_2 é o ruído térmico proveniente dos componentes do andar de entrada, e $n_3(u)$ é a componente do ruído quadrático f^2 devida às capacidades do andar de entrada. Relativamente às componentes de ruído S_I e S_E , podem-se encontrar detalhes no conhecido trabalho de Personick [PERS73].

Assim, a densidade espectral de ruído total à entrada do filtro de FI tem a forma:

$$S'_1(u) = n_1 + n_2 + n_3(u) \quad \{3.17\}$$

À saída do filtro de FI a densidade espectral de ruído será:

$$S'_2(u) = S'_1(u) \cdot |H'(u)|^2 \quad \{3.18\}$$

Depois do detector quadrático, existirão dois tipos de componentes de ruído:

- A componente RUÍDO×RUÍDO, a qual existirá sempre:

$$S'_{3,n \times n}(u, \Delta u) = 2 \cdot [S'_1(u) \cdot |H'(u)|^2]^2 + \text{"DC"} \quad \{3.19\}$$

- A componente SINAL×RUÍDO, a qual é formada apenas quando existe sinal, isto é, nos símbolos "1" num receptor de filtro simples:

$$S'_{3,s \times n}(u, \Delta u) = 4 \cdot b^2 \cdot [X^2(u, \Delta u) \cdot |H'(u)|^2] \cdot [S'_1(u) \cdot |H'(u)|^2] + \text{"DC"} \quad \{3.20\}$$

De notar que a forma quadrática de $S'(u)$ origina termos até u^5 depois da convolução. Dado que se assume que o receptor é acoplado em AC, a componente DC ($\langle S'(u) \rangle^2 \delta(u)$) pode ser ignorada.

Os valores de $S'_{3,n \times n}(u, \Delta u)$ e $S'_{3,s \times n}(u, \Delta u)$ podem ser calculados analiticamente, quando o filtro de FI é um filtro passa-banda ideal (ver Apêndice-A3). A potência média quadrática (*rms*) resultante à saída, depois do filtro de pós-detecção, tem a seguinte forma:

$$\langle n^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S'(u, \Delta u) du = \int_{-\infty}^{\infty} S'_3(u, \Delta u) |F'(u)|^2 du \quad \{3.21\}$$

onde $S'_3(u, \Delta u)$ é definido como:

$$S'_3(u, \Delta u) = \begin{cases} S'_{3,n \times n}(u) & \text{para os símbolos "0"} \\ S'_{3,n \times n}(u) + S'_{3,s \times n}(u, \Delta u) & \text{para os símbolos "1"} \end{cases} \quad \{3.22\}$$

3.5 Probabilidades de Erro

Com base na análise anterior é possível derivar expressões para as probabilidades de erro $P_{c,1}$ e $P_{T,0}$ da equação {3.3b}. Quando um símbolo "1" tiver sido transmitido existirá um sinal presente à saída do detector quadrático e a componente SINAL×RUÍDO será mais importante que a componente RUÍDO×RUÍDO, dominando o efeito global do comportamento do ruído. É razoável, portanto, assumir que os erros nos símbolos "1" têm uma distribuição gaussiana, ou seja:

$$P_{T,1} = P(\text{recebido "0" | transmitido "1"})$$

$$P_{T,1} = P(v(t_d) + n(t) < v(t_d) \cdot a_{th} \text{ | transmitido "1"})$$

$$P_{T,1} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{v(t_d) \cdot (1 - a_{th})}{\sqrt{2 \cdot \langle n^2 \rangle_1}} \right) \quad \{3.23\}$$

onde $\operatorname{erfc}()$ é a função complementar de erro.

Quando um símbolo "0" for transmitido, não deverá existir nenhum sinal presente, e o ruído consistirá exclusivamente na componente RUÍDO×RUÍDO. Os erros nos símbolos "0" podem assim ser assumidos como tendo uma distribuição qui-quadrado χ^2 [JACO87], ou seja:

$$P_{T,0} = P(\text{recebido "1" | transmitido "0"})$$

$$P_{T,0} = P(n(t) > v(t_d) \cdot a_{th} \mid \text{transmitido "0"})$$

$$P_{T,0} = \frac{1}{\Gamma(M/2)} \Gamma \left(\frac{M}{2}, \frac{v(t_d) \cdot a_{th}}{\sqrt{\langle n^2 \rangle_0}} \sqrt{\frac{M}{2}} \right) \quad \{3.24\}$$

onde $\Gamma()$ é a função Gama e $\Gamma(.,)$ é a função Gama generalizada. O número de graus de liberdade, M , na distribuição χ^2 é calculada como sendo a razão entre a largura de banda do ruído à entrada e à saída do filtro de pós-deteccção.

3.6 Nível de Decisão

O nível de decisão óptimo é aquele que minimiza a probabilidade de erro, ou equivalentemente, que faculta a máxima sensibilidade ao receptor. É possível otimizar o nível de decisão, a_{th} , a partir das equações {3.23} e {3.24}. A análise seguinte fornece as ferramentas analíticas necessárias para otimizar a_{th} supondo que $\Delta u=0$.

Se estatisticamente o ruído do símbolo "1" e "0" forem idênticos, e simultaneamente forem equiprováveis, o a_{th} óptimo dará probabilidades de erro idênticas para os dois símbolos. Dado que a distribuição χ^2 é um pouco "mais larga" que a distribuição gaussiana, os erros nos símbolos "0" irão dominar às baixas potências de sinal, onde o ruído de fase não tem grande significado.

As probabilidades de erro marginais dos dois símbolos para $\Delta u=0$, são:

$$\frac{dP_{T,1}}{da_{th}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left[-\frac{v(t_d)^2 (1 - a_{th})^2}{2 \langle n^2 \rangle_1} \right] \cdot \frac{v(t_d)}{\sqrt{2 \langle n^2 \rangle_1}} \quad \{3.25\}$$

$$\frac{dP_{T,0}}{da_{th}} = \frac{-1}{2\Gamma(M/2)} \left[\frac{v(t_d) a_{th}}{\sqrt{\langle n^2 \rangle_0}} \sqrt{M/2} \right]^{\frac{M-2}{2}} \cdot \frac{v(t_d)}{\sqrt{\langle n^2 \rangle_0}} \sqrt{M/2} \cdot \exp \left[\frac{v(t_d) a_{th}}{\sqrt{\langle n^2 \rangle_0}} \sqrt{M/2} \right] \quad \{3.26\}$$

O nível de decisão na deteção é uma fracção da máxima tensão de saída, e o seu valor óptimo é aquele que resulta na mesma probabilidade de erro marginal para os símbolos "0" e "1", ou seja:

$$\frac{dP_{T,1}}{da_{th}} + \frac{dP_{T,0}}{da_{th}} = 0 \quad \{3.27\}$$

3.7 Taxa de Erros em Função da Potência do Sinal

A taxa de erros (BER) em função da potência óptica recebida, num receptor óptico FSK, apresenta uma curva característica: tem uma inclinação mais ou menos acentuada às baixas potências de sinal, e um patamar às altas potências do sinal (*'BER-floor'*). Essas duas partes distintas da curva são devidas a dois processos de erro fundamentalmente diferentes:

- A parte inclinada da curva do BER é devida ao ruído no receptor: ruído quântico e ruído eléctrico (ruído térmico e ruído do amplificador). O BER nestes níveis de potência mais baixos indica a probabilidade da adição do ruído e do sinal resultar na parte errada do nível de decisão.
- O patamar inferior da curva do BER é devido ao ruído de fase dos lasers semicondutores, sendo determinado pela razão entre a largura espectral dos lasers e a largura de banda de FI. A probabilidade de erro, a estes níveis de potência, representa a probabilidade da frequência intermédia diferir de tal forma da frequência intermédia nominal que o sinal "caia" total ou parcialmente fora da banda de passagem do filtro de FI. O resultado é que a tensão de saída não consegue alcançar um valor acima do nível de decisão, aparecendo assim o patamar.

3.8 Diversidade de Polarização

Uma pré-condição da análise anterior é de que o sinal de informação e o oscilador local tenham o mesmo estado de polarização no momento em que são misturados. Contudo, num sistema real a polarização do sinal varia aleatoriamente na fibra óptica, em função de diversos efeitos. É portanto necessário ter um controlo activo da polarização da luz do oscilador local, ajustando-a para a polarização da luz do sinal, ou então fazer com que a detecção seja independente da polarização do sinal. Como nenhum destes modos pode ser implementado idealmente, existirá sempre uma certa penalidade na sensibilidade do receptor, conhecida como *penalidade de polarização*.

A utilização de controlo activo de polarização implica altas perdas de inserção, ou então a utilização de equipamento não apropriado para aplicação prática e com fiabilidade ainda algo duvidosa para condições de funcionamento reais.

A utilização do método de diversidade de polarização, sendo totalmente passivo e transparente, oferece uma boa solução para a implementação de sistemas práticos. A grande vantagem deste método resume-se ao facto de se conseguir sempre efectuar a recuperação do sinal, independentemente da forma ou rapidez com que o estado da polarização do sinal de informação possa variar.

O princípio do receptor de diversidade de polarização está ilustrado na Figura-3.3.

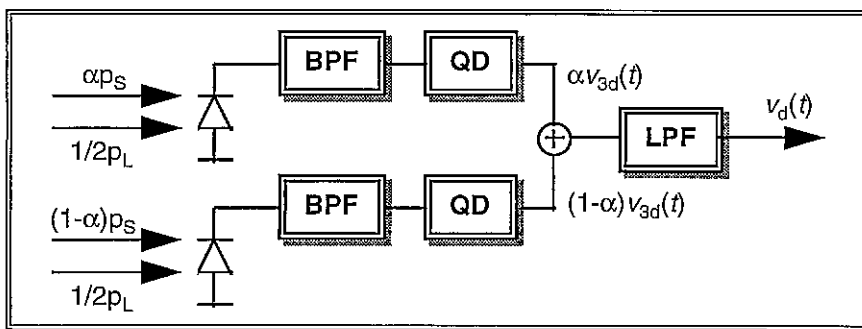


Figura-3.3: Receptor de diversidade de polarização

Num receptor de diversidade a potência do oscilador local e do sinal é dividida em dois ramos através de um componente divisor de feixe óptico. A potência do oscilador local é fracionada em duas partes iguais, de $\frac{1}{2}p_L$ cada. A potência do sinal é dividida em αp_S e $(1-\alpha)p_S$, onde α varia entre o zero e a unidade, dependendo do estado de polarização do sinal. As duas condições de polarização são detectadas separadamente (BPF+QD) e são adicionadas de novo antes de entrarem no filtro de pós-deteccção (LPF). Adicionando-se os dois sinais, é então eliminada a dependência relativamente à polarização do sinal.

Quando o receptor é modificado para uma configuração do tipo diversidade, é necessário proceder a algumas correcções nas equações anteriores em relação ao receptor de ramo simples. Na análise que se segue o índice "d" é relativo aos receptores de diversidade. Esta análise é também generalizável a receptores com andares de entrada balanceados, havendo apenas um factor de 2 na divisão de potência óptica, tal como ilustrado na Figura-3.4.

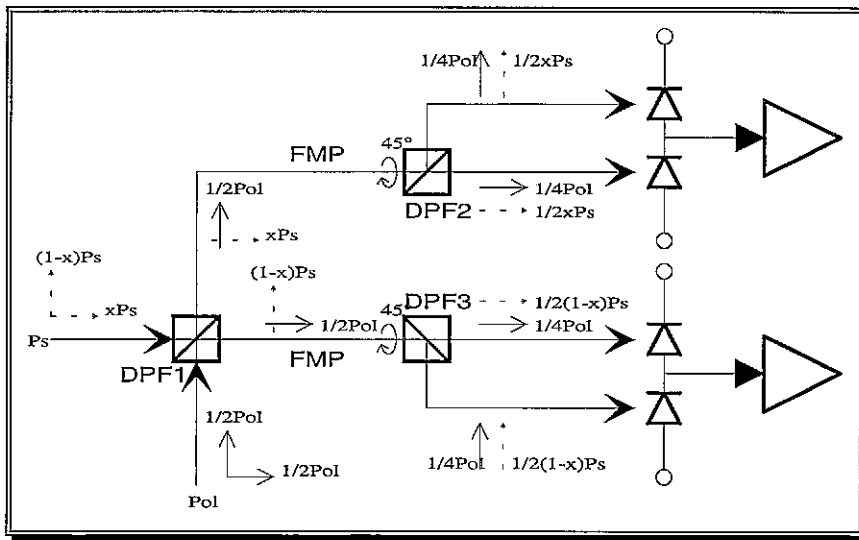


Figura-3.4: Funcionamento da diversidade de polarização com receptor duplo balanceado

Na Figura-3.4, FMP é fibra óptica do tipo que mantém o estado de polarização do sinal, enquanto que DPF significa divisor de polarização de feixe.

Dividindo o sinal do oscilador local em componentes ortogonais de igual amplitude e introduzindo-as em detectores separados, pode-se assegurar que uma componente do batimento óptico é produzida num ou noutro dos detectores, independentemente do estado de polarização do sinal de informação de chegada.

As potências ópticas incidentes nos fotodíodos da Figura-3.3 podem ser escritas das formas:

$$p_{FD1}(t) = p_S \cdot \alpha \cdot x(t) + \frac{1}{2} \cdot p_L + 2 \cdot \sqrt{p_S \cdot \alpha \cdot x(t) \cdot \frac{1}{2} \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \quad \{3.28\}$$

e

$$p_{FD2}(t) = p_S \cdot (1-\alpha) \cdot x(t) + \frac{1}{2} \cdot p_L + 2 \cdot \sqrt{p_S \cdot (1-\alpha) \cdot x(t) \cdot \frac{1}{2} \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \quad \{3.29\}$$

As partes das foto-correntes que transportam a informação útil são:

$$\begin{aligned} i_{FD1}(t) &= \sqrt{2} \cdot \Re \cdot x(t) \cdot \sqrt{\alpha \cdot p_S \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot b \cdot \Re \cdot x(t) \cdot \sqrt{\alpha} \cdot \cos(\Omega_{FI}t) \end{aligned} \quad \{3.30\}$$

e

$$\begin{aligned} i_{FD2}(t) &= \sqrt{2} \cdot \mathfrak{R} \cdot x(t) \cdot \sqrt{(1-\alpha) \cdot p_S \cdot p_L} \cdot \cos(\Omega_{FI} t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot b \cdot \mathfrak{R} \cdot x(t) \cdot \sqrt{(1-\alpha)} \cdot \cos(\Omega_{FI} t) \end{aligned} \quad \{3.31\}$$

Subsequentemente ao processo de detecção óptica, é efectuada uma filtragem separada de FI e de detecção quadrática. Os dois sinais são adicionados, implicando que a dependência de polarização dada por α desaparece, e uma pós-deteccção combinada é depois levada a efeito. A tensão de saída no instante de detecção, $t_d = 0$, será:

$$v_d(0) = \frac{1}{2} \cdot b^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} [X'(u, \Delta u) \cdot H'(u)]^{*2} \cdot F'(u) \cdot e^{j2\pi u t_d} du \Big|_{t_d=0} \quad \{3.32\}$$

Como resultado da detecção óptica separada, com apenas metade da potência óptica do oscilador local disponível, a tensão de saída apenas alcança metade da que se conseguiria com receptores de ramo-único (ver equação {3.13}). De modo idêntico, o ruído quântico em cada ramo é reduzido a metade, enquanto que as outras contribuições do ruído permanecem inalteradas. Isto significa que a densidade espectral de ruído total à entrada de cada filtro de FI é:

$$S'_{1d}(u) = \frac{1}{2} \cdot n_1 + n_2 + n_3(u) \quad \{3.33\}$$

As componentes de ruído depois da filtragem de FI e da detecção quadrática serão então dadas por:

$$\begin{aligned} S'_{3d,n \times n}(u, \Delta u) &= 2 \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2]^{*2} + \text{"DC"} + 2 \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2]^{*2} + \text{"DC"} \\ S'_{3d,n \times n}(u, \Delta u) &= 4 \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2]^{*2} + \text{"DC"} \end{aligned} \quad \{3.34\}$$

e

$$\begin{aligned} S'_{3d,s \times n}(u) &= 2 \cdot b^2 \cdot \alpha \cdot [X'^2(u, \Delta u) \cdot |H'(u)|^2] \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2] + \text{"DC"} \\ &\quad + 2 \cdot b^2 \cdot (1-\alpha) \cdot [X'^2(u, \Delta u) \cdot |H'(u)|^2] \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2] + \text{"DC"} \\ S'_{3d,s \times n}(u) &= 2 \cdot b^2 \cdot [X'^2(u, \Delta u) \cdot |H'(u)|^2] \cdot [S'_{1d}(u) \cdot |H'(u)|^2] + \text{"DC"} \end{aligned} \quad \{3.35\}$$

Uma comparação da equação {3.32} com a {3.13}, da equação {3.33} com a {3.17}, e da equação {3.35} com a {3.20}, mostra que a diferença entre um receptor de ramo-único e um receptor de diversidade reside num factor de $\frac{1}{2}$ na p_L deste último receptor. Uma comparação da equação {3.34} e equação {3.19} também mostra que a potência RUÍDO×RUÍDO é duplicada no receptor de diversidade. Pesando todos estes factores, conclui-se que o receptor de diversidade utiliza a potência do oscilador local menos eficientemente que o receptor de ramo-único.

Dado que as contribuições do ruído eléctrico são originadas em dois ramos, elas devem ser consideradas como independentes. Isto implica que a distribuição χ^2 da contribuição RUÍDO×RUÍDO tem agora duas vezes o grau de liberdade anterior:

$$M_d = 2 \cdot M \quad \{3.36\}$$

Resumindo, a transição duma configuração do receptor de ramo-único para diversidade de polarização, implica as seguintes modificações nos cálculos:

- Divisão por metade da potência disponível do oscilador local
- Duplicação da potência da contribuição RUÍDO×RUÍDO
- Duplicação do número de graus de liberdade na distribuição χ^2

3.9 Sintonia do Andar de Entrada

A sintonia, utilizando-se malhas apropriadas de elementos reactivos, tem o efeito de reduzir o ruído térmico do receptor, já que os valores e a dependência de n_2 e $n_3(u)$ são modificados (ver equações {3.15} a {3.17}). Como boa aproximação, n_2 e $n_3(u)$ podem ser substituídos por uma densidade espectral equivalente de ruído branco (independente da frequência), n_t , na banda de passagem do filtro de FI:

$$S'_{I,t}(u) = n_1 + n_t \quad \{3.37\}$$

onde $n_t = \frac{S'_{I,t}}{T \mathfrak{R}^2}$.

e $S'_{I,t}$ indica a densidade espectral de ruído 'double-sided', medida em A^2/Hz , obtida através da sintonia do andar de entrada.

3.10 Sensibilidade dos Parâmetros

Com base na teoria aqui apresentada, é possível calcular aproximadamente a forma como a sensibilidade do receptor depende da potência do oscilador local, densidade espectral de ruído à entrada, e da responsividade dos fotodíodos. Na análise subsequente assume-se que o patamar inferior de erro (BER-floor) é bastante inferior a $BER=10^{-9}$.

Como serão sobretudo os erros nos símbolos "0" que irão dominar a taxa de erros global, pode-se definir a sensibilidade do receptor, p_{sf} , da seguinte maneira (ver equações {3.24}, {3.14}, {3.19}, {3.22} e {3.37}):

$$\frac{v(t_d) \cdot a_{th}}{\sqrt{\langle n^2 \rangle_0}} = k_1 \quad \Rightarrow \quad p_{sf} = k_2(q/\mathfrak{R} + S_{I,t}/\mathfrak{R}^2 p_L) \quad \{3.38\}$$

onde k_1 e k_2 são constantes.

Esta expressão mostra que com a variação simultânea de p_L ou $S_{I,t}$, mas mantendo uma relação fixa de $p_L/S_{I,t}$, a sensibilidade do receptor permanece inalterada.

Se a expressão anterior for diferenciada em relação a p_L , $S_{I,t}$ e \mathfrak{R} , então para pequenas variações de p_L , $S_{I,t}$ e \mathfrak{R} , virá:

$$\frac{\Delta p_{sf}}{p_{sf}} = - \frac{\Delta p_L}{p_L} \cdot \frac{1}{\zeta + 1} \quad \{3.39\}$$

$$\frac{\Delta p_{sf}}{p_{sf}} = \frac{\Delta S_{I,t}}{S_{I,t}} \cdot \frac{1}{\zeta + 1} \quad \{3.40\}$$

$$\frac{\Delta p_{sf}}{p_{sf}} = - \frac{\Delta \mathfrak{R}}{\mathfrak{R}} \cdot \frac{\zeta + 2}{\zeta + 1} \quad \{3.41\}$$

e onde

$$\zeta = \frac{n_i}{n_e} = \frac{q \mathfrak{R} p_L}{S_{L,t}} \quad \{3.42\}$$

O valor ζ é igual à proporção entre o ruído quântico e o ruído eléctrico, calculado em termos de potência.

3.11 Resumo

Este capítulo apresenta um modelo teórico para sistemas FSK que é também facilmente aplicável a sistemas ASK. Conforme referido no capítulo anterior, estas técnicas de modulação são particularmente pertinentes para aplicação em sistemas ópticos coerentes que utilizem lasers com larguras espectrais consideráveis.

Efectua-se a análise de sinal e de ruído, determina-se a probabilidade de erro, calcula-se o valor óptimo para o limiar de decisão, analisa-se o comportamento da taxa de erros em função da potência do sinal, estuda-se o impacto da diversidade de polarização e da sintonia do andar de entrada no desempenho do receptor, e também se desenvolve um estudo sobre a sensibilidade do receptor face à variação de diversos parâmetros.

O receptor óptico modelizado neste capítulo utiliza o esquema de detecção quadrática e filtragem de pós-deteção. Em consequência deste processo de detecção e da utilização de filtro único na frequência intermédia, um dos aspectos mais importantes desta teoria é considerar estatísticas de ruído significativamente diferentes associadas à recepção dos símbolos "1" e "0".

A base teórica aqui apresentada é importante para o dimensionamento e simulação do desempenho do sistema, conforme descrito no Capítulo 5.

4 Receptores Ópticos Balanceados e Sintonizados

4.1 Introdução

Em qualquer sistema de comunicação é de extrema importância ter uma apropriada recepção do sinal para garantir um bom desempenho do sistema. Para os sistemas ópticos em particular, e não considerando o aspecto da amplificação óptica, é sobretudo o receptor que vai em última instância determinar o desempenho do sistema, sendo canalizados para aí grande parte dos esforços conducentes à melhoria das características dos sistemas. Isto é tanto mais verdade quanto se considerar sistemas ópticos coerentes, em que novos desafios se colocam, nomeadamente no controlo da polarização e frequência dos sinais de informação e oscilador local.

Neste contexto, o *'front-end'* óptico é de fulcral importância, dependendo de si, em larga medida, o desempenho global do receptor. Assim, o *'front-end'* óptico é considerado como sendo um dos blocos mais sensíveis do receptor, e no qual é vital investir-se com um projecto cuidado. Os *'front-ends'* ópticos sintonizados são actualmente alvo de grande interesse, devido principalmente às superiores características que estes apresentam em termos de baixo ruído, possibilitando um incremento da sensibilidade do receptor.

O balanceamento do receptor pode cancelar diversos tipos de ruído de intensidade, utilizando eficientemente toda a potência óptica disponível. A sintonia de um receptor balanceado é de grande interesse para receptores coerentes heterodinos, pois permite baixar o nível de ruído do receptor e obviar alguns problemas relativos à utilização da configuração balanceada.

Na secção 4.2 são discutidos os princípios básicos dos receptores balanceados, com base no trabalho pioneiro de Abbas [ABBA85], introduzindo-se um novo coeficiente equivalente de cancelação de ruído de excesso de intensidade, o qual permite uma clara descrição do efeito de cancelamento do ruído de excesso de intensidade em relação ao receptor convencional de detector único. Será apresentada uma análise teórica que justifica a existência de mais duas vantagens dos receptores balanceados, para além das já conhecidas. As duas vantagens adicionais identificadas neste trabalho são:

- A supressão da conversão do ruído de fase para ruído de excesso de intensidade, devido à cavidade Fabry-Perot formada pelas descontinuidades do índice de refração nos componentes ópticos.
- A supressão do ruído proveniente do batimento entre os modos principal e lateral do laser OL.

São ainda aqui estabelecidas as bases e os critérios de projecto para receptores balanceados.

Na secção 4.3 serão apresentados modelos que permitem o dimensionamento de *'front-ends'* ópticos sintonizados, aplicáveis consoante as especificações a cumprir. Será estudada com detalhe a **SINTONIA SÉRIE**, a **PARALELA** e ainda a do equivalente em **T** do **TRANSFORMADOR**.

De forma a estudar-se as vantagens e aplicabilidade de cada uma destas técnicas, na secção 4.4 pretende-se efectuar um estudo sobre pré-amplificadores ópticos PIN-FET de transimpedância, analisando as implicações que diversos métodos de sintonia nele exercem quer em termos do perfil de ganho como também, e sobretudo, em termos de melhoria das características de ruído.

Como a realização de simulações é fundamental para testar a utilidade de cada um dos vários métodos de sintonia, estabelece-se também uma comparação crítica dos resultados alcançados

para cada caso em termos de desempenho global. Na configuração particular utilizada na simulação, o pré-amplificador possui uma malha de realimentação negativa, onde para cada tipo de sintonia é ajustado o valor óptimo dessa malha.

De forma a facultar todas as ferramentas analíticas para o projecto de um 'front-end' sintonizado, generalizando-o na medida do possível, este estudo foi realizado a partir unicamente dos parâmetros [S] fornecidos para o FET NE32100 (@ $I_d=10\text{mA}$, $V_{ds}=2\text{V}$) e do modelo simplificado do PIN típico, tendo sido necessário extrair um conjunto de outros parâmetros necessários para o projecto do pré-amplificador óptico.

Finalmente, neste capítulo também serão apresentadas diversas considerações úteis para o projecto de receptores ópticos heterodinos práticos.

4.2 Receptores Balanceados

Os receptores balanceados para a detecção óptica foram originalmente propostos por Olivier [OLIV61] e desde então têm-se mostrado úteis no aproveitamento eficiente da potência óptica do sinal e do laser oscilador local (OL), e na supressão do ruído de excesso de intensidade do laser OL. Assim, este tipo de receptores exigem menor potência dos lasers OL do que os receptores convencionais.

4.2.1 Princípio dos Receptores Balanceados

Na secção 3.8 analisou-se o princípio dos receptores ópticos com diversidade de polarização. Agora será estudado em maior detalhe o princípio e as características principais do receptor balanceado, tendo como base o trabalho de Abbas [ABBA85] e Alexander [ALEX87].

Um modelo relativamente simples de um receptor balanceado está representado na Figura-4.1. O campo \hat{A} do (fraco) sinal óptico recebido, com potência média A^2 , é espacialmente combinado com o (forte) campo \hat{U} do laser oscilador local, com potência média U^2 , utilizando-se para o efeito um acoplador óptico direccionado ou um divisor de feixe.

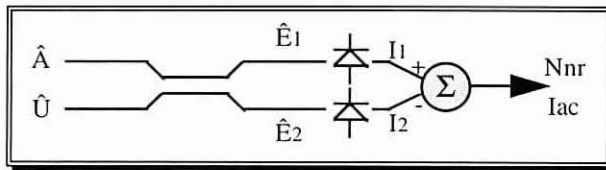


Figura-4.1: Modelo do receptor balanceado

Seguindo a nomenclatura utilizada por Abbas [ABBA85], os campos à entrada do acoplador direccional são:

$$\hat{A} = (Ae^{j(\omega_1 t + \phi_1)}) \quad \{4.1a\}$$

$$\hat{U} = (Ue^{j(\omega_2 t + \phi_2)}) \quad \{4.1b\}$$

onde ω_1 e ω_2 são as frequências do sinal óptico e do laser OL, respectivamente, e ϕ_1 e ϕ_2 são as suas fases. Os campos à saída do acoplador direccional são:

$$\hat{E}_1 = \left(\sqrt{1-\epsilon} \hat{A} + \sqrt{\epsilon} \hat{U} e^{j\frac{\pi}{2}} \right) \cdot e^{j\phi_1} \quad \{4.2a\}$$

$$\hat{E}_2 = \left(\sqrt{\varepsilon} \hat{A} e^{j\frac{\pi}{2}} + \sqrt{1-\varepsilon} \hat{U} \right) \cdot e^{j\phi_2} \quad \{4.2b\}$$

onde ε é o coeficiente de acoplamento de potência do acoplador direccionado, ao passo que ϕ_1 e ϕ_2 são a diferença de fase entre ambos os braços do acoplador.

Numa configuração convencional com detector único, apenas o detector 1 seria usado. O campo combinado \hat{E}_1 incidiria sobre ele, mas o outro campo combinado \hat{E}_2 seria desperdiçado. Para além disso, vê-se a partir de {4.2} que, neste caso, quando o ruído quântico é dominante deve-se escolher um ε pequeno de forma a obter mais potência do sinal recebido, mas, em contrapartida, a maior parte da potência do OL será desperdiçada. Se $\varepsilon=0.1$, por exemplo, então 90% da potência do OL e 10% da potência do sinal recebido serão desperdiçados. Consequentemente, é difícil ter-se disponível à entrada do foto-detector potência suficiente do OL, de forma a alcançar-se a sensibilidade máxima limitada pelo ruído quântico. Contudo, para a configuração do receptor balanceado, toda a potência do sinal recebido e do laser OL será aproveitada. Esta é a primeira grande vantagem do receptor balanceado comparativamente ao receptor de detector único [ABBA85].

4.2.2 Supressão das Fontes de Ruído de Intensidade

Nesta secção será desenvolvida uma análise teórica de forma a providenciar um conjunto de expressões e factores de degradação, isto é, penalidades, do receptor balanceado para vários factores de ruído de excesso de intensidade e coeficientes de cancelamento.

Num receptor balanceado, o ruído de excesso de intensidade do OL produzido em cada detector está em fase enquanto que os sinais de batimento de frequência intermédia (FI) em ambos os detectores está em anti-fase (180°). Subtraindo as duas foto-correntes, o ruído de intensidade do OL pode ser suprimido, enquanto que os dois sinais de FI serão adicionados [ABBA85]. Para simplificar a análise, assumimos doravante que o acoplador é simétrico (caso prático) e que portanto $\varepsilon=1/2$. O sinal de FI à saída, $I_{ac}(t)$, negligenciando-se os termos de diferença de fase, é:

$$I_{ac}(t) = \frac{q}{h\nu} AU(\eta_1 + \eta_2) \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad \{4.3\}$$

onde η_1 e η_2 são as eficiências quânticas dos detectores 1 e 2, respectivamente

q é a carga do electrão

ν é a frequência do sinal óptico

h é a constante de Planck

As densidades espectrais de potência das componentes de ruído devido ao laser OL são:

$$N = N_q + N_{ex} = 2q(I_{dc1} + I_{dc2}) + 2q\gamma(I_{dc1} - I_{dc2})^2 \quad \{4.4\}$$

onde N_q é o ruído quântico e N_{ex} é o ruído de excesso de intensidade; I_{dc1} e I_{dc2} são as componentes DC das foto-correntes produzidas nos detectores 1 e 2, respectivamente, e dadas por:

$$I_{dc1} = \frac{1}{2} \frac{\eta_1 q}{h\nu} U^2 \quad \{4.5a\}$$

$$I_{dc2} = \frac{1}{2} \frac{\eta_2 q}{h\nu} U^2 \quad \{4.5b\}$$

O parâmetro γ é o factor de ruído quântico de excesso de intensidade e tem unidades de inverso da corrente (A^{-1}). A gama de valores típicos para o γ está entre 10^2 e $10^9 A^{-1}$ para lasers semicondutores [AGRA86].

A densidade espectral de potência equivalente de entrada do receptor pode ser dividida em três partes:

$$N_{nr} = N_q + N_{ex} + N_{th} \quad \{4.6\}$$

onde N_{th} é o ruído térmico do receptor.

A relação [potência de sinal]/[densidade espectral de ruído] pode ser expressa como:

$$RSRE = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{q}{h\nu} \right)^2 A^2 U^2 (\eta_1 + \eta_2)^2}{N_q + N_{ex} + N_{th}} \quad \{4.7\}$$

A partir das equações {4.4} e {4.5}, constata-se que, se $\eta_1 = \eta_2 = \eta$, então o ruído quântico de excesso de intensidade é completamente cancelado. Nestas circunstâncias, se $N_q \gg N_{th}$, então o desejável limite de ruído quântico é alcançado:

$$RSRE = \frac{A^2}{h\nu} \eta \quad \{4.8\}$$

Se $\eta_1 \neq \eta_2$, então o ruído quântico de excesso de intensidade é apenas parcialmente cancelado. Em Alexander [ALEX87] definiu-se o coeficiente de cancelamento C da seguinte forma:

$$C = \left(\frac{I_{d1} - I_{d2}}{I_{d1} + I_{d2}} \right)^2 = \left(\frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2} \right)^2 \quad \{4.9\}$$

A situação $C=1$ corresponde ao receptor com um único detector, sem nenhum cancelamento do ruído de excesso de intensidade, e $C=0$ corresponde ao receptor balanceado com perfeito cancelamento do ruído de excesso de intensidade.

Um factor equivalente de ruído quântico de excesso de intensidade pode ser definido como:

$$\gamma' = \gamma \cdot C \quad \{4.10\}$$

Neste caso, o ruído quântico de excesso de intensidade pode ser reformulado como:

$$N_{ex} = 2q\gamma'(I_{dc1} + I_{dc2})^2 \quad \{4.11\}$$

É visível que, devido à configuração balanceada, o factor de ruído de excesso de intensidade é reduzido pelo coeficiente de cancelamento C . Consequentemente, o ruído de excesso de intensidade é reduzido pelo mesmo factor.

A equação {4.7} pode ser re-escrita da seguinte forma:

$$RSRE = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{q}{h\nu} \right)^2 A^2 U^2 (\eta_1 + \eta_2)^2}{2q(I_{dc1} + I_{dc2})[1 + \gamma'(I_{dc1} + I_{dc2})] + N_{th}} \quad \{4.12\}$$

A partir da expressão anterior e assumindo-se que o ruído térmico tem uma densidade espectral plana, constata-se que a degradação do receptor, relativamente ao limite quântico, é igual a:

$$\Delta P = 10 \cdot \log \left[1 + \gamma' (I_{dc1} + I_{dc2}) + \frac{N_{th}}{2q(I_{dc1} + I_{dc2})} \right] \quad \{4.13\}$$

A degradação do receptor ΔP , em dB, em função da foto-corrente total para vários γ' , está representada na Figura-4.2. Esta figura é idêntica à apresentada em [ALEX87], à excepção de que aqui o factor γ' é dado como parâmetro em vez de C e γ , tornando-o mais conveniente para caracterizar quer o receptor com detector único como também com detectores balanceados. As curvas A, B, C, e D, na Figura-4.2 correspondem a valores para γ' de 10^4 , 10^3 , 10^2 e 10 A^{-1} , respectivamente. Assumiu-se que a densidade espectral de ruído térmico era $N_{th}=10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$. Analisando a Figura-4.2 verifica-se que existe um mínimo, bem definido, para a degradação do receptor.

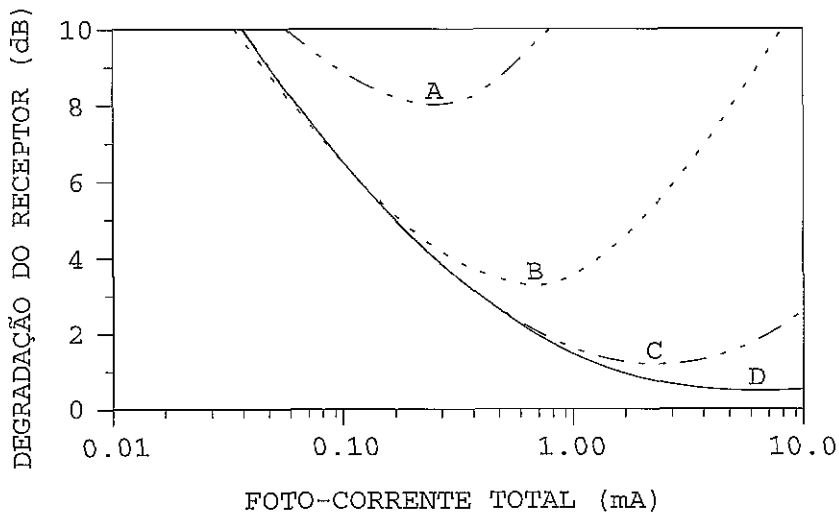


Figura-4.2: Degradação do receptor versus a foto-corrente total ($I_{dc1} + I_{dc2}$)

Existe uma foto-corrente óptima, dada por:

$$I_{dc, total} = \sqrt{\frac{N_{th}}{2q\gamma'}} \quad \{4.14\}$$

Para foto-correntes abaixo do valor óptimo, o ruído térmico do receptor será dominante, enquanto que para valores de I_{dc} acima desse óptimo o ruído de excesso de intensidade será a fonte dominante da degradação. Quando γ' decresce, a degradação decresce e o valor óptimo para a I_{dc} aumenta.

Para o valor óptimo de I_{dc} , a degradação do receptor é igual a:

$$\Delta P_{min} = 10 \cdot \log \left(1 + \sqrt{\frac{2\gamma' N_{th}}{q}} \right) \quad \{4.15\}$$

O efeito de γ' na degradação do receptor está ilustrada na Figura-4.3. Verifica-se que, para $N_{th}=10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$, ocorre uma degradação do receptor de 0.46 dB até 10.9 dB para uma variação de γ' desde 10 a 10^5 A^{-1} .

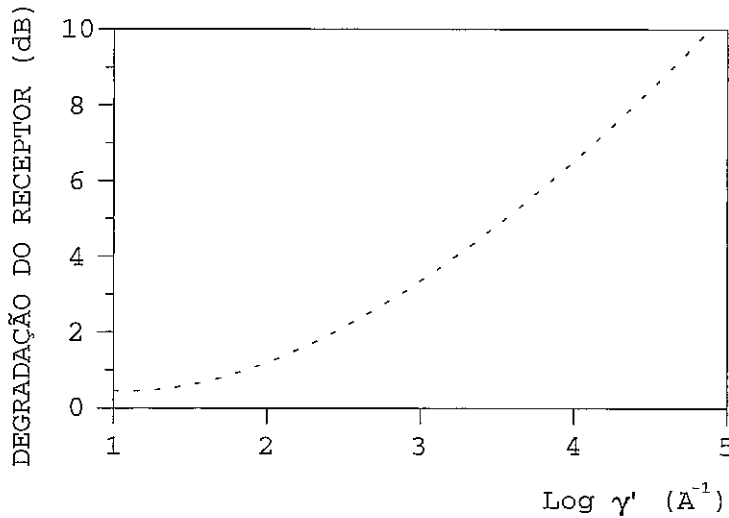


Figura-4.3: Degradação mínima do receptor versus γ' , para $N_{th}=10^{-22} A^2/Hz$

A análise efectuada anteriormente explicou matematicamente duas das vantagens do receptor balanceado, relativamente ao receptor convencional simples. A primeira vantagem é a utilização eficaz da potência óptica do sinal e do laser OL. A segunda vantagem é o cancelamento do ruído de excesso de intensidade. Num receptor prático, é importante fazer com que as duas foto-correntes, I_{dc1} e I_{dc2} , sejam iguais, de forma a obter a cancelação máxima do ruído de excesso de intensidade. De qualquer forma, neste aspecto, o receptor balanceado é sempre melhor que o de detector único, embora sob a perspectiva de ruído térmico sejam idênticos.

Nos sistemas coerentes, para além do ruído quântico de excesso de intensidade, existem algumas outras fontes de ruído pouco conhecidas, tal como o ruído interferométrico devido aos atrasos dos sinais ópticos originados pelas reflexões, e o ruído de batimento de frequências entre o modo principal e o modo lateral num laser OL de cavidade externa. Estas fontes de ruído alcançam o receptor óptico através do mesmo percurso que o sinal óptico e o sinal do laser OL. A análise seguinte demonstrará que os efeitos destas fontes de ruído podem ser suprimidos utilizando-se um receptor com uma configuração balanceada.

As cavidades Fabry-Perot, formadas pelas descontinuidades de índice de refração nos componentes de fibra óptica, convertem o ruído de fase intrínseco dum laser semiconductor em ruído de excesso de intensidade [GIML88]. A Figura-4.4 ilustra uma cavidade Fabry-Perot formada por duas descontinuidades de índice, tais como aquelas que ocorrem, por exemplo, nas faces terminais dos conectores, más soldaduras, e nas interfaces laser-fibra e fibra-fotodíodo.

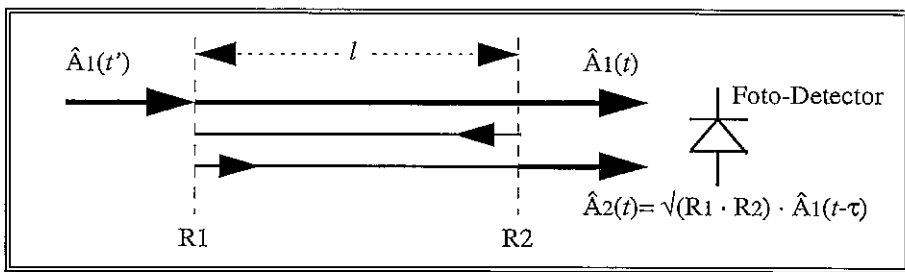


Figura-4.4: Esquematização de uma cavidade Fabry-Perot formada por descontinuidades refractivas

O campo óptico incidente $\hat{A}_1(t')$ encontra duas interfaces com coeficientes de reflexão R_1 e R_2 , separadas por uma distância l correspondente a um percurso total com um tempo de atraso τ . O campo óptico atrasado $\hat{A}_2(t)$ e o campo directo $\hat{A}_1(t)$ iluminam o foto-detector através do

mesmo percurso. Gimlett [GIML88] observou experimentalmente o efeito da conversão do ruído de fase em ruído de excesso de intensidade. Este fenómeno também existe no percurso desde o laser OL até aos foto-detectores.

Uma outra fonte de ruído provém do batimento entre o modo principal e o modo lateral num laser semiconductor. Se a frequência de batimento entre o campo do modo principal e o campo do modo lateral estiver dentro da gama de FI, o que acontece frequentemente em sistemas de alta velocidade, isso pode degradar o desempenho do receptor.

Na Figura-4.5 estes tipos de ruído são denotados por \hat{A}_2 e \hat{U}_2 , e os campos do sinal óptico e do laser OL por \hat{A}_1 e \hat{U}_1 , respectivamente. Ambos \hat{A}_1 e \hat{A}_2 são referidos a uma das entradas do acoplador óptico, ao passo que \hat{U}_1 e \hat{U}_2 são referidos à outra entrada.

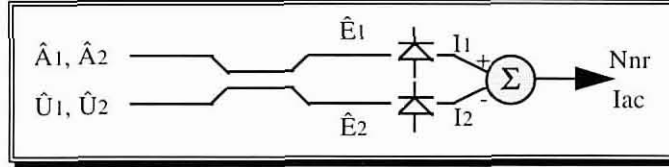


Figura-4.5: Receptor óptico balanceado com fontes de ruído

Seguindo o trabalho de Abbas [ABBA85], os sinais de saída AC das foto-correntes I_1 e I_2 são da forma:

$$I_{ac1} = \frac{\eta_1 q}{h\nu} \left\{ A_1 A_2 \cos \left[(\omega_{A_1} - \omega_{A_2})t + \phi_{A_1} - \phi_{A_2} \right] + U_1 U_2 \cos \left[(\omega_{U_1} - \omega_{U_2})t + \phi_{U_1} - \phi_{U_2} \right] + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 A_i U_j \cos \left[(\omega_{A_i} - \omega_{U_j})t + \phi_{A_i} - \phi_{U_j} - \frac{\pi}{2} \right] \right\} \quad \{4.16\}$$

$$I_{ac2} = \frac{\eta_2 q}{h\nu} \left\{ A_1 A_2 \cos \left[(\omega_{A_1} - \omega_{A_2})t + \phi_{A_1} - \phi_{A_2} \right] + U_1 U_2 \cos \left[(\omega_{U_1} - \omega_{U_2})t + \phi_{U_1} - \phi_{U_2} \right] + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 A_i U_j \cos \left[(\omega_{A_i} - \omega_{U_j})t + \phi_{A_i} - \phi_{U_j} + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \quad \{4.17\}$$

onde ω_{A1} , ω_{A2} , ω_{U1} , e ω_{U2} são as frequências de \hat{A}_1 , \hat{A}_2 , \hat{U}_1 e \hat{U}_2 , respectivamente, ao passo que ϕ_{A1} , ϕ_{A2} , ϕ_{U1} , e ϕ_{U2} são as respectivas fases.

As componentes DC das foto-correntes são:

$$I_{dc1} = \frac{1}{2} \frac{\eta_1 q}{h\nu} (A_1^2 + A_2^2 + U_1^2 + U_2^2) \quad \{4.18\}$$

$$I_{dc2} = \frac{1}{2} \frac{\eta_2 q}{h\nu} (A_1^2 + A_2^2 + U_1^2 + U_2^2) \quad \{4.19\}$$

No caso do receptor com detector único, o sinal AC de saída, I_{ac1} , é expresso pela equação {4.16} e a potência de ruído é:

$$N_{nr1} = 2qI_{dc1} + 2q\gamma I_{dc1}^2 \quad \{4.20\}$$

A partir de {4.16} é visível que para além do termo de sinal pretendido, isto é $A_1 U_1 \cos[(\omega_{A1} - \omega_{U1})t + \phi_{A1} - \phi_{U1} - \pi/2]$, existem outros cinco termos "indesejáveis".

No caso do receptor balanceado, o sinal de saída I_{ac} e a potência de ruído são, respectivamente:

$$I_{ac} = \frac{\eta_1 - \eta_2}{h\nu} q \left\{ A_1 A_2 \cos \left[(\omega_{A_1} - \omega_{A_2})t + \phi_{A_1} - \phi_{A_2} \right] + U_1 U_2 \cos \left[(\omega_{U_1} - \omega_{U_2})t + \phi_{U_1} - \phi_{U_2} \right] \right\} + \frac{\eta_1 + \eta_2}{h\nu} q \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 A_i U_j \cos \left[(\omega_{A_i} - \omega_{U_j})t + \phi_{A_i} - \phi_{U_j} \right]$$

$$I_{ac} = \sqrt{C} \frac{\eta_1 + \eta_2}{h\nu} q \left\{ A_1 A_2 \cos \left[(\omega_{A_1} - \omega_{A_2})t + \phi_{A_1} - \phi_{A_2} \right] + U_1 U_2 \cos \left[(\omega_{U_1} - \omega_{U_2})t + \phi_{U_1} - \phi_{U_2} \right] \right\} + \frac{\eta_1 + \eta_2}{h\nu} q \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 A_i U_j \cos \left[(\omega_{A_i} - \omega_{U_j})t + \phi_{A_i} - \phi_{U_j} \right] \quad \{4.21\}$$

$$N_{nr} = 2q(I_{dc1} + I_{dc2}) + 2q\gamma(I_{dc1} - I_{dc2})^2$$

$$= 2q(I_{dc1} + I_{dc2}) + 2q\gamma C(I_{dc1} + I_{dc2})^2 \quad \{4.22\}$$

Comparando {4.21} com {4.16}, verifica-se que as correntes de ruído do primeiro e segundo termos são suprimidas pelo factor \sqrt{C} , e a potência de ruído pelo factor C, devido à configuração balanceada.

Se admitir-mos que \hat{A}_2 é o sinal atrasado de \hat{A}_1 , tal como ilustrado na Figura-4.4, então $\hat{A}_2 = \sqrt{R_1 R_2} \hat{A}_1(t_1 - \tau)$. No caso de um receptor com detector único, o primeiro termo na equação {4.16} torna-se $A_1^2 \sqrt{R_1 R_2} \cos[\omega_1 \tau + \phi_{A_1}(t) - \phi_{A_1}(t - \tau)]$, o qual é a mesma expressão da equação {1} na referência [GIML88]. O ruído de fase $\phi_{A_1}(t)$ será convertido em ruído de intensidade. O valor máximo do ruído de intensidade relativa (RIN) é proporcional a $A_1^4 R_1 R_2$ [GIML88]. Contudo, no caso do receptor balanceado, este ruído é suprimido pelo factor C (primeiro termo na equação {4.21}).

Assuma-se agora que \hat{U}_2 é o campo dum modo lateral do laser OL, sendo U_2 e ω_{U_2} a sua amplitude e a frequência de oscilação, respectivamente. No caso do receptor com detector único, o segundo termo na equação {4.16} $U_1 U_2 \cos[(\omega_{U_1} - \omega_{U_2})t + \phi_{U_1}(t) - \phi_{U_2}(t)]$ é o ruído de batimento de frequência. A potência do ruído de batimento de frequência é proporcional a $(U_1 U_2)^2$. Contudo, no caso do receptor balanceado, este ruído é, novamente, suprimido pelo factor C (segundo termo na equação {4.21}).

Esta é uma conclusão muito importante, significando pois que o receptor balanceado pode não apenas suprimir o ruído de intensidade do laser OL mas também cancelar por um factor C outros tipos de ruído, como o ruído de intensidade convertido a partir do ruído de fase dum laser e o ruído de batimento entre modos do laser OL.

Contudo, deve-se notar que um receptor balanceado não consegue suprimir aquelas componentes de ruído originadas por campos com diferentes percursos, tais como os outros três termos de ruído na equação {4.21}. Estes três termos de ruído resultam do batimento entre \hat{A}_1 e \hat{U}_2 , \hat{A}_2 e \hat{U}_1 , e \hat{A}_2 e \hat{U}_2 . Como geralmente, $A_2 \ll A_1$ e $U_2 \ll U_1$, o último termo de ruído tem pouca influência. A influência dos dois primeiros termos depende das suas amplitudes e do espaçamento em frequência dos modos principal e lateral do laser OL.

4.2.3 Critérios de Projecto

Na secção anterior os princípios e vantagens do receptor balanceado foram descritos teoricamente. Tornou-se claro que o receptor balanceado é muito melhor que o simples receptor convencional. Nesta secção são apresentados alguns critérios práticos para o projecto de receptores balanceados. Os principais critérios foram apresentados originalmente por Abbas [ABBA85], mas aqui discutiremos também a ideia de utilização de um receptor simultaneamente balanceado e sintonizado, de forma a obtermos um desempenho superior.

Teoricamente, um receptor balanceado tem de ter um subtrator para subtrair as duas fotocorrentes. Existem três técnicas principais:

- Usar um híbrido 0-180° de micro-ondas [ABBA85]
- Usar um amplificador diferencial
- Usar os dois foto-detectores balanceados com polarizações opostas [KASP86]

Receptores balanceados com híbridos ou amplificadores diferenciais nos andares de entrada são difíceis de implementar com grandes larguras de banda, devido aos requisitos por vezes muito exigentes de adaptação dos componentes. A utilização de fotodíodos balanceados, colocados “em série” e polarizados inversamente, é a implementação preferida na prática, pois reduz o problema de adaptação de componentes à utilização de dois fotodíodos idênticos. Por esse motivo, nesta tese apenas será discutida a configuração de fotodíodos balanceados.

Um ‘front-end’ com uma configuração de foto-detectores balanceados, assim como o seu modelo equivalente (simplificado) de ruído, é apresentado na Figura-4.6.

Aí mostra-se que o ‘front-end’ consiste num acoplador de fibra, dois foto-detectores ligados em oposição de polarização, e um pré-amplificador. O pré-amplificador pode também incorporar o andar de sintonia.

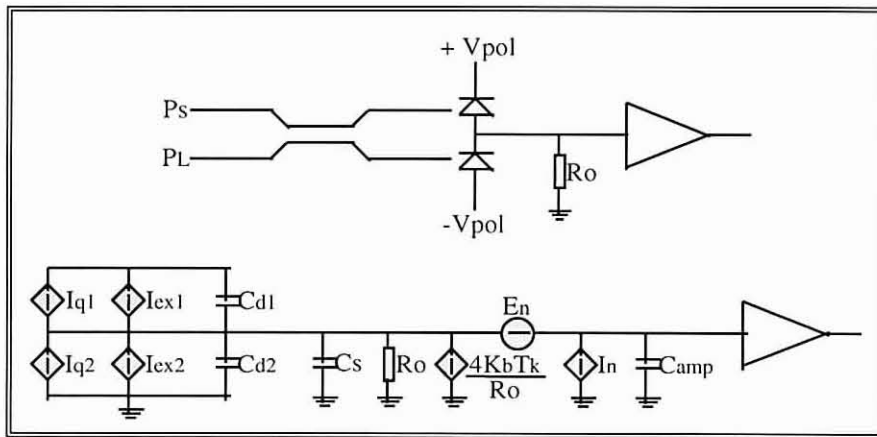


Figura-4.6: Receptor balanceado e seu modelo equivalente simples de ruído

Os quatro aspectos mais importantes para um ‘front-end’ balanceado são:

- *Cancelamento do ruído de excesso de intensidade:* Para obter um bom cancelamento do ruído de excesso de intensidade devem ser considerados os seguintes aspectos:
 - (i) O coeficiente de acoplamento óptimo dum acoplador óptico direccionado, ϵ , deve ser $\frac{1}{2}$. Para um laser OL semiconductor, com $\gamma=10^3 \text{ A}^{-1}$ (representando um laser OL com baixo ruído de intensidade), não existe grande impacto no desempenho do receptor para um coeficiente de acoplamento $0.4 < \epsilon < 0.6$

e uma foto-corrente total inferior a 1 mA. Contudo, se γ aumentar para 10^5 A^{-1} , então é necessário garantir um apertado valor para ε em torno de $\frac{1}{2}$.

- (ii) Para uma cancelamento de 20 dB com um acoplador direccional 50/50, as eficiências quânticas dos dois foto-detectores devem condizer com uma margem de 17%, e as respostas dos foto-detectores devem estar adaptadas com uma margem de 1.6 dB (assumindo-se adaptação de fases) ou 11° (assumindo-se adaptação de amplitudes) [ABBA85].
- (iii) A diferença de comprimento do percurso do sinal óptico ou eléctrico Δl entre os dois ramos, deve obedecer à condição:

$$\Delta l \leq \frac{\beta}{360^\circ} \frac{\vartheta}{\nu} \quad \{4.23\}$$

onde β é o desvio de fase permitido
 ν é a mais elevada frequência de trabalho do receptor
 ϑ é a velocidade de transmissão no meio

Assim, para um cancelamento de 20 dB, β deve ser menor que 11° , se todos os outros parâmetros forem optimizados [ABBA85]. Isto significa que a diferença de comprimento do percurso óptico, Δl , deve ser menor que aproximadamente 9 mm para uma frequência máxima de 1 GHz.

- *Degradação da FI:* Se o acoplador for simétrico, isto é, com uma relação de divisão de potência de 50/50, a degradação do sinal de FI devida ao desvio relativo de fase entre os dois ramos de saída do acoplador é função das perdas de inserção do acoplador, sendo estimada em [ABBA85]:

$$\text{Deg}_{\text{FI}} \leq -10 \log \left(1 - \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} \right) \quad \{4.24\}$$

onde α é a perda de inserção fraccional do acoplador direccional, definida como:

$$\alpha = 1 - \frac{\text{Potência Total de Saída}}{\text{Potência de Entrada}} \quad \{4.25\}$$

Se o acoplador não tiver perdas ($\alpha=0$) não existe degradação de FI. Contudo, as perdas num acoplador de fibra mono-modo são tipicamente à volta de 1dB. Para 1 dB de degradação de FI, o valor de α deve ser menor que 0.3 (isto é, perdas inferiores a 1.6 dB). O cancelamento do ruído do laser OL não é afectado pelas perdas no acoplador.

- *Ruído térmico do receptor:* O modelo equivalente simplificado de ruído de um 'front-end' balanceado está ilustrado na Figura-4.6. O ruído quântico e o ruído de excesso de intensidade já foram apresentados anteriormente. A densidade de ruído de corrente de entrada equivalente, devida ao amplificador, é [PERS73]:

$$N_{\text{amp}} = \frac{4K_b T_k}{R_o} + 2qI_g + \frac{4K_b T_k \Gamma}{g_m} (\omega C_T)^2 \quad \{4.26\}$$

onde K_b é a constante de Boltzman
 T_k é a temperatura absoluta
 R_o é a resistência de carga dos fotodíodos

g_m	é a transcondutância do FET
I_g	é a corrente da <i>gate</i> do FET
C_T	é a capacidade total (fotodíodos, FET, e parasita)
C_S	é a capacidade parasita da malha de entrada
Γ	é um parâmetro de ruído do FET (1.75 para os GaAs MESFETs [OGAW81])

Verifica-se a partir de {4.26} que o ruído térmico da porta tem uma dependência quadrática com a frequência, e conseqüentemente irá dominar o ruído térmico global às altas frequências. Dado que o ruído térmico do dreno é proporcional a C_T^2 , então na configuração balanceada ele é $(1+C_{D1}/(C_T-C_{D1}))^2$ vezes maior que no receptor de detector único. Para além de necessitar dois fotodíodos idênticos, esta é uma outra desvantagem dos receptores balanceados. Contudo, a componente do ruído térmico do dreno do receptor balanceado pode ser reduzida através da sintonização do *'front-end'*. Por isso, é preferível utilizar um *'front-end'* sintonizado num receptor balanceado. Este assunto será estudado detalhadamente na secção 4.3.

- *Largura de banda da malha de entrada:* A largura de banda a 3dB para a malha de entrada é:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_o C_T} \quad \{4.27\}$$

Comparativamente ao receptor convencional, a largura de banda do *'front-end'* dum receptor balanceado é reduzida por um factor $(1+C_{D1}/(C_T-C_{D1}))$. Esta desvantagem pode, contudo, ser melhorada através da sintonia do *'front-end'*. A próxima secção discutirá este assunto com maior acuidade.

4.3 Receptores Sintonizados

O objectivo principal desta secção é apresentar analiticamente as bases teóricas necessárias para o projecto de 'front-ends' sintonizados, tendo como referência o estudo pioneiro desenvolvido em [JACO90]. Em geral é extremamente importante manter a contribuição do ruído térmico a um nível baixo, dentro da largura de banda especificada, de maneira a conseguir-se uma boa sensibilidade (tendencialmente em direcção à detecção limitada pelo ruído quântico). Para um receptor óptico convencional existe uma componente de ruído f^2 , a qual é dominante particularmente nos seguintes casos:

- Sistemas de alto débito
- Sistemas coerentes utilizando lasers com larguras espectrais significativas, onde é exigida uma grande largura de banda de frequência intermédia de maneira a baixar-se o esperado patamar inferior para a probabilidade de erro.
- Um receptor balanceado que tenha uma grande capacidade total de entrada, a qual é agravada pelo facto de se utilizarem simultaneamente dois fotodíodos.

É difícil contornar o problema da componente f^2 do ruído utilizando uma resistência de carga do fotodíodo elevada, ou então com uma implementação em transcondutância. No entanto, a utilização de um 'front-end' sintonizado pode reduzir esta componente quadrática do ruído.

4.3.1 Modelização do 'Front-End'

A Figura-4.7 ilustra genericamente o circuito equivalente de ruído para 'front-ends' ópticos, em que as impedâncias Z1-Z5 representam a malha de entrada do 'front-end' que permite a implementação do circuito de sintonia.

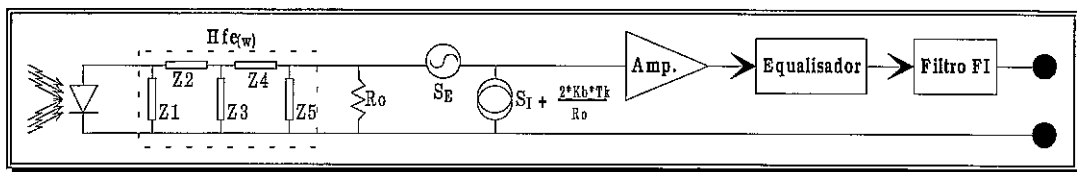


Figura-4.7: Modelo do 'front-end' óptico com bloco de sintonia genérico

Parte da impedância Z1 é devida à capacidade C_d do(s) foto-detector(es), e parte da impedância Z5 é devida à capacidade de entrada C_a do primeiro andar de amplificação e à capacidade parasita paralela C_{stray} da resistência de carga R_o do(s) foto-detector(es).

A especificação detalhada da malha Z1-Z5 depende do tipo de sintonia. Neste estudo serão considerados os seguintes tipos de sintonia:

- *Sintonia Tipo Série*
- *Sintonia Tipo Paralela*
- *Sintonia Tipo Transformador*

Embora existam outras técnicas possíveis de sintonia, tais como a sintonia mista ou a sintonia passa-banda de 3ª ordem, não serão no entanto aqui analisadas por não se considerarem relevantes para o nosso estudo.

Para simplificar a análise, vamos assumir que Z1-Z5 são reactâncias, definindo-se por elementar teoria de análise de circuitos, que:

$$Z5' = Z5 // R_o = \frac{Z5 \cdot R_o}{Z5 + R_o} \quad \{4.28\}$$

$$Z3' = Z3 // (Z4 + Z5') = \frac{Z3 \cdot (Z4 + Z5')}{Z3 + Z4 + Z5'} \quad \{4.29\}$$

$$Z3'' = Z3 // (Z1 + Z2) = \frac{(Z1 + Z2) \cdot Z3}{Z1 + Z2 + Z3} \quad \{4.30\}$$

A função de transferência da malha de entrada do 'front-end' será então:

$$H_{fe}(\omega) = \frac{Z1 \cdot Z3'}{Z1 + Z2 + Z3'} \cdot \frac{Z5'}{Z4 + Z5'} \quad \{4.31\}$$

A densidade espectral de potência equivalente de ruído à entrada do 'front-end' é [JACO90]:

$$n = n_1 + n_2 + n_3 \quad \{4.32\}$$

e onde

$$n_1 = q \cdot \mathfrak{R} \cdot p_L \quad \{4.33\}$$

$$n_2 = \left(\frac{2 \cdot K_b \cdot T_k}{R_o} + S_I + \frac{S_E}{R_o^2} \right) \cdot R_o^2 \cdot \left| \operatorname{Re} \left(\frac{1}{H_{fe}(\omega)} \right) \right|^2 \quad \{4.34\}$$

$$n_3 = S_E \cdot \left| \operatorname{Im} \left(\frac{1}{H_{fe}(\omega)} \right) \right|^2 \quad \{4.35\}$$

em que K_b é a constante de Boltzman, T_k é a temperatura absoluta, \mathfrak{R} é a responsividade do foto-detector, S_I e S_E são, respectivamente, as densidades espectrais 'double-sided' da fonte de corrente de ruído paralela e da fonte de tensão de ruído série do amplificador. $\operatorname{Re}(x)$ e $\operatorname{Im}(x)$ denotam a parte real e imaginária de (x) . Por seu lado, n_1 é a densidade espectral de ruído quântico 'branco' devido à potência do oscilador local P_L , e n_2 e n_3 são as componentes das densidades espectrais do ruído térmico do receptor.

Se necessário, a resposta da malha de entrada do 'front-end' $H_{fe}(\omega)$ pode ser compensada por um equalizador, de maneira a conseguir-se uma resposta uniforme em toda a largura de banda do sinal.

A partir das equações anteriores referentes a n_1 , n_2 e n_3 e com uma dada característica de frequência intermédia (FI), é possível calcular a potência de ruído transmitida através do filtro de FI. Deste modo, a potência do ruído pode ser minimizada através do ajuste conjunto das impedâncias $Z1$ - $Z5$.

4.3.1.1 Sem Sintonia

Neste caso a malha de entrada do 'front-end' $Z1$ - $Z5$ tem a seguinte configuração (Figura-4.8):

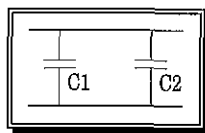


Figura-4.8: Malha de entrada do 'front-end' sem sintonia

sendo $Z1 = 1/j\omega C1$, $Z5 = 1/j\omega C2$, $Z2 = Z3 = Z4 = 0$.

As densidades espectrais do ruído n_1 - n_3 para o 'front-end' convencional são:

$$n_1 = q \cdot \mathfrak{R} \cdot p_I / T \quad \{4.36\}$$

$$n_2 = \left(\frac{2 \cdot K_b \cdot T_k}{R_o} + S_I + \frac{S_E}{R_o^2} \right) / T \equiv N_2 \quad \{4.37\}$$

$$n_3 = \omega^2 \cdot C_T^2 \cdot S_E / T \equiv u^2 \cdot N_3 \quad \{4.38\}$$

em que $C_T = C_1 + C_2$ é a capacidade de entrada do 'front-end' total, T é o período dum bit, e em que n_1 , n_2 e n_3 são agora funções da frequência normalizada u definida como:

$$u \equiv \frac{\omega \cdot T}{2 \cdot \pi} \quad \{4.39\}$$

Como n_1 é o ruído quântico, o seu efeito não pode ser alterado através da sintonia. Assim, apenas é possível modificar as características espectrais de n_2 e de n_3 .

No receptor convencional (sem sintonia) n_2 tem uma densidade espectral plana, mas n_3 tem uma densidade espectral com u^2 (ou seja, com f^2). Portanto, se este tipo de receptor for utilizado num sistema heterodino com uma alta FI, e possivelmente uma grande largura de banda de FI, a influência da componente de ruído u^2 é muito significativa e assim é necessária uma grande potência do oscilador local para tornar n_1 dominante, isto é, para nos aproximarmos da situação ideal em que a sensibilidade é limitada pelo ruído quântico.

O filtro de FI, colocado a seguir ao bloco equalizador, é utilizado para minimizar o ruído total. A potência do ruído que passa pelo filtro de FI, o qual tem uma função de transferência do tipo $H'(u) = H(\omega T / 2\pi)$, é dada em termos dos integrais de ruído de largura de banda normalizada [PERS73], definidos por :

$$I_{2n+1} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H'(u)|^2 u^{2n} du \quad , \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad \{4.40\}$$

Assim as potências de ruído associadas com n_1 , n_2 e n_3 são:

$$P_1 = N_1 \cdot I_1 \quad \{4.41\}$$

$$P_2 = N_2 \cdot I_1 \quad \{4.42\}$$

$$P_3 = N_3 \cdot I_3 \quad \{4.43\}$$

A potência de ruído total é igual à soma algébrica de P_1 , P_2 e P_3 .

4.3.1.2 Sintonia Paralela

Neste caso a malha de entrada do 'front-end' Z_1 - Z_5 é formada por uma indutância em paralelo com a capacidade do fotodíodo, e tem a seguinte configuração (Figura-4.9):

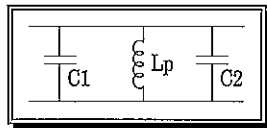


Figura-4.9: Sintonia paralela

sendo $Z_1 = 1/j\omega C_1$, $Z_3 = j\omega L_p$, $Z_5 = 1/j\omega C_2$, $Z_2 = Z_4 = 0$.

As densidades espectrais do ruído n_1 e n_2 não são alteradas e são dadas por {4.36} e por {4.37}, enquanto que para n_3 virá [JACO90]:

$$n_3 = N3 \cdot u^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{u_p}{u} \right)^2 \right]^2 \quad \{4.44\}$$

e onde u_p é a frequência de ressonância normalizada:

$$\left(\frac{2\pi \cdot u_p}{T} \right) = \frac{1}{L_p \cdot C_T} \quad \{4.45\}$$

A partir de {4.45} é perceptível que n_3 representa aqui uma transformação do tipo passa-banda da equação {4.38}, deslocando o ponto zero de n_3 para a frequência normalizada u_p .

A potência de ruído associada a n_3 é derivada a partir de {4.44} e {4.40}, sendo:

$$P_3 = N3 \cdot I_3 \cdot \left(1 + u_p^4 \cdot \frac{I_{-1}}{I_3} - 2 \cdot u_p^2 \cdot \frac{I_1}{I_3} \right) \quad \{4.46\}$$

O valor mínimo de P_3 é então:

$$P_{3 \min} = N3 \cdot I_3 \cdot \left(1 - \frac{I_1^2}{I_{-1} \cdot I_3} \right) \quad \{4.47\}$$

Concluindo, a potência de ruído P_3 é reduzida por um factor de $[1 - I_1^2 / (I_{-1} \cdot I_3)]$ quando comparada com o receptor convencional (sem sintonia).

4.3.1.3 Sintonia Série

Neste caso a malha de entrada do 'front-end' Z1-Z5 tem a seguinte configuração (Figura-4.10):

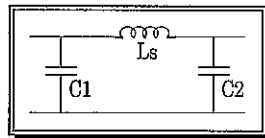


Figura-4.10: Sintonia série

sendo $Z1=1/j\omega C1$, $Z2=j\omega Ls$, $Z5=1/j\omega C2$, $Z3=\infty$ e $Z4=0$.

A densidade espectral do ruído n_1 não é alterada, sendo dada por {4.36}, enquanto que n_2 e n_3 virão dadas por [JACO90]:

$$n_2 = N2 \cdot \left[1 - \left(\frac{u}{u_s} \right)^2 \cdot \left(\frac{C_T}{C_2} \right) \right]^2 \quad \{4.48\}$$

$$n_3 = N3 \cdot u^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{u}{u_s} \right)^2 \right]^2 \quad \{4.49\}$$

onde u_s é a frequência de ressonância, dada por:

$$\left(\frac{2\pi \cdot u_s}{T} \right)^2 = \frac{C_T}{L_s \cdot C_1 \cdot C_2} \quad \{4.50\}$$

Ambas as densidades espectrais de ruído n_2 e n_3 são dependentes da frequência, e têm zeros às frequências $u_s \cdot \sqrt{C_2/C_T}$ e u_s , respectivamente.

As potências de ruído são dadas por:

$$P_2 = N_2 \cdot I_1 \cdot \left[1 + \frac{I_5}{I_1 \cdot u_s^4} \cdot \left(\frac{C_T}{C_2} \right)^2 - 2 \cdot \frac{I_3}{I_1 \cdot u_s^2} \cdot \left(\frac{C_T}{C_2} \right) \right] \quad \{4.51\}$$

$$P_3 = N_3 \cdot I_3 \cdot \left[1 + \frac{I_7}{I_3 \cdot u_s^4} - 2 \cdot \frac{I_5}{I_3 \cdot u_s^2} \right] \quad \{4.52\}$$

Na situação usual de $P_3 \gg P_2$, então $u_s = \sqrt{I_7/I_5}$, e neste caso temos um valor mínimo para P_3 dado por:

$$P_{3_{\min}} = N_3 \cdot I_3 \cdot \left[1 - \frac{I_5^2}{I_3 \cdot I_7} \right] \quad \{4.53\}$$

Comparando com {4.43} é possível verificar que a potência de ruído P_3 é agora reduzido por um factor de $(1 - I_5^2/I_3 \cdot I_7)$, comparativamente ao receptor convencional (sem sintonia).

4.3.1.4 Sintonia por Transformador

A configuração de sintonia com transformador está ilustrada na Figura-4.11, e é especificada pelas indutâncias L_1 e L_2 , e ainda pelo factor de acoplamento κ .

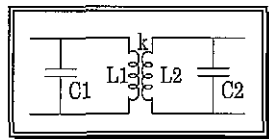


Figura-4.11: Sintonia com transformador

Por uma questão de conveniência na análise da sintonia com transformador, recorrendo-se ao modelo definido pela malha Z1-Z5, é preferível utilizar o diagrama equivalente em T do transformador, em que L_m é a indutância mútua, tal como está representado na Figura-4.12.

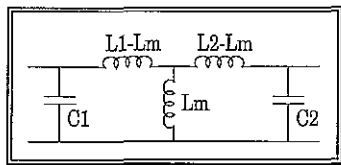


Figura-4.12: Sintonia c/ equivalente em T

Neste caso temos $Z_1=1/j\omega C_1$, $Z_2=j\omega(L_1-L_m)$, $Z_3=j\omega L_m$, $Z_4=j\omega(L_2-L_m)$, $Z_5=1/j\omega C_2$.

Para simplificar será analisado o caso simétrico, ou seja, quando $L_1 C_1=L_2 C_2$.

As densidades espectrais de ruído são dadas por [JACO90]:

$$n_2 = N_2 \cdot \frac{L_2}{\kappa^2 \cdot L_1} \left[1 - \left(\frac{u}{u_T} \right)^2 \cdot (1 - \kappa^2) \right]^2 \quad \{4.54\}$$

$$n_3 = N_3 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{\kappa^2 \cdot C_T^2} \cdot u_T^2 \cdot \left[2 - \left(\frac{u_T}{u} \right)^2 - \left(\frac{u}{u_T} \right) \cdot (1 - \kappa^2) \right]^2 \quad \{4.55\}$$

onde u_T é a frequência de ressonância, dada por:

$$\left(\frac{2\pi \cdot u_T}{T} \right)^2 = \frac{1}{L_1 \cdot C_1} = \frac{1}{L_2 \cdot C_2} \quad \{4.56\}$$

Assim, as potências de ruído são dadas por:

$$P_2 = N_2 \cdot I_1 \cdot \frac{C_1}{\kappa^2 \cdot L_2} \left[1 + \frac{I_5 \cdot (1 - \kappa^2)^2}{I_1 \cdot u_T^2} - 2 \cdot \frac{I_3 \cdot (1 - \kappa^2)}{I_1 \cdot u_T^2} \right] \quad \{4.57\}$$

$$P_3 = N_3 \cdot I_3 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{\kappa^2 \cdot C_T^2} \left[\frac{I_7 \cdot (1 - \kappa^2)^2}{I_3 \cdot u_T^4} - 4 \cdot \frac{I_5 \cdot (1 - \kappa^2)}{I_3 \cdot u_T^2} + \text{ARG1P3} \right] \quad \{4.58\}$$

e onde:

$$\text{ARG1P3} = 2 \cdot (3 - \kappa^2) - 4 \cdot \frac{I_1}{I_3} \cdot u_T^2 + \frac{I_{-1}}{I_3} \cdot u_T^4$$

Para uma dado filtro de FI com uma função de transferência $H'(u)$, o valor óptimo do coeficiente de acoplamento κ , como função do u_T , que minimiza (P_2+P_3) é:

$$\kappa = \sqrt[4]{\text{ARG2k}} \quad \{4.59\}$$

e onde:

$$\text{ARG2k} = 1 + \frac{u_T^4}{I_7 + \frac{N_2}{N_3} \cdot \left(\frac{C_T}{C_2}\right)^2 \cdot I_5} \cdot \text{ARG1k}$$

$$\text{ARG1k} = -\frac{4 \cdot I_5 + 2 \cdot \frac{N_2}{N_3} \cdot \left(\frac{C_T}{C_2}\right)^2 \cdot I_3}{u_T^2} + \text{ARG0k}$$

$$\text{ARG0k} = 6 \cdot I_3 + \frac{N_2}{N_3} \cdot \left(\frac{C_T}{C_2}\right)^2 \cdot I_1 - 4 \cdot I_1 \cdot u_T^2 + I_{-1} \cdot u_T^4$$

O valor óptimo de u_s e de κ pode ser determinado através da resolução conjunta das equações {4.57}, {4.58} e {4.59}.

Na prática acontece que a resposta em frequência vai apresentar dois "picos" nas frequências de ressonância do transformador, o que torna a banda passante algo "esquisita". Este problema pode ser minimizado através do recurso a uma resistência apropriada de equalização, R_{eq} , em série com L_m , mas isso também terá o seu custo em termos de uma ligeira degradação do desempenho do 'front-end' em termos de ruído, havendo, portanto, um compromisso. Este novo circuito está conceptualmente representado na Figura-4.13.

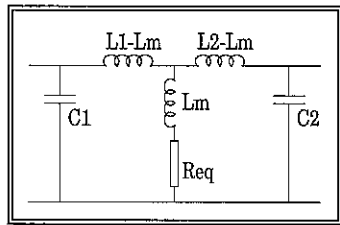


Figura-4.13: Sintonia c/ equivalente em T possuindo resistência de equalização

4.4 Projecto de um Receptor Sintonizado

Esta secção pretende demonstrar, através de um exemplo concreto, os principais passos a realizar para um projecto de um receptor óptico sintonizado, assim como alertar para aspectos relevantes a ter em atenção. São também apresentadas diversas considerações úteis para o projecto de receptores ópticos práticos.

4.4.1 Considerações Práticas

4.4.1.1 Escolha da Configuração de Sintonia

A partir da teoria anteriormente descrita conclui-se que para um receptor óptico homodino é preferível desenvolver um receptor possuindo um 'front-end' com sintonia série, e com uma resistência de carga elevada para o fotodíodo, pois este tipo de receptor apresenta um desempenho mais atractivo em termos de ruído, assim como uma boa resposta em frequência, que se pode estender até "DC". Ao invés, para sistemas heterodinos, o receptor com sintonia tipo transformador é o mais aconselhável.

Estes e outros aspectos das várias configurações de sintonia são analisados em maior detalhe na secção 4.4.4, tornando-se aí evidente o tipo de aplicabilidade de cada um dos métodos, assim como as respectivas propriedades em termos de características de ganho e ruído.

4.4.1.2 Escolha da Frequência Intermédia

Sabe-se que para realizar eficientemente a detecção quadrática ou de envolvente, para a desmodulação não-síncrona do sinal de FI, é necessário ter vários ciclos de FI por cada bit. É necessário, portanto, que a f_{FI} seja alta comparativamente ao ritmo de transmissão.

Contudo, um receptor convencional apresenta uma componente f^2 na densidade espectral de ruído, a qual se torna muito significativa dentro da banda passante de FI caso f_{FI} seja elevada. Consequentemente, terá de aumentar-se a potência do oscilador local necessária para se alcançar idealmente a detecção limitada pelo ruído quântico. Por exemplo, com o método de desmodulação quadrática da FI, o aumento necessário para a potência óptica do OL pode aproximar-se da quinta potência da f_{FI} [JACO87], o que é obviamente impraticável.

Felizmente que, para um receptor óptico com sintonia tipo transformador, a potência de ruído térmico é praticamente independente da f_{FI} , assumindo-se que a largura de banda da FI é fixa. Ilustrativamente, a Figura-4.14 mostra a potência de ruído térmico do receptor em função da f_{FI} , para uma largura de banda de FI de 1 GHz.

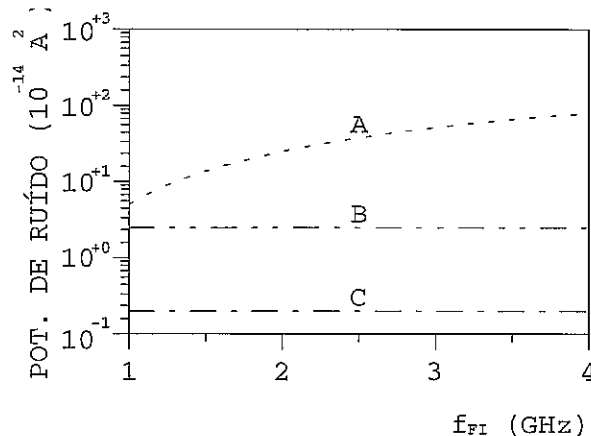


Figura-4.14: Potência do ruído térmico do receptor versus f_{FI} , com LB_{FI} constante

As curvas A e C são para os casos de não haver sintonia e com sintonia tipo transformador, respectivamente, e a curva B representa a potência do ruído quântico devido a uma potência óptica de 100 μW do laser oscilador local.

Para o receptor óptico convencional (curva A), a potência do ruído é aproximadamente proporcional a f_{FI}^2 , mas para o receptor sintonizado por transformador (curva C) ela varia muito pouco e é cerca 10 dB mais baixa que a potência do ruído quântico (curva B) associada a 100 μW do oscilador local.

Portanto, com uma sintonia tipo transformador é possível escolher uma frequência intermédia alta sem que isso aumente o ruído térmico do receptor.

4.4.1.3 Largura de Banda da Frequência Intermédia

Num sistema óptico coerente existe uma largura de banda de FI ótima, a qual depende do tipo de sistema e da largura espectral total de FI (que é a soma das *linewidths* dos lasers emissor e oscilador local). Em sistemas FSK, a largura de banda de FI ótima é aproximadamente igual à soma do ritmo de transmissão mais cerca 10 vezes a largura espectral total de FI [SALZ85].

Para um receptor convencional a potência do ruído térmico é aproximadamente proporcional à largura de banda, mas para um receptor com sintonia tipo transformador ela é aproximadamente proporcional ao cubo da largura de banda, admitindo que f_{FI} é fixa.

Ilustrativamente, a Figura-4.15 mostra o ruído térmico em função da largura de banda, para um receptor com uma f_{FI} fixa de 4 GHz e com os mesmos parâmetros da Figura-4.14, revelando que o receptor com sintonia tipo transformador é 25 dB a 10 dB melhor que o receptor convencional para uma largura de banda de FI variável de 1 GHz até 4 GHz, respectivamente.

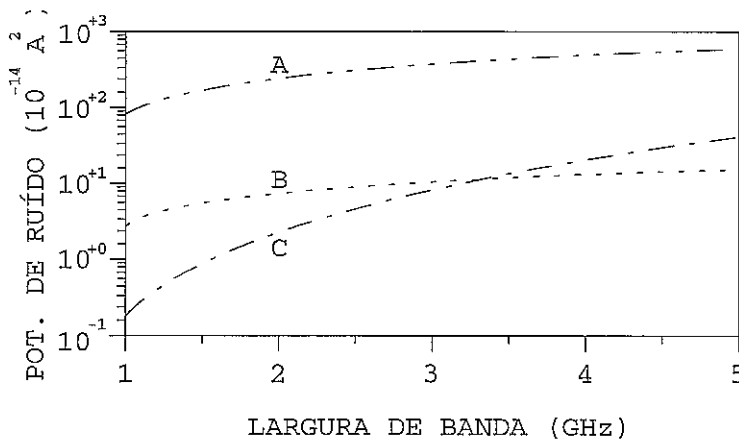


Figura-4.15: Potência do ruído térmico do receptor versus LB_{FI} , com f_{FI} constante

Na Figura-4.15, as curvas A e C são para os casos de não haver sintonia e com sintonia tipo transformador, respectivamente, e a curva B representa a potência do ruído quântico devido a uma potência óptica de 100 μW do laser oscilador local.

A partir da Figura-4.15 constata-se que, para um receptor sintonizado, a potência do ruído quântico (curva B) é maior que a do ruído térmico (curva C) quando a largura de banda de FI é menor que 3.5 GHz, tornando-se contudo menor para maiores valores de largura de banda.

Por isso, para um receptor com uma grande largura de banda, mesmo que seja sintonizado, é necessário uma elevada potência do oscilador local.

Contudo, verifica-se a partir da equação {4.58} que a componente P_3 da potência do ruído térmico é proporcional a $C_1 \cdot C_2$ (ver Figura-4.12), e portanto, é possível baixar o ruído térmico utilizando-se no 'front-end' componentes com capacidades mais pequenas.

Finalmente, a partir das figuras anteriores constata-se que quando a largura de banda relativa de FI é fixa, a potência do ruído térmico é proporcional ao cubo da f_{FI} para um receptor óptico convencional (Figura-4.14), tal como para um receptor com sintonia tipo transformador (Figura-4.15), ao passo que a potência do ruído quântico é proporcional a f_{FI} (Figura-4.14). No Apêndice-A4 é dada uma explicação formal deste assunto.

4.4.2 Pré-Amplificador

Normalmente, o elemento activo utilizado para o pré-amplificador do 'front-end' óptico é um (MES)FET de (muito) baixo ruído. Por vezes, o fabricante apenas fornece os parâmetros de 'scattering' do FET, vulgo parâmetros [S], não dando indicações claras acerca do modelo característico para esse componente. Assim, a partir dos parâmetros [S] fornecidos pelo fabricante importa primeiramente determinar os valores dos elementos constituintes do modelo de pequeno sinal do FET [PUCE75], representado esquematicamente na Figura-4.16.

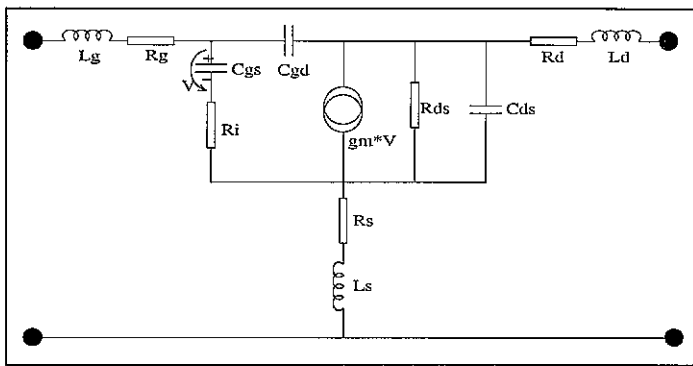


Figura-4.16: Modelo típico de pequeno sinal do FET

A extração do valor correcto dos diversos elementos é de crucial importância, tendo-se para o efeito utilizado duas metodologias complementares:

- Extração analítica dos parâmetros intrínsecos do FET
- Refinamento e validação através de simulação

A partir da formulação analítica, baseada na análise de malhas, extraíram-se os valores dos elementos intrínsecos do modelo de pequeno sinal do FET, tendo sido previamente arbitrado um determinado valor típico para a resistência parasita (elemento extrínseco ao modelo) do dreno, $R_d = 6.79 \Omega$, e da gate, $R_g = 3 \Omega$, de acordo com valores típicos.

A partir dos parâmetros [S] fornecidos pelo fabricante pode-se extrair o valor dos elementos do modelo de pequeno sinal do FET. O primeiro passo do processo de extração é converter os parâmetros [S] para parâmetros [z] por:

$$Z'_{11\text{medido}} = \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{\Delta} \quad \{4.60\}$$

$$Z'_{12\text{medido}} = \frac{2 \cdot S_{12}}{\Delta} \quad \{4.61\}$$

$$Z'_{21\text{medido}} = \frac{2 \cdot S_{21}}{\Delta} \quad \{4.62\}$$

$$Z'_{22\text{medido}} = \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{\Delta} \quad \{4.63\}$$

onde a pelica (') significa que são valores normalizados relativamente à impedância característica, Z_0 , e

$$\Delta = (1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21} \quad \{4.64\}$$

A partir dos parâmetros $[z]$ desnormalizados, os valores das resistências parasitas do modelo do FET podem ser "desembebedos" para se obter o valor dos parâmetros $[z]$ intrínsecos:

$$z_{11\text{medido}} = Z_{11\text{medido}} - (R_g + R_s) \quad \{4.65\}$$

$$z_{12\text{medido}} = Z_{12\text{medido}} - R_s \quad \{4.66\}$$

$$z_{21\text{medido}} = Z_{21\text{medido}} - R_s \quad \{4.67\}$$

$$z_{22\text{medido}} = Z_{22\text{medido}} - (R_d + R_s) \quad \{4.68\}$$

onde os valores dos elementos extrínsecos são denotados em maiúsculas e os intrínsecos em minúsculas, respectivamente. Pode-se agora converter estes parâmetros $[z]$ para parâmetros $[y]$ através de:

$$y_{11\text{medido}} = z_{22\text{medido}} / (|z| \cdot Z_0) \quad \{4.69\}$$

$$y_{12\text{medido}} = -z_{12\text{medido}} / (|z| \cdot Z_0) \quad \{4.70\}$$

$$y_{21\text{medido}} = -z_{21\text{medido}} / (|z| \cdot Z_0) \quad \{4.71\}$$

$$y_{22\text{medido}} = z_{11\text{medido}} / (|z| \cdot Z_0) \quad \{4.72\}$$

onde

$$|z| = z_{11\text{medido}} \cdot z_{22\text{medido}} - z_{12\text{medido}} \cdot z_{21\text{medido}} \quad \{4.73\}$$

As equações anteriores dão os parâmetros $[y]$ "desembebedos" a partir dos parâmetros $[S]$ medidos. A partir do modelo equivalente de pequeno sinal do FET a forma analítica exacta para se obterem os valores dos parâmetros $[y]$ intrínsecos é:

$$y_{11} = R_i \cdot C_{gs}^2 \cdot \omega^2 / D + j\omega(C_{gs} / D + C_{gd}) \quad \{4.74\}$$

$$y_{12} = -j\omega \cdot C_{gd} \quad \{4.75\}$$

$$y_{21} = \{g_m \cdot e^{-j\omega\tau} / (1 + j\omega \cdot R_i \cdot C_{gs})\} - j\omega \cdot C_{gd} \quad \{4.76\}$$

$$y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad \{4.77\}$$

onde

$$D = 1 + \omega^2 \cdot R_i^2 \cdot C_{gs}^2 \quad \{4.78\}$$

A partir destas quatro equações podem-se desenvolver expressões analíticas para se extraír o valor dos elementos do modelo do FET. Essas expressões podem ser divididas em dois grupos, consoante os elementos em causa e o grau de confiança na zona de frequências em que se processa a extracção [PUCE75]:

- Elementos extraídos na gama de frequências onde $(\omega \cdot R_i \cdot C_{gs})^2 \ll 1$:

$$C_{gd} = -\text{Im} [y_{12}] / \omega \quad \{4.79\}$$

$$C_{ds} = \text{Im} [y_{22}] / \omega - C_{gd} \quad \{4.80\}$$

$$C_{gs} = \text{Im} [y_{11}] / \omega - C_{gd} \quad \{4.81\}$$

$$g_{ds} = \text{Re} [y_{22}] \quad \{4.82\}$$

$$g_m = \text{Re} [y_{22}] \quad \{4.83\}$$

• Elementos extraídos na gama de frequências onde $(\omega \cdot R_i \cdot C_{gs})^2 > 1$:

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{(1 - 4\text{Re}^2[y_{11}] / \omega^2 \cdot C_{gs}^2)}}{2 \cdot \text{Re}[y_{11}]} \quad \{4.84\}$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{g_{mi}}{g_{mr}} \right) \quad \{4.85\}$$

onde

$$g_{mr} = \text{Re}[y_{21}] - \text{Im}[y_{21}] \cdot \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} - R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd} \cdot \omega^2 \quad \{4.86\}$$

$$g_{mi} = \text{Re}[y_{21}] \cdot \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} + \text{Im}[y_{21}] + C_{gd} \cdot \omega \quad \{4.87\}$$

Um ponto importante a reparar neste método é de que os valores de C_{gd} , C_{ds} , C_{gs} , g_{ds} e g_m foram calculados na gama baixa de frequências, neste caso a 2 GHz, pois aí o grau de confiança nos resultados é superior. Para extraír o valor de R_i e de τ é necessário subir na frequência (neste caso até 14 GHz), embora os valores aí obtidos não mereçam tanta confiança.

O cálculo destes parâmetros foi efectuado com recurso ao programa de cálculo matemático MathCad®. Sucintamente, os resultados obtidos para o FET NE32100 (@ $I_d=10\text{mA}$, $V_{ds}=2\text{V}$) foram os seguintes:

$$\begin{aligned} C_{gd} &= 0.2073 \text{ pF} & , & & r_{ds} &= 263.7 \Omega \\ C_{ds} &= 0.6923 \text{ pF} & , & & g_m &= 44.4 \text{ mS} \\ C_{gs} &= 1.3640 \text{ pF} \end{aligned}$$

considerando que $R_g = 3.0 \Omega$, $R_s = 0.81 \Omega$ e $R_d = 6.79 \Omega$.

Com base nos valores acima calculados, considerados meramente como ponto de partida, efectuou-se seguidamente a simulação no Touchstone® de maneira a determinar-se definitivamente os valores dos elementos do modelo do FET. Os resultados assim obtidos, traduzíveis em termos de parâmetros [S], têm condizer com a correspondente informação fornecida pelo fabricante.

Os resultados obtidos estão representados a seguir:

FREQ-GHZ	MAG[S11]	ANG[S11]	MAG[S21]	ANG[S21]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S22]	ANG[S22]
	FET	FET	FET	FET	FET	FET	FET	FET
0.200000	1.000	-2.231	3.535	178.077	3.5E-03	88.365	0.698	-1.520
0.500000	0.999	-5.572	3.530	175.195	8.7E-03	85.925	0.697	-3.797
1.000000	0.996	-11.115	3.512	170.412	0.017	81.875	0.695	-7.575
1.500000	0.992	-16.600	3.482	165.674	0.026	77.869	0.691	-11.316
2.000000	0.986	-22.000	3.442	161.001	0.034	73.927	0.685	-15.004
4.000000	0.951	-42.326	3.200	143.266	0.063	59.116	0.653	-28.980
6.000000	0.908	-60.012	2.889	127.460	0.084	46.228	0.613	-41.461
8.000000	0.867	-74.869	2.573	113.622	0.099	35.298	0.574	-52.545
10.000000	0.834	-87.160	2.285	101.472	0.109	26.045	0.542	-62.577
12.000000	0.807	-97.302	2.034	90.667	0.116	18.122	0.516	-71.912
14.000000	0.787	-105.706	1.820	80.903	0.119	11.226	0.497	-80.818

A semelhança entre os resultados obtidos e a informação fornecida pelo fabricante na 'data-sheet' do NE32100 é notável, especialmente na gama de inferior de frequências, sofrendo um desvio gradual à medida que a frequência aumenta, embora não de uma forma significativa.

Assim, os valores finais determinados para os diversos elementos do modelo do FET NE32100, que conduziram aos resultados acima ilustrados, foram os seguintes:

$$\begin{array}{ll} C_{gd} = 32.66 \text{ fF} & , \quad R_d = 6 \Omega \\ C_{ds} = 111.71 \text{ fF} & , \quad L_d = 0.11 \text{ nH} \\ C_{gs} = 218.04 \text{ fF} & , \quad R_g = 3 \Omega \\ r_{ds} = 266.35 \Omega & , \quad L_g = 8.16 \text{ pH} \\ g_m = 44 \text{ mS} & , \quad R_s = 0.715 \Omega \\ R_{gs} = 1.48 \Omega & , \quad L_s = 4.43 \text{ pH} \end{array}$$

Utilizou-se também o programa *Extract*TM do Touchstone®, apenas com o intuito de confirmar a validade de alguns destes valores, e cujos resultados foram os seguintes:

Freq. (GHz)	Cgd (fF)	Cgs (fF)	Cds (fF)	gm (mS)	rds (Ω)
2.00	32.814	219.307	103.729	41.750	278.998

Conforme se constata, é boa a similaridade entre estes valores e aqueles outros anteriormente determinados.

4.4.2.1 Análise da Estabilidade

É fundamental em qualquer projecto electrónico efectuar-se uma análise de estabilidade, sob pena de poderem surgir 'a posteriori' desagradáveis surpresas aquando da implementação prática. A formulação matemática utilizada nesta secção é baseada na teoria desenvolvida por Gonzalez [GONZ84], sendo portanto aqui omitida.

Tendo como ponto de partida os parâmetros [S] fornecidos para o FET, obtiveram-se os seguintes valores para a análise da estabilidade:

$$K = 0.0978 \quad , \quad \Delta = 0.68$$

ou seja, o FET NE32100 é potencialmente instável (pois $K < 1$).

Como confirmação deste dado pode-se recorrer aos círculos de estabilidade à entrada (R_s', C_s') e à saída (R_l', C_l'). Os resultados obtidos foram os seguintes:

$$\begin{array}{lll} R_s' = 0.231 & , \quad R_l' = 23.815 & \text{Raio dos círculos} \\ C_s' = 0.901 + j0.535 & , \quad C_l' = -1.533 + j23.8846 & \text{Centro dos círculos} \\ \|C_s' - R_s'\| = 0.817 < 1, \|C_l' - R_l'\| = 0.118 < 1 & & \Leftrightarrow \text{Potencialmente instável} \end{array}$$

Confirma-se assim a possibilidade de instabilidade.

Para atestar da possibilidade de poder considerar-se o FET como um dispositivo unilateral, determinou-se o factor de mérito unilateral:

$$-16.1 < \frac{G_t}{G_{tu}} < -12.8 \quad , \quad U = 6.38$$

Face a estes resultados o dispositivo é claramente bilateral, tal como já seria de suspeitar pois $|S_{12}|$ tem um valor não desprezável.

Existem várias técnicas para estabilizar um dispositivo potencialmente instável, nomeadamente por:

- Carregamento resistivo
- Realimentação negativa

Utilizando-se carregamento resistivo, à entrada ou à saída, e tendo presente que se pretende que o 'front-end' funcione na banda dos 2 GHz, utilizando-se a carta de Smith obtiveram-se os seguintes valores:

- Carregamento resistivo à entrada:

$$r_s = \frac{R_s}{Z_0} \quad \Leftrightarrow \quad R_s = 50 \cdot 1.8 = 90 \, \Omega \quad \text{Resistência em série}$$

ou então,

$$y_s = Y_s \cdot Z_0 \Rightarrow R_s = \frac{1}{Y_s} = \frac{50}{0.075} \approx 666 \, \Omega \quad \text{Resistência em paralelo}$$

- Carregamento resistivo à saída:

$$r_l = \frac{R_l}{Z_0} \quad \Leftrightarrow \quad R_l = 50 \cdot 0.96 = 48 \, \Omega \quad \text{Resistência em série}$$

ou então,

$$y_l = Y_l \cdot Z_0 \Rightarrow R_l = \frac{1}{Y_l} = \frac{50}{0.99} \approx 50 \, \Omega \quad \text{Resistência em paralelo}$$

Para re-analisar a estabilidade, utilizando-se o mesmo raciocínio utilizado anteriormente, é necessário considerar-se agora o efeito da resistência de carga introduzida. É contudo necessário determinar previamente os parâmetros [S] do conjunto formado pelo FET e pela resistência de carga. Obviamente que o conjunto deverá ser agora incondicionalmente estável. Por exemplo, para o carregamento resistivo à entrada obteríamos:

$$S_{11} = 0.8986 \angle -18.16^\circ$$

$$S_{12} = 0.0168 \angle +60.57^\circ$$

$$S_{21} = 1.7054 \angle +147.57^\circ$$

$$S_{22} = 0.1288 \angle -145.32^\circ$$

resultando assim em $K = 3.2 (>1)$ e $\Delta = 0.088 (<1) \Rightarrow$ Incondicionalmente estável.

Também é possível estabilizar-se o FET utilizando uma malha de realimentação negativa apropriada. Recorrendo à formulação apresentada em [GONZ84] teremos então para o valor da resistência de realimentação:

$$R_{FB} = Z_0 \cdot (1 + |S_{21}|) \quad \{4.88\}$$

$$R_{FB} = 50 \cdot (1 + 3.442) \approx 222 \, \Omega$$



Já com a resistência R_{FB} inserida no circuito, entre a *gate* e o dreno do FET, obtiveram-se os seguintes parâmetros [S] a partir da simulação efectuada no Touchstone®:

FREQ-GHZ	MAG[S11]	ANG[S11]	MAG[S21]	ANG[S21]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S22]	ANG[S22]
	FB_FET	FB_FET	FB_FET	FB_FET	FB_FET	FB_FET	FB_FET	FB_FET
0.200000	0.313	-2.281	1.738	178.668	0.211	-0.375	0.147	-1.198
0.500000	0.314	-5.698	1.737	176.670	0.211	-0.937	0.147	-2.996
1.000000	0.315	-11.354	1.735	173.342	0.211	-1.873	0.147	-5.990
1.500000	0.319	-16.928	1.732	170.021	0.210	-2.805	0.148	-8.982
2.000000	0.323	-22.386	1.727	166.708	0.210	-3.732	0.149	-11.971
4.000000	0.350	-42.554	1.697	153.595	0.207	-7.360	0.157	-23.866
6.000000	0.387	-59.571	1.650	140.817	0.204	-10.801	0.170	-35.597
8.000000	0.428	-73.596	1.590	128.489	0.199	-13.999	0.186	-47.065
10.000000	0.469	-85.163	1.523	116.680	0.193	-16.932	0.206	-58.187
12.000000	0.507	-94.796	1.451	105.423	0.187	-19.604	0.228	-68.905
14.000000	0.541	-102.912	1.377	94.719	0.181	-22.035	0.252	-79.191

Como a fase de S_{21} nunca é menor que 90° na gama de frequências de interesse, então a tensão de saída nunca está em fase com a entrada e por isso a realimentação é sempre negativa, não existindo o perigo de instabilidade. Deste modo não é necessário colocar nenhuma indutância em série com a resistência de realimentação (para diminuir o ganho às frequências mais elevadas). A estabilidade incondicional é garantida, pois $K = 1.4$ e $\Delta = 0.41$.

Se desejássemos apenas a máxima transferência de potência, então fazendo uma adaptação simultânea quer à entrada quer à saída [GONZ84] teríamos os seguintes coeficientes de reflexão:

@ 1 GHz:

$$\Gamma_{MS} = 0.31 \angle 13.2^\circ$$

$$\Gamma_{ML} = 0.034 \angle 49.7^\circ$$

@ 2 GHz:

$$\Gamma_{MS} = 0.32 \angle 25.9^\circ$$

$$\Gamma_{ML} = 0.055 \angle 70.2^\circ$$

No entanto, num 'front-end' óptico é de primordial importância ter também baixo ruído e, portanto, é necessário estabelecer um compromisso entre ganho e ruído.

A impedância do gerador que minimiza o valor do ruído medido [POSP89], ou seja, a impedância óptima de entrada Z_{opt_meas} , admitindo as temperaturas equivalentes de ruído $T_{gate}=300$ K e $T_{dreno}=2000$ K [POSP89], é:

$$Z_{opt_meas} = R_{opt_meas} + jX_{opt_meas} = 123.4 + j3.65$$

ou seja,

$$Z_{opt_meas} = 2.468 + j0.073$$

$$y_{opt_meas} = 0.4 - j0.012$$

É fácil constatar que Γ_{MS} conduz a uma impedância diferente daquela preconizada por Γ_{opt_meas} , confirmando assim a necessidade do compromisso Ganho *versus* Ruído.

Felizmente que o problema do ruído térmico introduzido pelo amplificador pode ser reduzido, utilizando-se uma malha de sintonia. O dimensionamento desta malha de sintonia será tratado na próxima secção.

4.4.3 Malha de Sintonia

Com base na teoria anteriormente apresentada, foram determinados os valores das indutâncias para os diversos casos de sintonia em consideração. As premissas básicas que presidiram a este projecto de sintonia foram:

Taxa de transmissão	$B = 280$ Mbaud
Largura de banda da FI	$LB_{FI} = 600$ MHz
Frequência nominal da FI	$f_{FI} = 1.1$ GHz

Considerou-se que a capacidade parasita do fotodíodo era $C_1 = 1$ pF (valor típico para um fotodíodo já encapsulado, embora os montados em substracto cerâmico tenham capacidades significativamente mais baixas), e que a capacidade do pré-amplificador era de $C_2 = 0.5$ pF (considerando-se simplesmente a contribuição de C_{gs} e de C_{gd} do FET).

Com base nas especificações definidas para o 'front-end' e nos diversos parâmetros já conhecidos para o fotodíodo e para o FET, os resultados obtidos, através de simulação efectuada no MathCad® (ver Apêndice-A5), para os diferentes tipos de sintonia, foram os seguintes:

Sintonia com malha Paralela (Figura-4.9):

- $L_p = 42.2$ nH

Sintonia com malha Série (Figura-4.10):

- $L_s = 13.34$ nH

Sintonia com malha em T equivalente do Transformador (Figura-4.12):

- $L_p \equiv L_m = 20.5$ nH
- $L_{s1} \equiv L_1 - L_m = 3.66$ nH
- $L_{s2} \equiv L_2 - L_m = 27.8$ nH

Com base nos valores entretanto calculados, estão criadas as condições para se efectuarem as simulações finais do 'front-end' óptico sintonizado no Touchstone Libra™ de forma a antever, e se necessário otimizar, o seu desempenho.

4.4.4 Simulações

Tendo sido efectuado o dimensionamento preliminar para os diversos componentes a integrar no 'front-end' óptico sintonizado, é agora fundamental realizar-se a simulação do seu desempenho. Consoante os resultados obtidos dever-se-á optimizá-lo de acordo com o pretendido, modificando de forma apropriada o valor dos parâmetros do circuito.

O projecto do 'front-end' reveste-se de particular dificuldade pelas características que deve implementar, como sejam a sua considerável largura de banda, baixo ruído e elevado ganho (é necessário haver aqui um compromisso). A Figura-4.17 representa simplificada um modelo do 'front-end' óptico simulado nesta secção, ilustrando conceptualmente as impedâncias complexas da malha de sintonia utilizada para minimização dos efeitos do ruído.

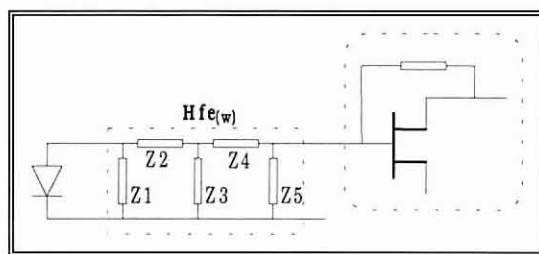


Figura-4.17: Modelo simplificado do 'front-end' óptico

Foram efectuadas extensivas simulações para todos os diferentes tipos de malhas de sintonia, utilizando-se para o efeito o Touchstone Libra™. Para além da utilização dos valores exactos calculados na secção anterior, também foi feita uma análise variacional de forma a estudar-se o efeito no desempenho provocado pelas variações em torno desses valores.

O primeiro passo consistiu no desenvolvimento e validação de técnicas de simulação apropriadas ao projecto de receptores ópticos. Essas técnicas permitiram simular quer o ganho de transimpedância como também a densidade equivalente da corrente de ruído de entrada do 'front-end' óptico.

Tendo já sido escolhido o FET de baixo ruído e extraídos os seus modelos de pequeno-sinal e de ruído, o fotodíodo, dimensionada a malha de sintonia, e conhecidas as restantes especificações de operação, estão criadas as condições para simular o desempenho do 'front-end' óptico.

Genericamente, a metodologia empregue na definição do circuito de simulação (ver Apêndice-A6) ilustrado na Figura-4.17, foi a seguinte:

Para simular-se as fontes de ruído térmico existentes foi atribuída uma fonte de ruído para o dreno (NS_DRENO), outra para a *gate* (NS_GATE) e ainda uma outra devida à resistência de realimentação (NS_RFEED).

Isto implica a existência de 5 portos no nosso modelo particular de simulação, sendo 2 deles devidos à própria entrada e saída do 'front-end' e os outros 3 portos devidos às fontes de ruído definidas.

A partir deste modelo de 5 portos é possível definir um outro apenas de 2 portos, definindo simplesmente a sua entrada e a sua saída (que, obviamente, terá de ser sempre a mesma).

Para se estudar em particular a influência de cada uma das fontes de ruído basta definir como única entrada o porto correspondente a essa fonte e, simultaneamente, desactivar todos os outros portos de entrada.

Os resultados obtidos estão ilustrados nas secções seguintes.

A escala vertical dos gráficos de ruído indicam a corrente de ruído térmico devido às resistências que a ele estão associadas, e estão em unidades de $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Os gráficos de ganho de transimpedância estão em $\text{dB}\Omega$.

No capítulo 6 serão discutidos com maior detalhe os pormenores da técnica de simulação, para um caso particular de implementação prática.

4.4.4.1 Sem Sintonia

Como ponto de partida, é interessante estudar o efeito isolado que as capacidades C_1 e C_2 provocam no comportamento do 'front-end', fazendo-se uma comparação entre a situação não-real ($C_1=C_2=0$) com a situação real em que essas capacidades existem.

Simulando o 'front-end' óptico nas condições $C_1=C_2=0$ (situação não existente na prática), obtiveram-se os resultados ilustrados na Figura-4.18A e Figura-4.18B.

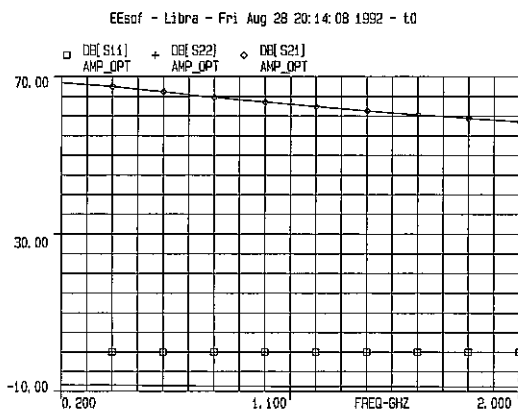


Figura-4.18A: 'Front-end' sem os condensadores C_1 e C_2
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

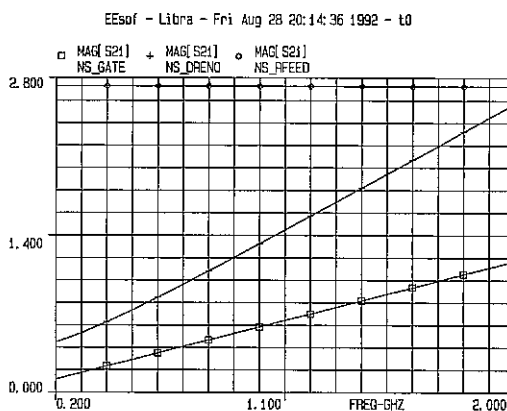


Figura-4.18B: 'Front-end' sem os condensadores C_1 e C_2
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

A partir de Figura-4.18A constata-se que o ganho, dado por S_{21} , decresce um pouco, não sendo constante na zona central. O coeficiente de reflexão à saída, dado por S_{22} , é uniforme embora não seja muito elevado (em termos de atenuação).

Quanto ao ruído, ilustrado na Figura-4.18B, observa-se claramente que é bastante reduzido e que a contribuição mais significativa provém do ruído da resistência de realimentação (NS_RFEED), embora este seja uniforme. Ao invés, o ruído devido à *gate* e ao dreno do FET apresenta um comportamento claramente indiciador dum aumento significativo com a frequência, tornando-se certamente predominantes para frequências mais elevadas.

Os parâmetros [S] obtidos para o caso do 'front-end' sem sintonia, mas não considerando o efeito dos condensadores C_1 e C_2 , encontram-se abaixo representados:

Libra (TM) Ver. 3.000.114.3 Config. (810 20971 2 118C8A9D 8460 0 19FC31DE)
t0.out Fri Aug 28 20:16:00 1992

FREQ-GHZ	DB[S11] AMP_OPT	DB[S22] AMP_OPT	DB[S21] AMP_OPT	MAG[SB1] AMP_OPT	ANG[SB1] AMP_OPT	RAD[SB1] AMP_OPT	PAR[SB1] AMP_OPT	MAG[SB2] AMP_OPT
0.20000	-8.7e-08	-8.332	68.477	1.000	-2.3e-16	0.000	1.000	0.766
0.30000	-8.7e-08	-8.384	68.030	1.000	2.0e-16	0.000	1.000	0.762
0.40000	-8.7e-08	-8.441	67.473	1.000	1.5e-17	0.000	1.000	0.757
0.50000	-8.7e-08	-8.498	66.848	1.000	1.5e-16	0.000	1.000	0.752
0.60000	-8.7e-08	-8.551	66.189	1.000	-3.4e-18	0.000	1.000	0.747
0.70000	-8.7e-08	-8.597	65.520	1.000	-9.2e-17	0.000	1.000	0.743
0.80000	-8.7e-08	-8.636	64.859	1.000	-1.1e-16	0.000	1.000	0.740
0.90000	-8.7e-08	-8.670	64.213	1.000	-3.2e-16	0.000	1.000	0.737
1.00000	-8.7e-08	-8.698	63.590	1.000	9.2e-17	0.000	1.000	0.735
1.10000	-8.7e-08	-8.721	62.991	1.000	-1.3e-16	0.000	1.000	0.733
1.20000	-8.7e-08	-8.741	62.418	1.000	-1.5e-16	0.000	1.000	0.731
1.30000	-8.7e-08	-8.758	61.871	1.000	1.2e-16	0.000	1.000	0.730
1.40000	-8.7e-08	-8.771	61.348	1.000	-2.2e-16	0.000	1.000	0.729
1.50000	-8.7e-08	-8.783	60.849	1.000	2.7e-16	0.000	1.000	0.728
1.60000	-8.7e-08	-8.793	60.372	1.000	-4.5e-16	0.000	1.000	0.727
1.70000	-8.7e-08	-8.802	59.916	1.000	7.2e-17	0.000	1.000	0.726
1.80000	-8.7e-08	-8.809	59.479	1.000	-3.3e-16	0.000	1.000	0.725
1.90000	-8.7e-08	-8.815	59.061	1.000	1.9e-16	0.000	1.000	0.725
2.00000	-8.7e-08	-8.821	58.660	1.000	7.9e-17	0.000	1.000	0.724

Considerando-se agora o efeito dos condensadores C_1 e C_2 , obtiveram-se os resultados ilustrados na Figura-4.18C e Figura-4.18D.

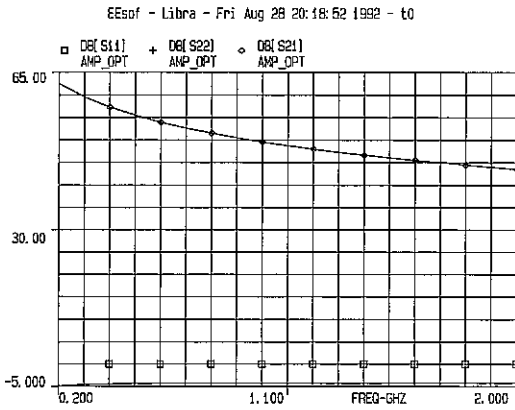


Figura-4.18C: 'Front-end' com os condensadores C_1 e C_2
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

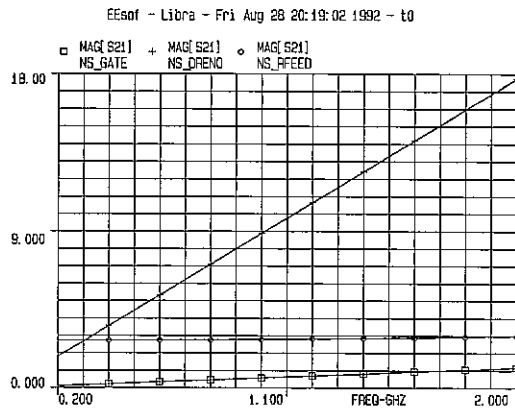


Figura-4.18D: 'Front-end' com os condensadores C_1 e C_2
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

Comparando os resultados da Figura-4.18C e Figura-4.18D com os outros anteriores em que não se considera o efeito da capacidades C_1 e C_2 , conclui-se que o ganho aqui é inferior e decresce mais rapidamente que no caso sem condensadores, sofrendo uma variação de cerca 5 dB Ω na banda passante (mas de 22 dB Ω desde 0.2 GHz a 2 GHz), para além de S_{22} também ser pior.

Relativamente ao ruído verifica-se que o ruído do dreno (NS_DRENO) aumenta bastante, sendo aqui claramente dominante e, conforme esperado, tem um comportamento acentuadamente crescente com a frequência. Os parâmetros [S] obtidos para o caso do 'front-end' sem sintonia, mas considerando agora o real efeito dos condensadores C_1 e C_2 , encontram-se a seguir representados:

```

Libra (TM) Ver. 3.000.114.3 Config. (810 20971 2 118C8A9D 8460 0 19FC31DE)
t0.out Fri Aug 28 20:20:20 1992

```

FREQ-GHZ	DB[S11] AMP_OPT	DB[S22] AMP_OPT	DB[S21] AMP_OPT	MAG[SB1] AMP_OPT	ANG[SB1] AMP_OPT	RAD[SB1] AMP_OPT	PAR[SB1] AMP_OPT	MAG[SB2] AMP_OPT
0.20000	-8.7e-08	-4.861	62.485	1.000	-2.1e-16	0.000	1.000	1.143
0.30000	-8.7e-08	-4.528	59.556	1.000	2.4e-15	0.000	1.000	1.187
0.40000	-8.7e-08	-4.394	57.285	1.000	-5.0e-16	0.000	1.000	1.206
0.50000	-8.7e-08	-4.329	55.457	1.000	-7.5e-16	0.000	1.000	1.215
0.60000	-8.7e-08	-4.293	53.934	1.000	1.4e-15	0.000	1.000	1.220
0.70000	-8.7e-08	-4.271	52.632	1.000	-4.1e-16	0.000	1.000	1.223
0.80000	-8.7e-08	-4.256	51.496	1.000	-6.2e-16	0.000	1.000	1.225
0.90000	-8.7e-08	-4.246	50.489	1.000	-4.0e-16	0.000	1.000	1.227
1.00000	-8.7e-08	-4.239	49.586	1.000	-8.5e-17	0.000	1.000	1.228
1.10000	-8.7e-08	-4.234	48.767	1.000	1.1e-17	0.000	1.000	1.228
1.20000	-8.7e-08	-4.230	48.017	1.000	-1.1e-16	0.000	1.000	1.229
1.30000	-8.7e-08	-4.227	47.327	1.000	6.4e-17	0.000	1.000	1.229
1.40000	-8.7e-08	-4.225	46.687	1.000	-3.0e-18	0.000	1.000	1.230
1.50000	-8.7e-08	-4.223	46.090	1.000	-8.9e-18	0.000	1.000	1.230
1.60000	-8.7e-08	-4.222	45.532	1.000	-5.3e-17	0.000	1.000	1.230
1.70000	-8.7e-08	-4.221	45.007	1.000	6.4e-17	0.000	1.000	1.230
1.80000	-8.7e-08	-4.220	44.512	1.000	-4.6e-17	0.000	1.000	1.230
1.90000	-8.7e-08	-4.220	44.043	1.000	1.9e-16	0.000	1.000	1.230
2.00000	-8.7e-08	-4.220	43.598	1.000	-7.5e-17	0.000	1.000	1.230

Todos os resultados apresentados nas próximas secções deverão ser criticamente comparados, em termos de melhoria/pioria das características, com aqueles ilustrados nas Figura-4.18C e Figura-4.18D que representam o caso "real" do 'front-end' sem sintonia.

4.4.4.2 Sintonia por Transformador

Os resultados obtidos para este caso estão ilustrados na Figura-4.19A e Figura-4.19B. Foram também aqui utilizados os valores dos parâmetros obtidos na secção 4.4.3.

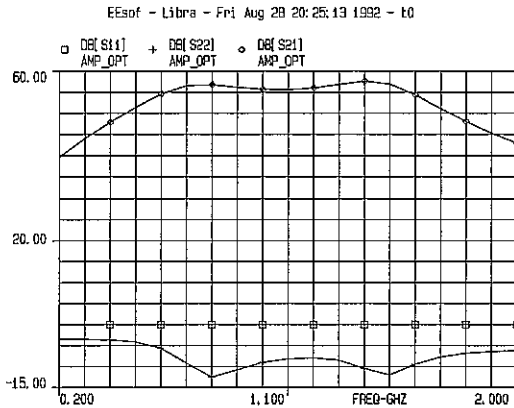


Figura-4.19A: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T incluindo a resistência de equalização. Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão ($L_1=24.16$ nH, $L_2=48.3$ nH, $L_m=20.5$ nH)

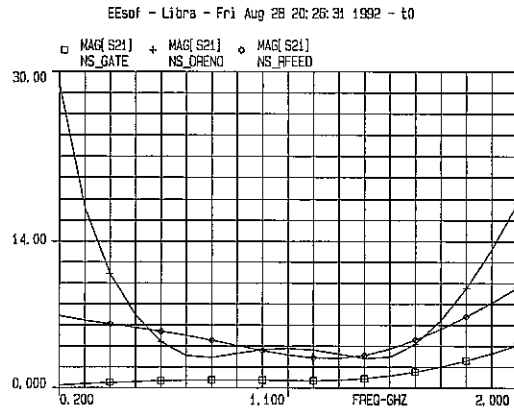


Figura-4.19B: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T incluindo a resistência de equalização. Análise do comportamento de várias fontes de ruído ($L_1=24.16$ nH, $L_2=48.3$ nH, $L_m=20.5$ nH)

Comparativamente com o caso em que não existe sintonia nota-se que agora a característica do ganho melhora consideravelmente na banda passante, pois embora ainda possua uma variação de cerca de 17 dBΩ em toda a gama (desde 0.2 GHz a 2 GHz) a zona central da banda passante (desde 800 MHz até 1.4 GHz) possui uma boa característica (com uma variação inferior a 3 dBΩ), inclusivé em termos de ganho alcançado (acima de 55 dBΩ).

O ruído do NS_DRENO também melhora significativamente na banda passante, apresentando o aspecto típico da "bossa de camelo" invertida. O resultado final é de uma melhoria global apreciável da característica do ruído.

Os parâmetros [S] obtidos para o caso do 'front-end' sintonizado com equivalente em T do transformador, e com a resistência de equalização incorporada, encontram-se abaixo representados:

```

Libra (TM) Ver. 3.000.114.3 Config. (810 20971 2 118C8A9D 8460 0 19FC31DE)
t0.out Fri Aug 28 20:39:02 1992

```

FREQ-GHZ	DB[S11] AMP_OPT	DB[S22] AMP_OPT	DB[S21] AMP_OPT	MAG[SB1] AMP_OPT	ANG[SB1] AMP_OPT	RAD[SB1] AMP_OPT	PAR[SB1] AMP_OPT	MAG[SB2] AMP_OPT
0.20000	-8.7e-08	-3.452	39.788	1.000	9.8e-17	0.000	1.000	1.344
0.30000	-8.7e-08	-3.171	44.474	1.000	3.6e-16	0.000	1.000	1.361
0.40000	-8.7e-08	-3.171	48.795	1.000	-9.7e-16	0.000	1.000	1.388
0.50000	-8.7e-08	-2.911	53.497	1.000	2.9e-15	0.000	1.000	1.398
0.60000	-8.7e-08	-2.734	59.240	1.000	-2.0e-15	0.000	1.000	1.370
0.70000	-8.7e-08	-5.819	64.383	1.000	1.2e-15	0.000	1.000	1.023
0.80000	-8.7e-08	-8.964	62.126	1.000	1.1e-17	0.000	1.000	0.713
0.90000	-8.7e-08	-6.510	59.250	1.000	3.8e-16	0.000	1.000	0.945
1.00000	-8.7e-08	-5.447	57.818	1.000	9.6e-17	0.000	1.000	1.068
1.10000	-8.7e-08	-4.794	57.525	1.000	-2.3e-17	0.000	1.000	1.152
1.20000	-8.7e-08	-4.184	58.337	1.000	-5.5e-17	0.000	1.000	1.235
1.30000	-8.7e-08	-3.317	60.675	1.000	-2.3e-16	0.000	1.000	1.365
1.40000	-8.7e-08	-1.442	66.182	1.000	7.1e-16	0.000	1.000	1.181
1.50000	-8.7e-08	-8.795	68.139	1.000	5.0e-17	0.000	1.000	0.727
1.60000	-8.7e-08	-9.361	58.558	1.000	2.0e-16	0.000	1.000	0.681
1.70000	-8.7e-08	-7.457	52.948	1.000	1.6e-16	0.000	1.000	0.848
1.80000	-8.7e-08	-6.724	48.976	1.000	-2.5e-16	0.000	1.000	0.922
1.90000	-8.7e-08	-6.337	45.845	1.000	3.3e-16	0.000	1.000	0.964
2.00000	-8.7e-08	-6.097	43.229	1.000	-1.9e-16	0.000	1.000	0.991

4.4.4.2.1 Análise variacional

Como exemplo, nesta secção está ilustrado o comportamento do 'front-end' com uma variação, quer negativa como positiva, do valor de um dos componentes da malha de sintonia.

Os resultados são auto-explicítos, não necessitando de qualquer explicação adicional, devendo-se apenas compará-los com os obtidos na secção anterior. Este tipo de raciocínio aplica-se para todas as outras simulações efectuadas na âmbito da análise variacional, ou seja, também para o caso do 'front-end' com sintonia série (ver secção 4.4.4.3) e paralela (ver secção 4.4.4.4).

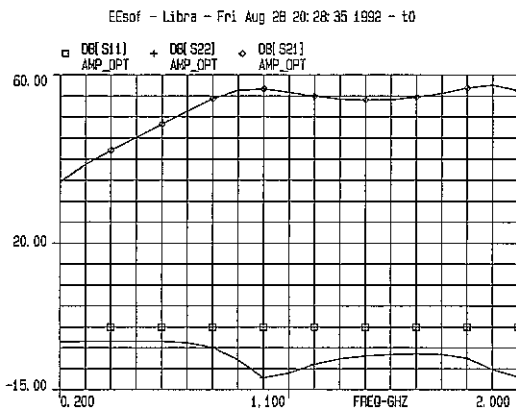


Figura-4.19Va: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T
Situação de variação negativa com $Z_2 \rightarrow L_1=14nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

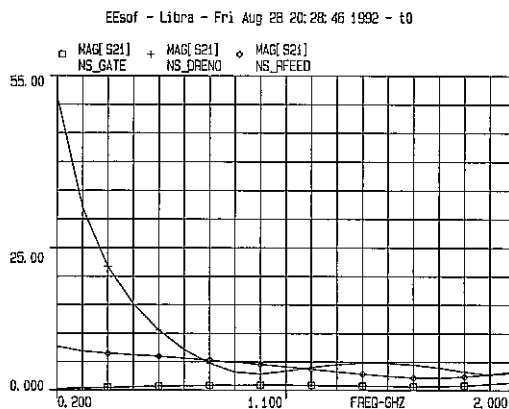


Figura-4.19Vb: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T
Situação de variação negativa com $Z_2 \rightarrow L_1=14nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

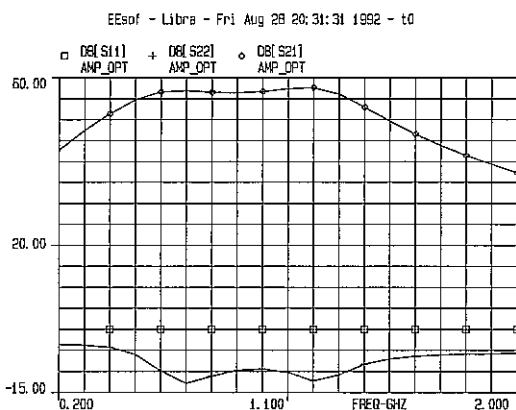


Figura-4.19Vc: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T
Situação de variação positiva com $Z_2 \rightarrow L_1=34nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

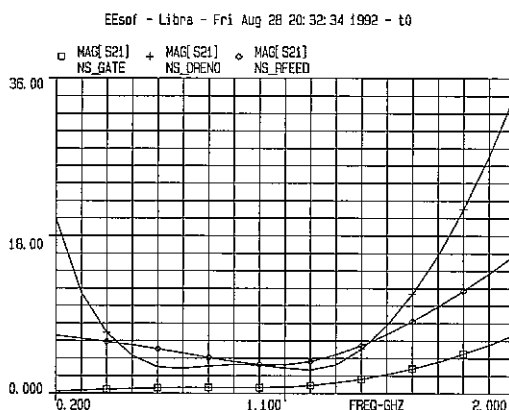


Figura-4.19Vd: 'Front-end' com sintonia c/ equivalente em T
Situação de variação positiva com $Z_2 \rightarrow L_1=34nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

Conclui-se que aumentando o valor de Z_2 (ou seja, aumentando a indutância L_1) aumenta-se também a largura de banda do 'front-end', sendo o ganho sensivelmente idêntico. No entanto, neste caso o ruído é maior na zona baixa das frequências e um pouco maior também na banda passante.

Baixando o valor de Z_2 , então constata-se uma diminuição da largura de banda do 'front-end'. O ruído é mais elevado na banda superior e mais baixo na banda inferior das frequências. Contudo, o efeito global é de incremento do valor do ruído.

4.4.4.3 Sintonia Série

Os resultados obtidos na simulação para o 'front-end' com sintonia série estão ilustrados na Figura-4.20A e Figura-4.20B. Foram também aqui utilizados os valores dos parâmetros obtidos na secção 4.4.3.

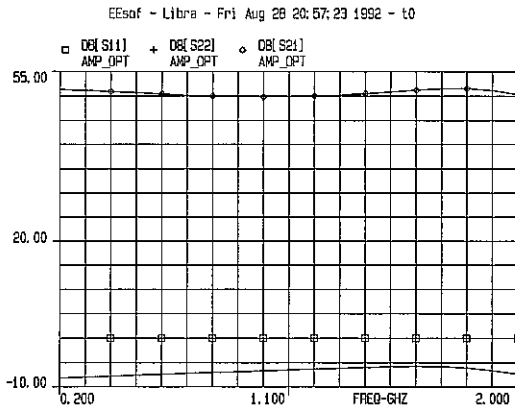


Figura-4.20A: 'Front-end' com sintonia série
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão
($L_s=13.34$ nH)

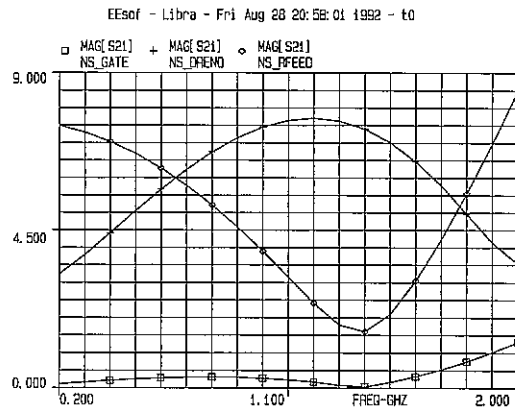


Figura-4.20B: 'Front-end' com sintonia série
Análise do comportamento de várias fontes de ruído
($L_s=13.34$ nH)

Conforme se constata, aqui a banda passante tem uma característica muito melhor que no caso sem sintonia. Comparando com o caso da sintonia com transformador é notório que a característica do ganho é mais uniforme, assim como também o é o coeficiente de reflexão à saída S22.

Relativamente ao ruído, a análise divide-se em duas partes, relativas ao NS_DRENO e ao NS_RFEED, respectivamente.

Quanto ao NS_DRENO este é bastante melhor que o caso sem sintonia mas é pior que no caso da sintonia com transformador na banda central de passagem. Conforme se verá na próxima secção 4.4.4.4, também é melhor que no caso da sintonia em paralelo.

Quanto ao NS_RFEED este é pior que no caso sem sintonia, sendo idêntico ao do caso com sintonia com transformador, e é melhor que o da sintonia paralela (secção 4.4.4.4).

Os parâmetros [S] obtidos para o caso do 'front-end' sintonizado em série estão abaixo representados:

```

Libra (TM) Ver. 3.000.114.3 Config. (810 20971 2 118C8A9D 8460 0 19FC31DE)
t0.out Sat Aug 29 13:11:16 1992
FREQ-GHZ DB[S11] DB[S22] DB[S21] MAG[SB1] ANG[SB1] RAD[SB1] PAR[SB1] MAG[SB2]
          AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT AMP_OPT
0.20000 -8.7e-08 -8.119 51.381 1.000 6.8e-16 0.000 1.000 0.785
0.30000 -8.7e-08 -7.965 51.189 1.000 -2.1e-16 0.000 1.000 0.799
0.40000 -8.7e-08 -7.781 50.954 1.000 4.4e-16 0.000 1.000 0.817
0.50000 -8.7e-08 -7.587 50.701 1.000 1.1e-17 0.000 1.000 0.835
0.60000 -8.7e-08 -7.393 50.453 1.000 1.8e-17 0.000 1.000 0.854
0.70000 -8.7e-08 -7.205 50.231 1.000 6.2e-16 0.000 1.000 0.873
0.80000 -8.7e-08 -7.024 50.053 1.000 3.7e-16 0.000 1.000 0.891
0.90000 -8.7e-08 -6.849 49.934 1.000 -1.4e-16 0.000 1.000 0.909
1.00000 -8.7e-08 -6.676 49.885 1.000 -1.2e-15 0.000 1.000 0.927
1.10000 -8.7e-08 -6.504 49.915 1.000 -7.6e-17 0.000 1.000 0.946
1.20000 -8.7e-08 -6.331 50.033 1.000 -2.2e-16 0.000 1.000 0.965
1.30000 -8.7e-08 -6.157 50.240 1.000 7.7e-18 0.000 1.000 0.984
1.40000 -8.7e-08 -5.988 50.532 1.000 -1.7e-16 0.000 1.000 1.004
1.50000 -8.7e-08 -5.841 50.890 1.000 2.5e-16 0.000 1.000 1.021
1.60000 -8.7e-08 -5.753 51.261 1.000 1.7e-16 0.000 1.000 1.031
1.70000 -8.7e-08 -5.792 51.545 1.000 -3.6e-16 0.000 1.000 1.027
1.80000 -8.7e-08 -6.055 51.582 1.000 -2.3e-17 0.000 1.000 0.996
1.90000 -8.7e-08 -6.603 51.197 1.000 2.7e-16 0.000 1.000 0.935
2.00000 -8.7e-08 -7.361 50.315 1.000 1.3e-16 0.000 1.000 0.857
    
```

4.4.4.3.1 Análise variacional

Os resultados obtidos para a análise variacional estão ilustrados nas próximas figuras.

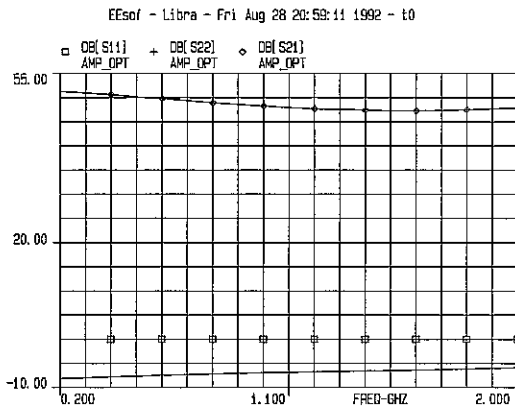


Figura-4.20Va: 'Front-end' com sintonia série
Situação de variação negativa com $L_s=7nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

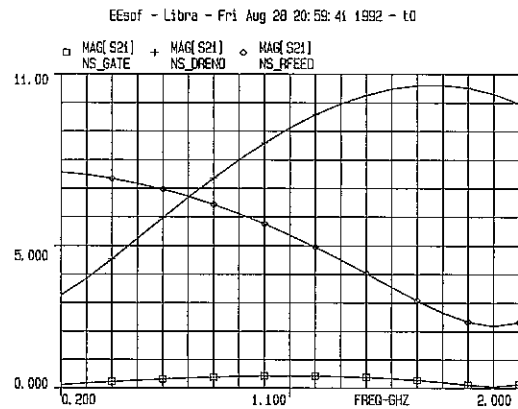


Figura-4.20Vb: 'Front-end' com sintonia série
Situação de variação negativa com $L_s=7nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

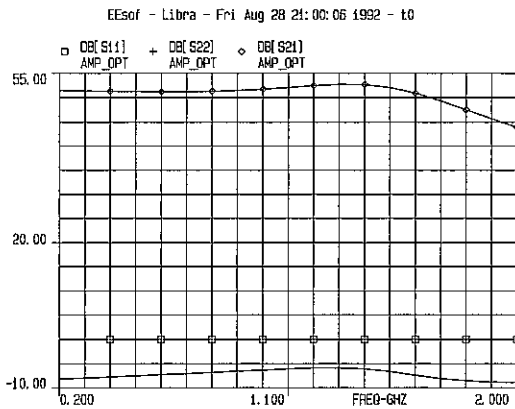


Figura-4.20Vc: 'Front-end' com sintonia série
Situação de variação positiva com $L_s=20nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

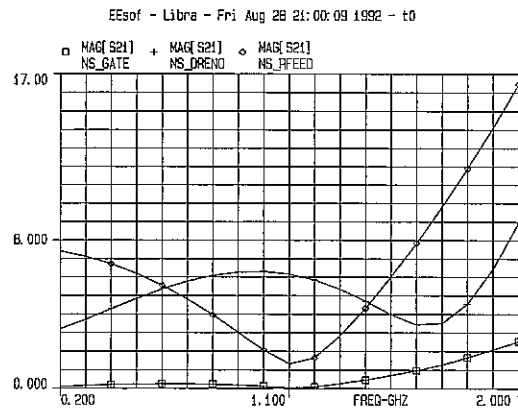


Figura-4.20Vd: 'Front-end' com sintonia série
Situação de variação positiva com $L_s=20nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

Diminuindo-se o valor de L_s , em relação ao valor calculado, resulta numa pior característica para o ganho, pois torna-se menos uniforme. O ruído total também aumenta.

Aumentando-se o valor de L_s também acontece que o ganho torna-se menos plano, existindo mesmo uma variação de aproximadamente 10 dBΩ na gama superior de frequências. O ruído também piora significativamente.

Estes resultados sugerem que o valor de L_s calculado é apropriado, não devendo ser alterado.

4.4.4.4 Sintonia Paralela

Os resultados obtidos na simulação para o 'front-end' com sintonia paralela estão ilustrados na Figura-4.21A e Figura-4.21B. Foram também aqui utilizados os valores dos parâmetros obtidos na secção 4.4.3.

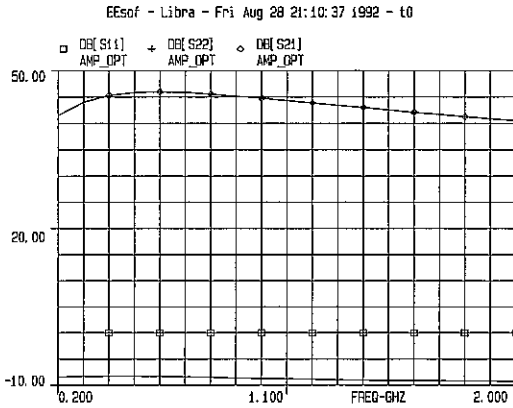


Figura-4.21A: 'Front-end' com sintonia paralela
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão
($L_p=42.2$ nH)

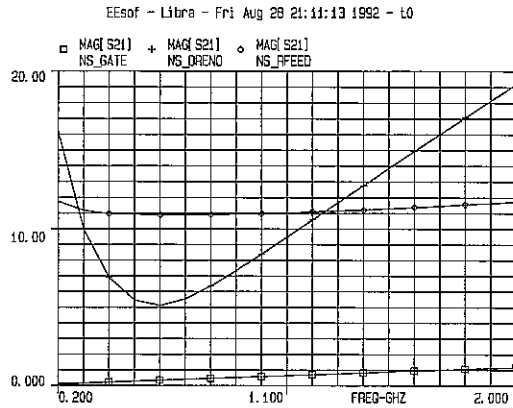


Figura-4.21B: 'Front-end' com sintonia paralela
Análise do comportamento de várias fontes de ruído
($L_p=42.2$ nH)

Pela observação da Figura-4.21A conclui-se que este tipo de sintonia é pior que a sintonia séria, pelo menos para um projecto de banda larga, apresentando no entanto melhores características que o da sintonia com transformador se pensarmos numa muito grande banda de passagem. Obviamente que também é muito melhor que o caso sem sintonia, apresentando uma variação de aproximadamente $3 \text{ dB}\Omega$ na gama de interesse e de $5 \text{ dB}\Omega$ desde 200 MHz até 2 GHz.

O valor do coeficiente de reflexão S_{22} é ligeiramente melhor quando comparado com a sintonia séria ou com transformador.

Ao invés, a partir da Figura-4.21B constata-se que aqui o ruído é pior comparativamente aos casos de sintonia séria ou com transformador.

Os parâmetros [S] obtidos para o caso do 'front-end' sintonizado em paralelo estão abaixo representados:

```

Libra (TM) Ver. 3.000.114.3 Config. (810 20971 2 118C8A9D 8460 0 19FC31DE)
t0.out Sat Aug 29 13:12:36 1992

```

FREQ-GHZ	DB[S11] AMP_OPT	DB[S22] AMP_OPT	DB[S21] AMP_OPT	MAG[SB1] AMP_OPT	ANG[SB1] AMP_OPT	RAD[SB1] AMP_OPT	PAR[SB1] AMP_OPT	MAG[SB2] AMP_OPT
0.20000	-8.7e-08	-8.295	46.040	1.000	2.0e-16	0.000	1.000	0.770
0.30000	-8.7e-08	-8.337	46.108	1.000	2.5e-16	0.000	1.000	0.766
0.40000	-8.7e-08	-8.394	46.207	1.000	1.8e-16	0.000	1.000	0.761
0.50000	-8.7e-08	-8.464	46.339	1.000	3.1e-16	0.000	1.000	0.755
0.60000	-8.7e-08	-8.543	46.510	1.000	-4.0e-16	0.000	1.000	0.748
0.70000	-8.7e-08	-8.627	46.723	1.000	1.4e-16	0.000	1.000	0.741
0.80000	-8.7e-08	-8.710	46.983	1.000	-4.6e-17	0.000	1.000	0.734
0.90000	-8.7e-08	-8.783	47.293	1.000	-1.4e-16	0.000	1.000	0.728
1.00000	-8.7e-08	-8.835	47.652	1.000	1.8e-16	0.000	1.000	0.723
1.10000	-8.7e-08	-8.849	48.053	1.000	1.7e-16	0.000	1.000	0.722
1.20000	-8.7e-08	-8.804	48.477	1.000	-2.1e-16	0.000	1.000	0.726
1.30000	-8.7e-08	-8.677	48.884	1.000	-2.5e-16	0.000	1.000	0.737
1.40000	-8.7e-08	-8.460	49.197	1.000	5.2e-18	0.000	1.000	0.755
1.50000	-8.7e-08	-8.183	49.309	1.000	7.1e-16	0.000	1.000	0.780
1.60000	-8.7e-08	-7.921	49.097	1.000	7.8e-17	0.000	1.000	0.804
1.70000	-8.7e-08	-7.759	48.492	1.000	-2.7e-17	0.000	1.000	0.819
1.80000	-8.7e-08	-7.739	47.522	1.000	-4.4e-16	0.000	1.000	0.820
1.90000	-8.7e-08	-7.839	46.294	1.000	-5.0e-16	0.000	1.000	0.811
2.00000	-8.7e-08	-8.011	44.930	1.000	6.9e-17	0.000	1.000	0.795

4.4.4.1 Análise variacional

Os resultados obtidos para a análise variacional estão ilustrados nas próximas figuras.

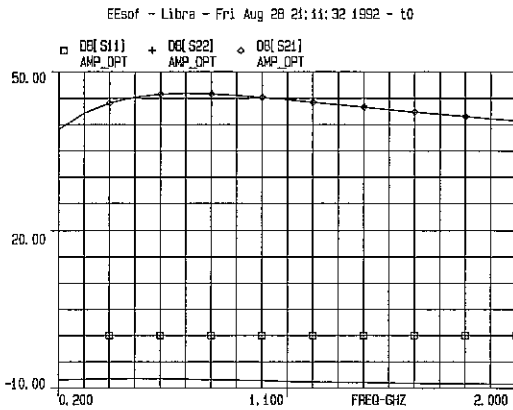


Figura-4.21Va: 'Front-end' com sintonia paralela
Situação de variação negativa com $L_p=30nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

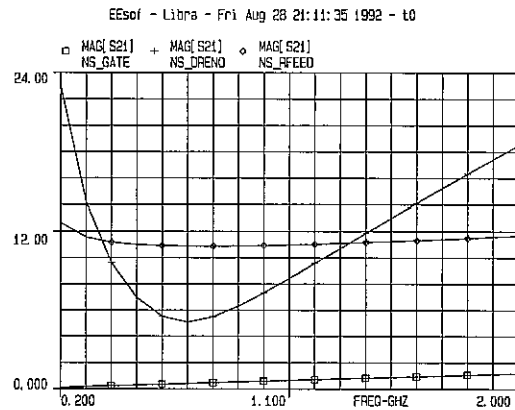


Figura-4.21Vb: 'Front-end' com sintonia paralela
Situação de variação negativa com $L_p=30nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

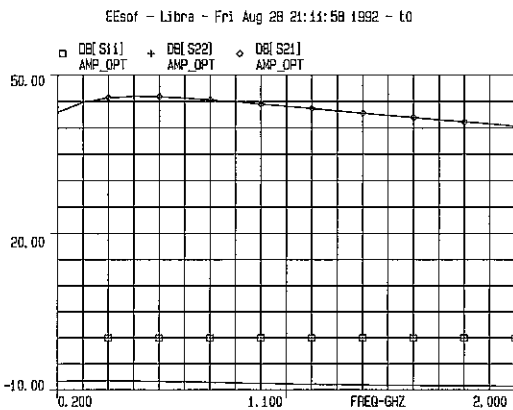


Figura-4.21Vc: 'Front-end' com sintonia paralela
Situação de variação positiva com $L_p=54nH$
Análise dos parâmetros de reflexão e de transmissão

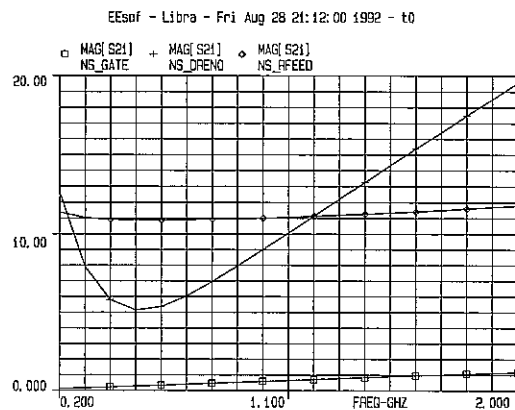


Figura-4.21Vd: 'Front-end' com sintonia paralela
Situação de variação positiva com $L_p=54nH$
Análise do comportamento de várias fontes de ruído

Diminuindo-se o valor de L_p , em relação ao valor calculado, verifica-se que as características do ganho são sensivelmente as mesmas, não sofrendo alterações apreciáveis. No entanto o ruído é pior na gama inferior de frequências.

Aumentando-se o valor de L_p , em relação ao valor calculado, verifica-se que as características do ganho são sensivelmente as mesmas, não sofrendo alterações apreciáveis. No entanto o ruído é melhor na gama inferior de frequências.

Estes resultados sugerem que o valor de L_p anteriormente calculado pode ser aumentado, dependendo agora unicamente de questões de realizabilidade prática do elemento indutor.

4.5 Resumo

Neste capítulo foram apresentadas as bases teóricas que fundamentam a aplicação de sintonia nos receptores ópticos, suas vantagens relativas e principais aspectos a ter em consideração. Através de um exemplo genérico, estabeleceram-se alguns princípios sobre a metodologia a observar para o projecto prático de um receptor óptico sintonizado.

Investigaram-se teoricamente as características dos receptores ópticos balanceados e algumas técnicas de sintonia capazes de diminuir eficientemente o ruído térmico e aumentar a resposta em frequência. Demonstrou-se, nomeadamente, que o balanceamento é útil para suprimir o ruído de excesso de intensidade do laser oscilador local e para aproveitar convenientemente a totalidade da potência óptica disponível. Estabeleceram-se também as bases e os critérios de projecto para receptores ópticos balanceados, tendo sido introduzido um novo coeficiente equivalente de cancelação do ruído de excesso de intensidade. São apresentados os modelos teóricos para vários métodos de sintonia de receptores ópticos, de forma a permitir realizar uma escolha criteriosa do tipo de sintonia mais adequado. Assim, são fornecidas as ferramentas analíticas apropriadas ao dimensionamento de malhas de sintonia série, paralelo e do equivalente de transformador, as quais apresentam características e aplicabilidade distintas. Abordam-se diversos aspectos considerados essenciais para o projecto de sistemas ópticos coerentes, nomeadamente os aspectos relativos à escolha da frequência nominal e da largura de banda dos filtros de frequência intermédia.

A partir do conjunto de simulações efectuadas para os vários tipos de sintonia, concluiu-se que em termos da redução de ruído a implementação com sintonia por transformador é a mais vantajosa para o projecto de receptores heterodinos, ao passo que a sintonia série apresenta uma maior estabilidade do ganho embora seja inferior em valor relativamente ao caso da sintonia com transformador na zona central da banda passante. Por estes motivos, a opção de sintonia com transformador é a preferida sendo contudo necessário ter em atenção a questão da realizabilidade dos diferentes tipos de sintonia, pois os valores calculados para a respectiva malha de sintonia (indutâncias) podem ser difíceis de implementar na prática. Para a sintonia por transformador, por exemplo, obteve-se um ganho de transimpedância na banda com interesse de sensivelmente $55 \text{ dB}\Omega$ e um ruído total inferior a $8 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

5 Especificação do Sistema do Projecto Coerente

5.1 Introdução

O Projecto Coerente é de cariz inteiramente nacional e apoiado pela Junta Nacional de Investigação Científica ao abrigo do Programa Mobilizador da Ciência e Tecnologia, tendo na sua génese a sinergia de esforços Universidade-Empresa com a participação da Universidade de Aveiro, como contratante principal, a Marconi e a Universidade de Coimbra.

A topologia inicialmente prevista para o protótipo do projecto Coerente consistia num sistema auto-heterodino que usava a mesma fonte óptica para o emissor e para o receptor, sendo de utilidade exclusivamente laboratorial. Entretanto foi realizado um esforço para implementar um sistema da aplicabilidade mais prática, de acordo com as necessidades reais dos operadores de telecomunicações. Assim surgiu o sistema do tipo heterodino, prevendo a possibilidade de algumas soluções avançadas, como a diversidade de polarização e detecção de filtro duplo.

A taxa de transmissão especificada e as características dos lasers comercialmente disponíveis ditaram o uso de modulação FSK com índice de modulação elevado (WDFSK), de maneira a aliviar os requisitos em termos da 'linewidth' dos lasers.

5.2 Arquitectura do Sistema

Neste contexto, projectou-se a configuração mais completa para este tipo de sistema, incluindo diversidade de polarização, receptores balanceados e desmodulação com filtro duplo, tal como o diagrama de blocos da Figura-5.1 ilustra [LOU92A] [LOU92B]. Tomando como base este diagrama existem várias configurações possíveis, cujo projecto não são mais que simplificações deste sistema.

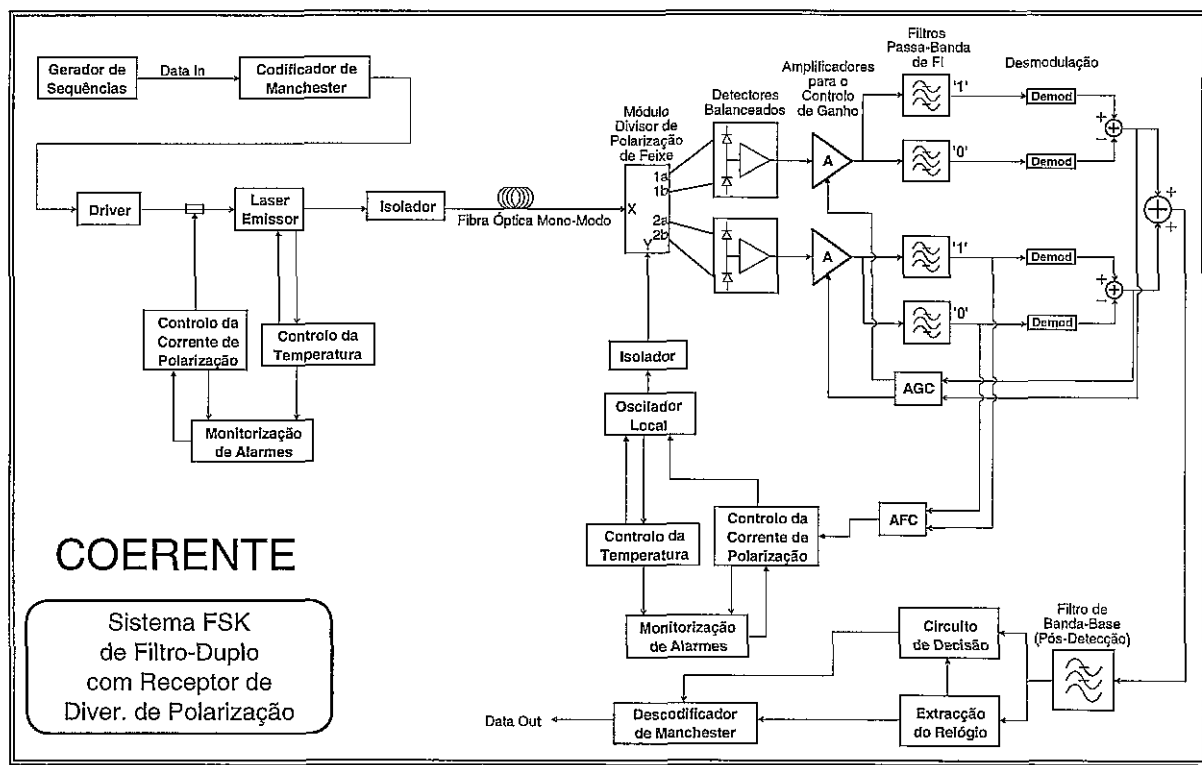


Figura-5.1: Diagrama de blocos do sistema FSK inicialmente projectado

Posteriormente, após consulta à indústria especializada, verificou-se que o custo do módulo de diversidade de polarização não era economicamente viável para este projecto. Em virtude deste facto impunha-se uma redefinição da sua arquitectura, nomeadamente utilizar controlo manual de polarização com receptor de ramo único.

Aproveitando esta redefinição, decidiu-se utilizar também uma desmodulação de filtro único. Na base desta decisão esteve a preocupação de simplificar a implementação do receptor, de forma a ajustar o projecto aos recursos financeiros e humanos disponíveis. Para além de facilitar a desmodulação, o uso de filtro simples simplifica ainda as unidades de controlo automático de ganho e de estabilização de frequência.

O diagrama de blocos da Figura-5.2 representa a topologia final do sistema. Embora um pouco simplificado relativamente à Figura-5.1, esta arquitectura do sistema mantém todos os grandes desafios tecnológicos fundamentais do projecto inicial, continuando a superar os objectivos inicialmente propostos. O dimensionamento dos parâmetros deste sistema é parecido ao caso com receptor de diversidade de polarização e desmodulação de filtro duplo.

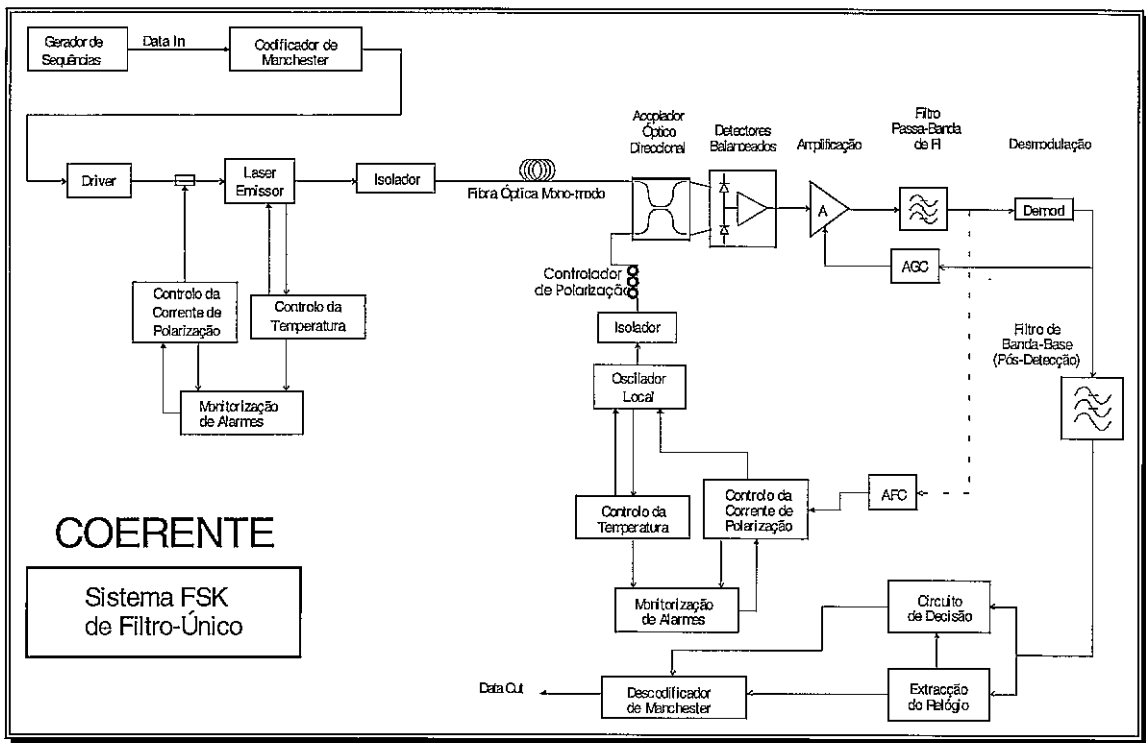


Figura-5.2: Diagrama de blocos final do sistema FSK do projecto Coerente

5.3 Dimensionamento do Sistema

Como arquitectura básica para o projecto Coerente considerou-se um sistema FSK heterodino de filtro simples com detecção quadrática (Figura-5.2). O seu dimensionamento pretende determinar os seguintes parâmetros: índice de modulação m , desvio em frequência f_d , largura de banda dos filtros de frequência intermédia LB_{FI} , frequência do 'space' f_0 (símbolo "0") e frequência da 'mark' f_1 (símbolo "1"), em função da largura espectral total ($\Delta\nu = \Delta\nu_{oi} + \Delta\nu_s$) e da taxa de transmissão R .

Recorrendo à teoria desenvolvida na referência [GARR88] é possível calcular-se a largura de banda óptima do filtro de FI. Os resultados obtidos estão expressos na Tabela-5.1. O dimensionamento dos restantes parâmetros é efectuada da seguinte maneira:

- A largura de banda normalizada do filtro de FI é:

$$B_n = LB_{FI} / R \tag{5.1}$$

- O cálculo do índice de modulação óptimo foi feito a partir da expressão [GARR86]:

$$m = 2 \cdot B_n - 0.5 \tag{5.2}$$

- O desvio de frequência f_d foi calculado a partir de:

$$f_d = m \cdot R \tag{5.3}$$

- A frequência do 'space' foi calculada por:

$$F_0 = B_n \cdot R \tag{5.4}$$

- A frequência da 'mark' foi calculada por:

$$F_1 = F_0 + F_d \tag{5.5}$$

- O cálculo do patamar inferior do erro foi efectuado a partir da expressão [GARR86]:

$$BER-floor = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{m}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot R}{\Delta\nu \cdot B_n}} \right) \right] \tag{5.6}$$

Conforme referido anteriormente, o dimensionamento dos parâmetros fundamentais para um sistema de filtro duplo ou simples é essencialmente idêntico, quer relativamente ao cálculo da largura de banda dos filtros de FI como também do índice de modulação, embora no último caso este deva ser considerado não como valor ideal mas sim como mínimo. Este último facto traduz-se numa maior liberdade de escolha da zona espectral de frequências em que se deseja operar, por intermédio de simples variação do índice de modulação.

Foram efectuados cálculos para diferentes larguras de linha espectrais, em virtude de inicialmente ainda não se saber com exactidão quais as características espectrais dos lasers semicondutores DFB adquiridos à ORTEL Inc., havendo no entanto a garantia formal do fabricante que não seriam maiores que $\Delta\nu_s \sim \Delta\nu_{oi} \leq 10$ MHz. Consequentemente, efectuou-se o dimensionamento preliminar do sistema para três valores típicos, ou seja, para 5 MHz, 7.5 MHz e 10 MHz, resultando em $\Delta\nu = \Delta\nu_{oi} + \Delta\nu_s$ de 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz, respectivamente. Esta estratégia permitiu investigar a sensibilidade do sistema face a eventuais desvios da largura de linha espectral dos lasers.

As especificações inicialmente estabelecidas, nomeadamente uma probabilidade de erro $\leq 10^{-9}$, requerem que o BER-floor seja bastante inferior. Os resultados obtidos para a parametrização do sistema estão ilustrados na Tabela-5.1.

PARÂMETROS:	R = 280 Mbaud Δν = 10 MHz	R = 280 Mbaud Δν = 15 MHz	R = 280 Mbaud Δν = 20 MHz
Largura de banda da FI	572.7 MHz	588.2 MHz	609.3
Largura de banda normalizada	2.045	2.101	2.176
Índice de modulação	3.591	3.702	3.852
Frequência do 'space'	572.7 MHz	588.2 MHz	609.3 MHz
Desvio de frequência	1.005 GHz	1.036 GHz	1.079 GHz
Frequência da 'mark'	1.578 GHz	1.625 GHz	1.688 GHz
BER-floor	$< 10^{-10}$	$< 10^{-10}$	$< 10^{-10}$

Tabela-5.1: Dimensionamento de diversos parâmetros do sistema

Na configuração de filtro simples é possível subir a frequência da 'mark' através do simples aumento do índice de modulação, embora possa haver também algumas limitações dependentes do laser emissor. Aumentar um pouco a gama de frequências de operação da 'mark' traz a vantagem de ser mais fácil implementar os necessários circuitos de micro-ondas em tecnologia 'microstrip', originando circuitos de menores dimensões. De qualquer forma, para a banda dos 2 GHz, será necessário utilizar-se substratos especiais, com uma constante dieléctrica elevada (por exemplo, $\epsilon_r \sim 10$).

Com base na estimativa da atenuação total da fibra e na configuração do sistema escolhido (Figura-5.2), e tendo em consideração as especificações ITU-T G.652 para a 2ª janela óptica, elaborou-se a seguinte proposta (Tabela-5.2) para o orçamento de potência do sistema:

Potência média de emissão	0 dBm
120 Km de fibra @ 0.35 dB/Km	42 dB
4 conectores FC/PC	2 dB
Perdas no arranjo óptico do misturador	1 dB
Penalidade de polarização	1 dB
Sensibilidade do receptor	-50,2 dBm
Margem do sistema	4,2 dB

Tabela-5.2: Orçamento de potência ('power budget') do sistema

Com base na Tabela-5.2, os parâmetros de entrada para o cálculo teórico do modelo são:

PARÂMETRO	Símbolo	Valor
Período do bit	T	3.57ns
Linewidth de FI	$\Delta\nu$	15 MHz
Linewidth normalizada		$5,357 \cdot 10^{-2}$
Sensibilidade do receptor	p_{st}	-50,2 dBm
Potência do oscilador local	p_L	0 dBm
Responsividade do fotodíodo	\mathfrak{R}	0,8 A/W
Capacidade de entrada total	C_T	1 pF
Densidade espectral de ruído para o andar sintonizado	$S_{L,t}$	$32 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$

Tabela-5.3: Parâmetros básicos do sistema

Na próxima secção demonstra-se que um sistema com estes parâmetros pode alcançar a desejada sensibilidade de -50,2 dBm @ BER= 10^{-9} , e um BER-floor $\leq 10^{-10}$.

5.4 Simulação do Desempenho

O modelo utilizado [GARR88] para o dimensionamento dos diversos parâmetros não entra em consideração com vários aspectos, os quais na prática podem revestir-se de alguma importância no que respeita ao desempenho do sistema, nomeadamente o espectro de emissão não-Lorentziano dos lasers semicondutores.

Com o intuito de investigar mais profundamente as implicações destes aspectos e, numa forma mais ampla, também para se estimar o desempenho esperado para o sistema, efectuou-se a simulação do sistema FSK heterodino com filtro-duplo (Figura-5.1) a partir dos valores obtidos para o dimensionamento de diversos parâmetros (Tabela-5.1) e de medidas reais do espectro dum laser DFB típico obtidas experimentalmente na *Jydsk Telefon*, na Dinamarca [RRIB92][RRIB93].

Para estudar o comportamento do sistema face a possíveis variações da LB_{FI} , para vários valores fixos das larguras de linha espectrais, calcularam-se também os diversos parâmetros para variações da LB_{FI} de -10% e de +10%, relativamente aos valores originalmente calculados e expressos na Tabela-5.1. Assim, os cinco casos que foram alvo de simulação são os seguintes:

- $\Delta v = \Delta v_{oi} + \Delta v_s = 10$ MHz
- $\Delta v = \Delta v_{oi} + \Delta v_s = 15$ MHz
- $\Delta v = \Delta v_{oi} + \Delta v_s = 20$ MHz
- $\Delta v = \Delta v_{oi} + \Delta v_s = 15$ MHz com variação da LB_{FI} de -10%
- $\Delta v = \Delta v_{oi} + \Delta v_s = 15$ MHz com variação da LB_{FI} de +10%

Assim, os resultados do dimensionamento calculados para a análise variacional estão representados na Tabela-5.4.

PARÂMETROS:	$\Delta v = 15$ MHz LB_{FI} de +10%	$\Delta v = 15$ MHz LB_{FI} de -10%
Largura de banda da FI	647.0 MHz	529.4 MHz
Largura de banda normalizada	2.311	1.891
Índice de modulação	4.122	3.281
Frequência do 'space'	647.0 MHz	529.4 MHz
Desvio de frequência	1.154 GHz	918.8 MHz
Frequência da 'mark'	1.801 GHz	1.448 GHz
BER-floor	$< 10^{-10}$	$< 10^{-10}$

Tabela-5.4: Variação de $\pm 10\%$ dos valores de LB_{FI} especificados ($R=280$ Mbaud)

Esta simulação do sistema foi realizada com a colaboração do Eng^o Rui Ribeiro, da Universidade de Aveiro, utilizando-se a ferramenta de software SCORE [RRIB93]. Considerou-se para o efeito o seguinte:

- Filtros passa-banda e passa-baixo integradores de tempo-finito
- Parâmetros para o laser (com modelo espectral não-Lorentziano):
 - Frequência das oscilações de relaxação $f_r = 5.11$ GHz
 - Taxa de decaimento das oscilações de relaxação $\Gamma_r = 9.7 \cdot 10^9$ s⁻¹
 - Factor de enriquecimento da largura de linha $\alpha = 6.2$
 - Potência óptica de saída de 0 dBm

Os resultados da simulação para os três primeiros casos alvo deste estudo e para os dois últimos referentes à variação de $\pm 10\%$ da LB_{FI} , respectivamente, estão ilustrados na Figura-5.3 e Figura-5.4.

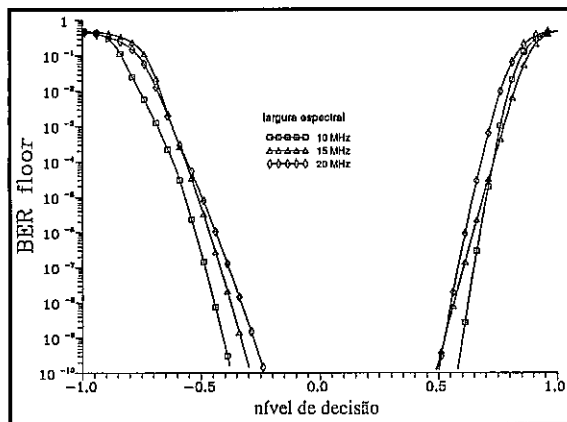


Figura-5.3: Resultados da simulação para $\Delta\nu = 10, 15$ e 20 MHz.

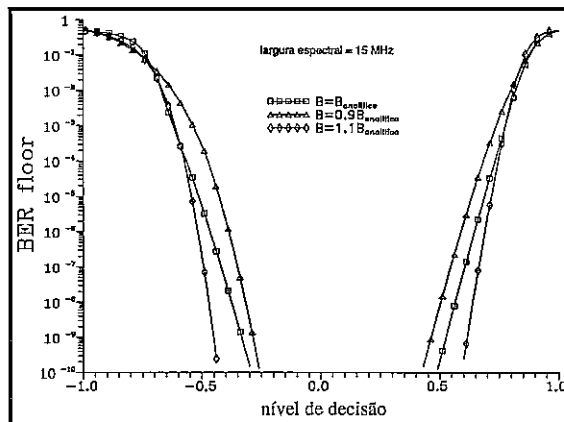


Figura-5.4: Resultados da simulação para $\Delta\nu = 15$ MHz c/ LB_{FI} de $\pm 10\%$

Na Figura-5.3 estão traçados os resultados obtidos para o BER-floor para três valores da largura espectral dos lasers, sem variação da LB_{FI} (ou seja, para os três primeiros casos da simulação). O dimensionamento do sistema para cada caso, realizado analiticamente, é apresentado na Tabela-5.1. A análise da Figura-5.3 revela que o BER-floor é muito inferior a 10^{-9} para os três valores considerados da largura espectral dos lasers. Obviamente que a valores maiores de $\Delta\nu$ corresponderão frequências intermédias com maior largura de banda, pelo que os receptores serão mais afectados pelo ruído aditivo, implicando uma perda da sua sensibilidade.

Da Figura-5.3 verifica-se que o nível de decisão óptimo não é nulo, ao contrário do que seria de esperar pela aparente simetria do receptor. A explicação mais verosímil é o facto do filtro passa-baixo não remover totalmente a componente de frequência dupla do símbolo, entretanto gerada no detector de lei-quadrática. Como a frequência do símbolo "0" é inferior à do símbolo "1", neste caso específico, então para o símbolo "0" a componente centrada na frequência dupla será menos atenuada pelo filtro passa-baixo, originando uma maior interferência. Esta interferência é bem visível na Figura-5.3 e na Figura-5.4, pois origina um alargamento no topo das curvas, significativamente mais pronunciado no símbolo "0". Neste caso, a função de transferência do filtro tem a forma da função *sinc*. O desvio do valor óptimo do nível de decisão, relativamente ao ponto intermédio, será menos pronunciado se o filtro possuir uma transição mais abrupta entre as bandas passante e não-passante.

A Figura-5.4 representa a influência no BER-floor, da alteração da largura de banda dos filtros de frequência intermédia (LB_{FI}) em torno do valor apropriado determinado analiticamente. A partir desta figura verifica-se que todos os casos conduzem a um BER-floor muito inferior a 10^{-10} . Conforme esperado, uma redução na largura de banda do filtro de frequência intermédia produz um agravamento no BER-floor, enquanto um aumento na LB_{FI} resulta num menor BER-floor. No entanto, esta tendência é contrabalançada pelo efeito do ruído aditivo, pelo que não é fácil 'a priori' extrair um valor óptimo para a LB_{FI} dos filtros de FI sem se utilizar ferramentas analíticas.

Na Figura-5.5 está representada a probabilidade de erro em função do nível de decisão, utilizando-se os métodos de simulação de Monte-Carlo, semi-analítico e analítico, para o mesmo nível de potência e recorrendo à teoria convencional. Em geral, o resultado do método semi-analítico está sempre próximo da simulação de Monte-Carlo. Pelo contrário, os resultados analíticos demonstraram sistematicamente sobre-estimar os erros devidos aos símbolos detectados, e sub-estimar os erros nos símbolos não-detectados. A teoria apresentada anteriormente no capítulo 3 permite contornar este aspecto. Em conclusão, o método analítico é útil numa primeira fase do projecto, devido à rapidez de cálculo. O método semi-analítico alia uma boa precisão a um dispêndio computacional razoável, sendo mais útil na fase de optimização do projecto. Por fim, a simulação de Monte-Carlo, embora muito “pesada” em termos de dispêndio computacional, serve para verificar os dados obtidos pelos métodos anteriores e fazer um refinamento do sistema.

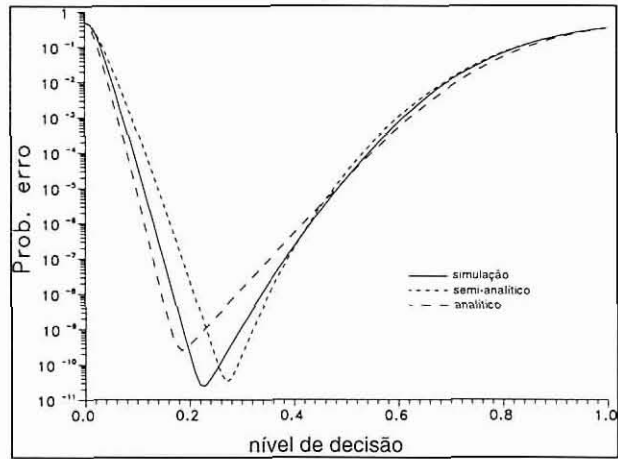


Figura-5.5: Probabilidade de erro em função do nível de decisão, estimada por vários métodos.

Por outro lado, recorrendo à teoria apresentada nos capítulos anteriores, a Figura-5.6 mostra as curvas do BER obtidas para o sistema SF-FSK projectado (Apêndice-A7), com um ritmo de transmissão óptica de 280 Mbaud, para várias configurações.

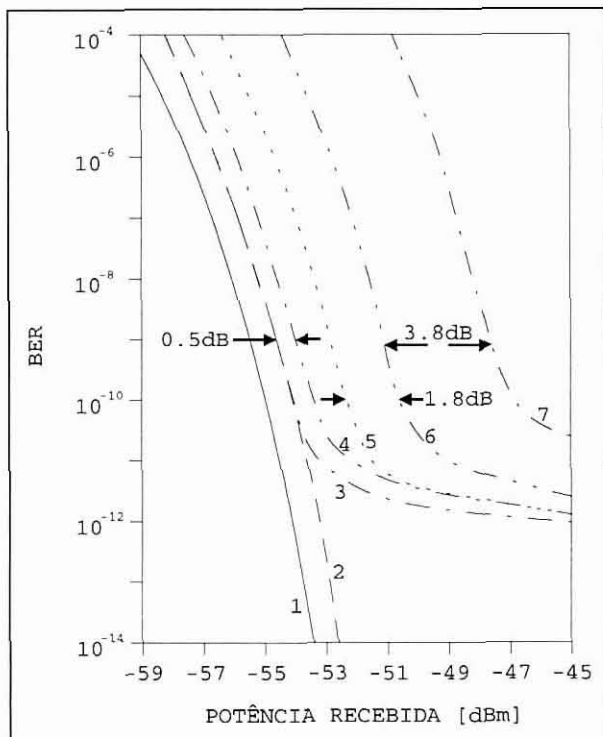


Figura-5.6: Probabilidade de erro em função da potência óptica recebida

Curva N°	Diversidade	Sintonia	P_{LO} (dBm)	Δv norm.
1			∞	0
2			∞	0
3			∞	0.054
4	+		∞	0.054
5		+	-3	0.054
6	+	+	-3	0.054
7	+		-3	0.054

A curva 1 da Figura-5.6 refere-se ao receptor limitado apenas pelo ruído quântico, sem ruído de fase dos lasers, e com a menor largura de banda possível, ou seja, o dobro da frequência de

bit do sinal. Neste tipo de receptor, em que idealmente $p_L = \infty$, o ruído quântico é dominante em relação ao ruído eléctrico.

De maneira a que um sistema com ruído de fase possa funcionar, de acordo com as especificações pretendidas, é necessário aumentar a largura de banda da FI. Deste modo o receptor também terá maior ruído, e portanto a sensibilidade reduz-se. Esta consequência está ilustrada na curva 2.

A curva 3 mostra que a introdução de ruído de fase no sistema, através de uma largura espectral de 15 MHz ao nível da FI, não diminui a sensibilidade para $BER=10^{-9}$, mas introduz um patamar inferior para o erro (*BER-floor*). O nível desse patamar de erro depende da 'linewidth' dos lasers, apresentando a tendência para subir à medida que a 'linewidth' também aumenta.

A introdução do esquema de diversidade de polarização no receptor reduz a sua sensibilidade, porque a potência do laser oscilador local é utilizada menos eficientemente. No limite de ruído quântico, representado na curva 4, o receptor de diversidade de polarização tem uma sensibilidade pior em 0.5 dB comparativamente ao receptor de ramo único, o que condiz razoavelmente bem com o resultado de 0.4 dB dado por [GLAN87] para um receptor DPSK similar.

Quando o receptor não está nas condições do limite de ruído quântico, então existe uma maior degradação da sensibilidade do receptor, porque o incremento do ruído eléctrico do receptor de diversidade torna-se mais significativo.

De referir que o receptor planeado na secção 5.3, representado na curva 6, tem uma sensibilidade de cerca 1.8 dB pior que o receptor com controlo de polarização ideal, representado na curva 5.

Finalmente, uma comparação da curva 6 (com sintonia tipo transformador) com a curva 7 (não sintonizado) mostra que a sensibilidade do receptor é melhorada de 3.8 dB quando o 'front-end' óptico é sintonizado.

5.4.1 Sensibilidade aos Parâmetros

Se os valores da Tabela-5.3 forem inseridos nas equações {3.39}, {3.40}, e {3.41}, obtêm-se as seguintes sensibilidades de p_{sf} face a pequenas variações de p_L , $S_{l,i}$ e \mathfrak{R} (Tabela-5.5).

<i>Uma alteração de</i>	<i>provoca uma alteração da p_{sf} de</i>
p_L	0.5 dB/dBm
$S_{l,i}$	-0.06 dB/(10^{-24} A ² /Hz)
\mathfrak{R}	0.7 dB/(0,1 A/W)

Tabela-5.5: Sensibilidade à variação dos parâmetros

Os resultados destas aproximações está em boa consonância com as sensibilidades dos parâmetros indicada na Figura-5.7, Figura-5.8 e Figura-5.9.

A Figura-5.7 representa a sensibilidade do receptor, para um $BER=10^{-9}$, em função da potência total de saída do oscilador local antes da divisão óptica no módulo de diversidade.

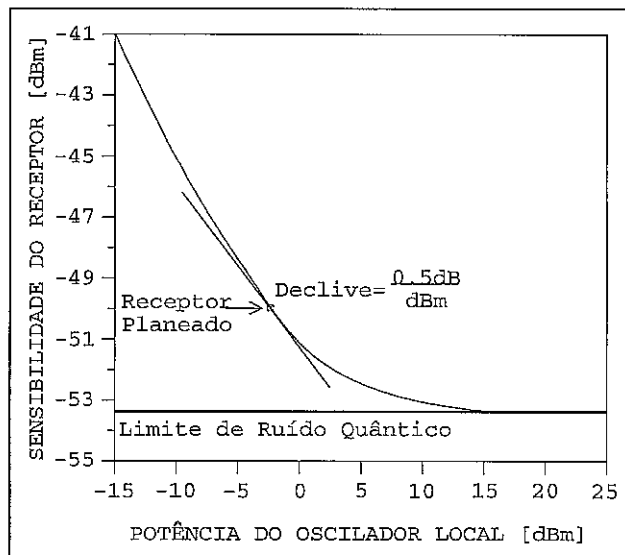


Figura-5.7: Sensibilidade do receptor, para $BER=10^{-9}$, em função da potência do oscilador local

Constata-se que o receptor calculado apresenta uma degradação de cerca 3 dB relativamente ao limite quântico, e que é ainda possível ganhar aproximadamente 0.5 dB de sensibilidade extra por cada aumento de 1 dB na potência óptica do laser oscilador local.

O valor ζ (equação {3.42}) é igual à razão entre o ruído quântico e o ruído eléctrico no receptor. Neste projecto considerou-se $\zeta=1$, ao passo que para se alcançar uma detecção limitada pelo ruído quântico seria necessário ter $\zeta \gg 1$. Um aumento de ζ para aproximadamente 4 significaria um ganho de cerca 2 dB na sensibilidade do receptor, tal como está ilustrado na Figura-5.7. Um incremento adicional de ζ dará apenas um ganho de sensibilidade inferior a 1 dB.

A Figura-5.8 mostra a sensibilidade do receptor, para um $BER=10^{-9}$, em função da densidade espectral de ruído. Assume-se que o resultado da existência de sintonia no andar de entrada pode ser representado por uma densidade espectral de ruído branco na banda do filtro de FI.

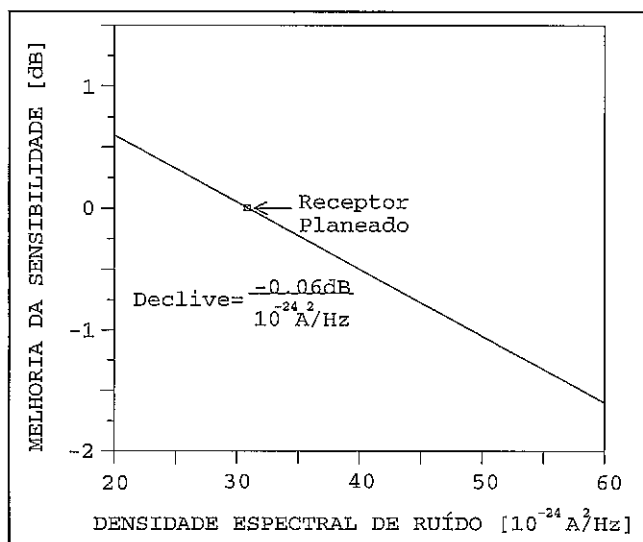


Figura-5.8: Melhoria da sensibilidade do receptor, para $BER=10^{-9}$, em função da densidade espectral de ruído

Verifica-se a partir da Figura-5.8 que uma redução da densidade de ruído de $1 \cdot 10^{-24} A^2/Hz$ facultava uma melhoria da sensibilidade de aproximadamente 0.06 dB.

A Figura-5.9 mostra a sensibilidade do receptor, para um $BER=10^{-9}$, em função da responsividade dos fotodíodos. Consta-se que um aumento de 0.1 A/W na responsividade origina uma melhoria de 0.7 dB na sensibilidade.

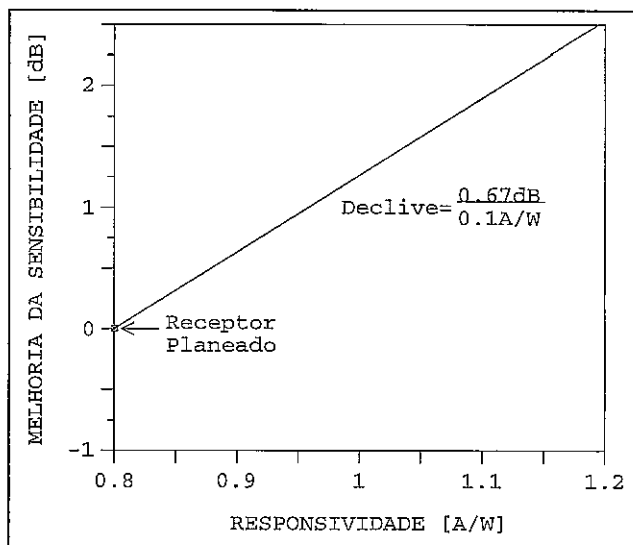


Figura-5.9: Melhoria da sensibilidade do receptor, para $BER=10^{-9}$, em função da responsividade do fotodíodo

Uma análise de mercado revelou que existem duas possibilidades para a escolha de fotodíodos. Nas especificações do sistema considerou-se uma responsividade de 0.8 A/W , correspondendo ao valor típico de um desses tipos de fotodíodos. Os fotodíodos do outro tipo têm uma maior responsividade, que pode chegar a 1.15 A/W .

Se atendermos exclusivamente ao aspecto da responsividade, então é possível admitir que o receptor possa ter uma sensibilidade melhor em cerca 2 dB utilizando-se fotodíodos com a responsividade mais elevada. Contudo, deve-se notar que estes fotodíodos também têm um valor capacitivo mais elevado, o que é particularmente desvantajoso para o caso do 'front-end' óptico com andar de sintonia com transformador (com equivalente em T ou II), pois a densidade de ruído é proporcional ao valor da capacidade. Para além disso, uma capacidade maior exige um valor mais baixo para as indutâncias de sintonia, o que pode dificultar a sua implementação prática.

As Figura-5.10 e Figura-5.11 mostram a redução de sensibilidade do receptor em função da variação da frequência central e da largura de banda do filtro de FI, respectivamente. Ambas as variações da frequência central e da largura de banda são normalizadas relativamente ao período do bit.

A partir da Figura-5.10 verifica-se que o receptor é mais vulnerável a variações na frequência central de FI a baixas taxas de erro, logo acima do patamar inferior de erro ($BER\text{-}floor$). Esta figura pode ser útil para se poder avaliar quais os requisitos que devem ser estabelecidos, em termos de tolerâncias, para o circuito de controlo automático de frequência (AFC).

Constata-se, por exemplo, que para uma taxa de erros baixa de $BER=10^{-10}$, e para uma redução máxima da sensibilidade de 0.5 dB , o circuito AFC deve manter controlada a frequência intermédia dentro dum intervalo de aproximadamente 150 MHz .

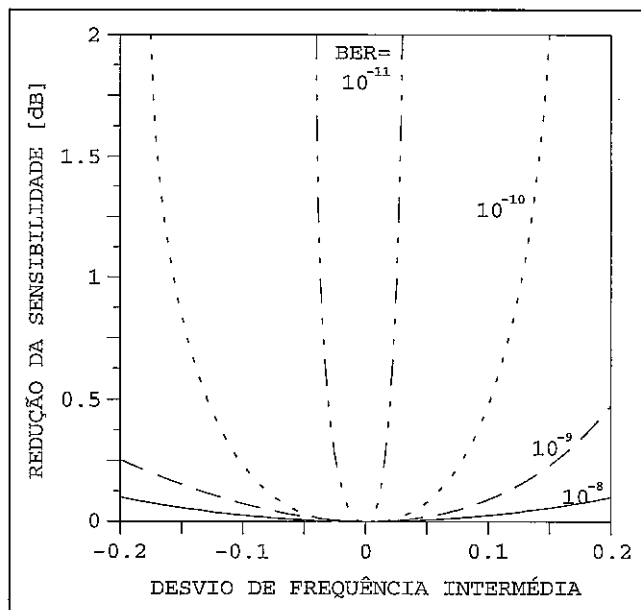


Figura-5.10: Redução da sensibilidade do receptor, em função dos desvios relativamente à FI normalizada

Para cada taxa de erros existe uma largura de banda óptima. A Figura-5.11 mostra que uma largura de banda demasiado estreita é desastrosa, enquanto que uma largura de banda ligeiramente maior que a óptima não provoca nenhuma degradação apreciável da sensibilidade. Contudo, uma largura de banda muito larga também pode trazer alguns problemas de implementação prática.

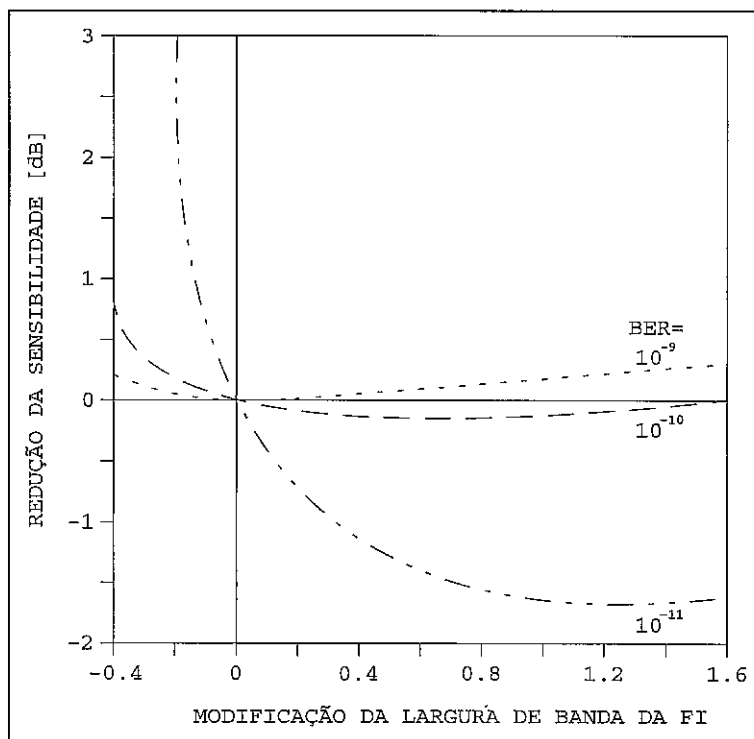


Figura-5.11: Redução da sensibilidade do receptor, em função dos desvios relativamente à largura de banda normalizada do filtro de FI

A Figura-5.12 mostra a taxa de erros, em função do nível de decisão relativo, para várias potências do sinal. Verifica-se claramente que para qualquer potência do receptor existe um nível óptimo para o limiar de decisão, e que este nível óptimo decresce quando a potência do sinal aumenta.

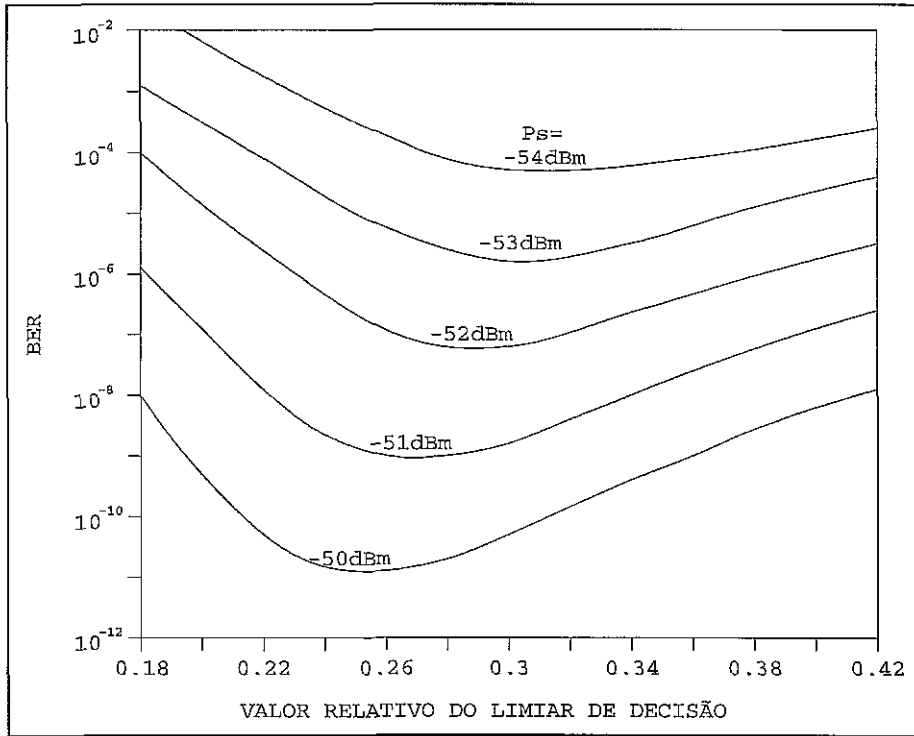


Figura-5.12: Probabilidade de erro em função do limiar de decisão, para vários valores da potência óptica recebida

De notar a boa concordância entre os resultados analíticos ilustrados na Figura-5.6 e a simulação representada na Figura-5.12.

A Figura-5.13 baseia-se nos mesmos dados da Figura-5.12, mas aqui vêm-se as curvas do BER para vários valores fixos do nível de decisão. Se escolhermos um nível de decisão fixo de aproximadamente 0.26 (o nível de decisão óptimo para um BER= 10^{-9} @ $p_s=-51$ dBm), esta curva acompanhará de perto a curva do BER correspondente ao nível optimizado (variável consoante o valor de p_s) do limiar de decisão.

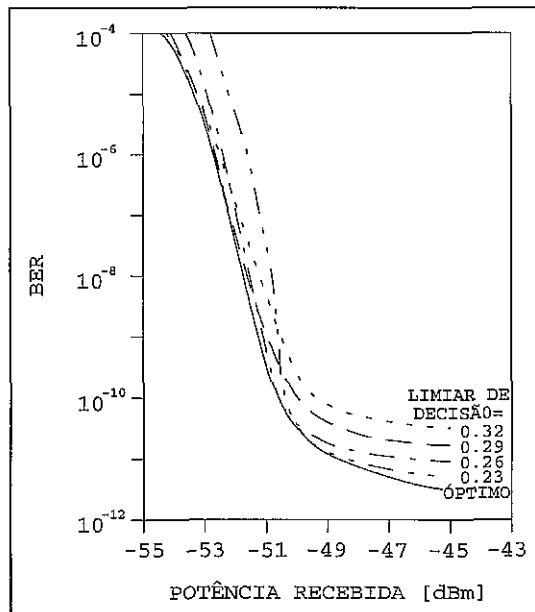


Figura-5.13: Probabilidade de erro em função da potência óptica recebida, para vários valores relativos do limiar de decisão

Ainda que possa ser relativamente simples implementar um esquema de optimização do limiar de decisão, variável segundo a potência do sinal, parece legítimo poder concluir-se a partir da Figura-5.13 que isso não conduziria a nenhuma melhoria fundamental do receptor.

5.5 Resumo

Apresentou-se neste capítulo a arquitectura do sistema idealizado para o Projecto Coerente, realizando-se a sua especificação em termos de sistema e o dimensionamento de diversos parâmetros de operação fundamentais. Com base na análise teórica apresentada nos capítulos anteriores, são também apresentados os resultados das simulações efectuadas para o sistema, providenciando um conjunto de informação extremamente valiosa acerca da previsão do seu desempenho e da sua sensibilidade a diversos parâmetros de projecto.

Elaboraram-se as especificações básicas para o receptor do sistema FSK coerente a 280 Mbaud, baseado em modulação directa da portadora óptica.

O receptor é do tipo filtro simples com *front-end* óptico sintonizado. Estudaram-se quais os efeitos que as variações dos parâmetros (tais como a responsividade dos fotodíodos, o nível de decisão, os parâmetros da filtragem, etc.) têm na sensibilidade do receptor. O modelo não entra em consideração com o processamento não-ideal do sinal no andar de frequência intermédia, ou com o balanceamento imperfeito do ruído de intensidade do oscilador local.

Assumindo-se um laser DFB como uma *linewidth* de 7.5 MHz (15 MHz na FI), uma potência de -3 dBm para o oscilador local, uma responsividade de 0.8 A/W para os fotodíodos, e uma densidade espectral de ruído equivalente à entrada de $32 \cdot 10^{-24}$ A²/Hz, calculou-se uma sensibilidade de aproximadamente -50.2 dBm para um BER=10⁻⁹. Para estes cálculos considerou-se uma largura de banda de sensivelmente 600 MHz para uma frequência intermédia nominal de 2 GHz.

Mostrou-se que a sensibilidade do receptor pode ser melhorada de 0.15 dB (no limite de ruído quântico) até 1.8 dB (para um potência de -3 dBm do oscilador local) utilizando-se um controlo activo de polarização em vez de diversidade de polarização.

6 Implementação do Receptor Óptico

6.1 Introdução

A implementação de um *'front-end'* óptico de elevado desempenho constituiu um dos principais objectivos a alcançar no âmbito do projecto Coerente. No capítulo 4 discutiram-se as razões pelas quais o projecto do receptor óptico é de extrema importância, em virtude do desempenho global do sistema depender fortemente de si.

Para além do ruído de fase, também o ruído térmico e o ruído de intensidade do laser OL contribuem para um pior desempenhado receptor. O balanceamento do receptor pode cancelar diversos tipos de ruído de intensidade, para além de permitir utilizar eficientemente a potência óptica disponível. A sintonização do receptor balanceado, por seu lado, é favorável para sistemas coerentes heterodinos, pois permite superar alguns problemas originados pela configuração balanceada, nomeadamente incrementando a sensibilidade através da extraordinária redução do ruído térmico.

No capítulo 5 foi demonstrada através de simulação de vários exemplos de sintonia, as vantagens relativas de cada implementação. Antes de se passar á fase final de implementação prática, é necessário realizar-se cuidadosas simulações de forma a refinar o dimensionamento original, otimizando-se o seu desempenho.

Neste capítulo serão discutidas as principais fases que conduziram à implementação final do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado, para o projecto Coerente, assim como os resultados alcançados.

6.2 Modelização e Dimensionamento

Geralmente é muito importante manter baixa a contribuição do ruído térmico do receptor, dentro da gama de frequência com interesse, de forma a conseguir-se uma boa sensibilidade. Infelizmente, para um receptor óptico convencional existe um factor de ruído quadrático com a frequência, originário do canal do FET, que é especialmente importante para:

- Sistemas de alto débito
- Sistemas com *'linewidths'* significativas
- Receptores balanceados

Contudo, a sintonização do *'front-end'* permite reduzir essa componente quadrática do ruído. No capítulo 4 foram propostos diversos tipos de redes de sintonia, tendo sido demonstradas as características e aplicabilidade de cada uma delas. Para sistemas de transmissão da banda base ou coerentes homodinos, onde é exigida uma boa característica passa-baixo, a sintonia série pode ser aí vantajosamente aplicada. Ao invés, para sistemas heterodinos que exijam uma alta frequência intermédia e largura de banda, a sintonia por transformador é favorecida.

Em princípio, deveria ser possível utilizar directamente o acoplamento por transformador, mas na prática é difícil controlar eficientemente as indutâncias e o coeficiente de acoplamento. Normalmente, é mais conveniente implementar o equivalente em T do transformador, em vez do equivalente em II, pois esta configuração conduz a menores valores para as indutâncias. Por isso, utilizando-se linhas *'microstrip'* é mais fácil de implementar o equivalente em T.

A topologia genérica para a malha de sintonia em T, incluindo um modelo simplificado para o fotodíodo e a capacidade de entrada do FET, a qual deverá ter em conta o efeito de Miller, está representada na Figura-6.1.

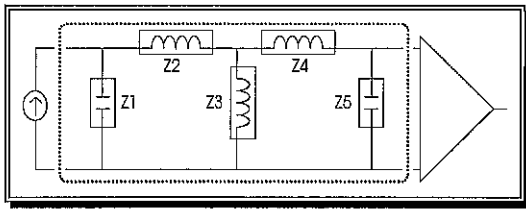


Figure-6.1: Malha de sintonia em T

onde

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{ph}}$$

$$Z_2 = j\omega L_{s1} \quad , \quad Z_3 = j\omega L_p \quad , \quad Z_4 = j\omega L_{s2}$$

$$Z_5 = \frac{1}{j\omega C_{fet}}$$

Complementando a teoria apresentada no capítulo 4, através de teoria elementar de análise de circuitos demonstra-se que a função de transferência desta malha é:

$$H(\omega) = \frac{Z_1 \cdot Z_3''}{Z_1 + Z_2 + Z_3''} \cdot \frac{Z_5}{Z_4 + Z_5} \quad \{6.1\}$$

onde $Z_3'' = Z_3 // (Z_4 + Z_5)$

Resolvendo a equação {6.1} verifica-se que existem duas frequências de ressonância, devido às interações entre a malha em T, o fotodíodo e o FET, sendo dadas pelas expressões:

$$F_1 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{B - \sqrt{B^2 - 4A}}{2A}} \quad , \quad F_2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{B + \sqrt{B^2 - 4A}}{2A}} \quad \{6.2\}$$

onde $A = C_{ph} \cdot C_{fet} \cdot (L_{s1} \cdot L_p + L_p \cdot L_{s2} + L_{s1} \cdot L_{s2})$

$B = C_{fet} \cdot (L_p + L_{s2}) + C_{ph} \cdot (L_{s1} + L_p)$

Graficamente, se definirmos o valor de uma indutância, as frequências dos pólos são superfícies tridimensionais dependentes do valor das outras duas indutâncias. Assim, ao sobrepôr-se as curvas das duas superfícies é possível encontrar os seus pontos de intercepção, os quais representam pares de pólos. As frequências desses pólos podem ser convenientemente ajustadas através da variação do valor das duas indutâncias. Através deste método gráfico, é possível escolher o valor das indutâncias que resultem em frequências apropriadas para os pólos, de acordo com o pretendido.

As expressões {6.2} podem também ser facilmente aplicáveis a outros esquemas de sintonia. Por exemplo, para a malha equivalente em II pode-se usar as conhecidas fórmulas de conversão. Para a sintonia série pode-se atribuir um valor infinito a L_p e infinitesimal a L_{s2} , ao passo que para a sintonia paralela se pode atribuir um valor infinitesimal a ambos L_{s1} e L_{s2} .

Utilizando a teoria apresentada no capítulo 4 (secção 4.3.1.4), e atendendo às especificações produzidas no capítulo 5 (Tabela-5.1), determinaram-se os seguintes valores para a malha de sintonia:

$L_{s1} = 1.7 \text{ nH}$

$L_p = 9.6 \text{ nH}$

$L_{s2} = 12.9 \text{ nH}$

Também se pode utilizar a formulação anterior (equação {6.2}) para este fim, escolhendo-se as frequências dos pólos apropriadas aos nossos propósitos e fixando o valor de uma das indutâncias e variando as outras duas. Na malha em T, a maneira mais eficiente de sintonizar F_1 é modificar o valor da indutância paralela L_p , ao passo que se consegue uma larga gama de sintonia de F_2 através da variação da indutância L_{s1} . É importante frizar que os valores aqui

obtidos para as indutâncias devem ser encarados como valores iniciais para utilizar na simulação, sujeitos a optimização para alcançar-se um melhor desempenho.

É muito importante caracterizar correctamente os elementos activos do 'front-end' óptico, nomeadamente os fotodíodos e FETs, de forma a conseguir-se efectuar um projecto preciso. Os fabricantes dão sempre algum tipo de informação sobre os seus componentes. Contudo, normalmente apenas dão estimativas sobre os reais valores dos elementos do modelo de pequeno-sinal, o que é por vezes insuficiente para um projecto rápido, óptimo e bem sucedido.

Um modelo genérico para o fotodíodo, está ilustrado esquematicamente na Figura-6.2.

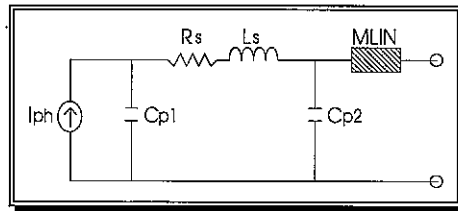


Figura-6.2: Modelo de um fotodíodo

O elemento MLIN significa uma linha 'microstrip' cuja existência pode ocorrer em determinados modelos conectorizados, sendo aí portanto necessário incluí-la.

Sugerem-se os seguintes passos para se determinarem com precisão os valores do modelo de um fotodíodo:

- Realizar medidas experimentais da impedância de saída do fotodíodo, utilizando um equipamento analisador de rede (*Network Analyser*), na gama de frequência com interesse.
- Utilizar um simulador de circuitos (por ex. EESof Libra™) de forma a conseguir-se uma boa reprodução dos resultados experimentais previamente alcançados através da simulação do modelo construído, utilizando para o efeito a carta de Smith.

Utilizando esta metodologia, o valor dos elementos do modelo dos fotodíodos é extraído com um elevado grau de confiança.

Para o projecto do nosso 'front-end' óptico balanceado e sintonizado, adquiriram-se dois fotodíodos ABB HAFO 1A227, de muito baixo custo, já conectorizados com fichas FC/PC. Estes PIN funcionam na segunda janela óptica (1300 nm), e tipicamente têm uma largura de banda de 2.5 Ghz, uma responsividade de 0.8 A/W, e uma capacidade máxima de 1 pF. Utilizando o procedimento acima descrito, os valores determinados para os elementos do seu modelo, ilustrado na Figura-6.2, foram os seguintes:

$$\begin{array}{lcl} C_{p1} & = & 0.3 \text{ pF} \quad , \quad R_s & = & 10 \Omega \\ C_{p2} & = & 0.5 \text{ pF} \quad , \quad L_s & = & 6 \text{ nH} \end{array}$$

Quanto aos valores do elementos do modelo de pequeno sinal do FET, estes podem ser extraídos utilizando-se a teoria apresentada anteriormente no capítulo 4. No entanto, também se pode utilizar um procedimento diferente desde que o fabricante forneça indicações sobre o modelo do circuito equivalente do componente.

No nosso projecto utilizou-se o GaAs MESFET de baixo ruído NE71084, que é encapsulado, e tem um baixo custo. O modelo fornecido pelo fabricante está basicamente ilustrado na Figura-6.3, sendo normalmente representativo da versão em 'chip'. O encapsulamento pode ser tido em consideração inserido-se uma capacidade parasita C_p entre a porta e a fonte do MESFET e, simultaneamente, modificando o valor de alguns elementos. O próximo passo

consistiu em simular o modelo de forma a conseguir reproduzir os valores dos parâmetros de 'scattering' ([S]) simulados comparativamente aqueles fornecidos pelo fabricante.

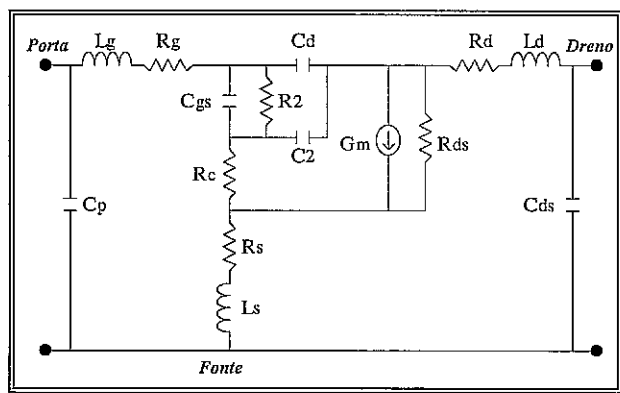


Figura-6.3: Circuito equivalente do MESFET NE71084

No modelo de ruído do FET é usual considerar-se duas fontes de ruído [ALAI88] referidas à entrada: uma fonte de ruído da fonte, I_s , e uma fonte de ruído de dreno, I_d . Muitos dos estudos levados a cabo anteriormente consideraram que estas fontes de ruído não estão correlacionadas. Contudo, um estudo cuidadoso [PUCE75] demonstrou que efectivamente existe uma certa correlação entre elas. Consequentemente, um modelo mais realista deverá considerar o efeito de correlação. Isto é possível através da inclusão de três parâmetros, conhecidos como P, R e C, os quais caracterizam as fontes de ruído de dreno, da fonte, e sua correlação, respectivamente.

Para se obter o modelo de ruído do MESFET NE71084, efectuou-se uma optimização numérica dos valores dos parâmetros P, R e C, de forma a reproduzir com fidelidade os parâmetros extrínsecos de ruído à frequência central do 'front-end'. Os parâmetros extrínsecos de ruído são os conhecidos F_{min} , Γ_o e R_n , os quais são dados pelo fabricante. Os valores iniciais utilizados na simulação foram baseados em gamas típicas para MESFETs, ou seja, $1 \leq P \leq 1.5$, $0.5 \leq R \leq 0.7$ e $0.7 \leq C \leq 0.8$ [PUCE75]. Através da simulação conseguiu-se reproduzir os parâmetros de ruído extrínseco do MESFET com um grau de erro de aproximadamente 5%, tendo resultado nos valores de $P \sim 1.1$, $R \sim 0.5$ e $C \sim 0.9$.

Por seu lado, a fonte de ruído da porta, I_g , é dividida em duas componentes distintas: uma completamente correlacionada com I_d , através do parâmetro C, e outra completamente não-correlacionada. A densidade espectral de potência destas fontes de ruído são dadas pelas expressões [PUCE75] [VIOL92]:

$$\overline{i_g^2} = \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot R \cdot \omega^2 \cdot C_{gs}^2}{g_m} \cdot \Delta f \quad \{6.3\}$$

$$\overline{i_d^2} = 4 \cdot K_b \cdot T \cdot g_m \cdot P \cdot \Delta f \quad \{6.4\}$$

$$\overline{i_g \cdot i_d^*} = j4 \cdot K_b \cdot T \cdot C \cdot \sqrt{P \cdot R} \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot \Delta f \quad \{6.5\}$$

- onde K_b é a constante de Boltzman
 ω é a frequência angular
 g_m é a transcondutância do FET
 C_{gs} é a capacidade porta-fonte do FET
 T é a temperatura

Na próxima secção será apresentada a técnica utilizada para se simular o desempenho do 'front-end', sendo necessário considerar-se o modelo dos fotodíodos e os modelos de pequeno sinal e de ruído do MESFET.

6.3 Simulação e Implementação

Infelizmente, a generalidade dos programas de simulação actualmente disponíveis não incluem livrarias adequadas à modelização directa das fontes de ruído discutidas na secção anterior. Contudo, recentemente desenvolveram-se algumas técnicas que tornam possível esse desiderato, utilizando-se os populares SPICE [CHIE92] e Touchstone [VIOL92] para simular a sua influência.

No EEsof Libra™ utilizaram-se fontes de corrente controladas pelas tensão, conhecidas por VCCS, para modelizar as fontes de ruído intrínsecas e o ruído térmico das resistências. A idealização desta técnica é uma melhoria significativa, revestindo-se de uma certa importância, na medida que estas componentes de ruído são importantes especialmente para receptores de banda larga e porque o simulador EEsof Libra™ é incapaz de modelizar directamente o ruído térmico originado nas resistências.

A Figura-6.4 ilustra a forma como o ruído térmico de uma resistência é modelizado, de forma a ser adequadamente incluído num ficheiro do EEsof Libra™.

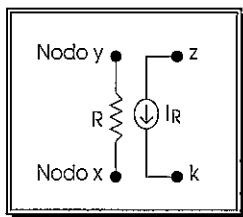


Figure-6.4: Modelização do ruído térmico de uma resistência

onde $I_R = \sqrt{\frac{4KT}{R}} \cdot 10^{12}$ é a corrente de ruído

K é o nodo do sinal de terra.

A correspondente linha de comando no simulador EEsof Libra™ é:

VCCS z y k x M=I_R A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0

É necessário considerar o projecto do 'front-end' em termos de ganho de transimpedância. Isto é assim porque a fonte de sinal são os fotodíodos, cuja entrada é normalmente modelizada por uma fonte de corrente. Para além disso, dado que a sua impedância de entrada não é resistiva, mas sim capacitiva, então o conceito de figura de ruído não tem aqui significado e, portanto, é necessário realizar a sua análise em termos de densidade de corrente de ruído.

Dado que o simulador EEsof Libra™ foi originalmente desenvolvido para lidar apenas com sistemas possuindo cargas de entrada e saída do tipo resistivo, tipicamente 50Ω, o que não é o caso dos 'front-ends' ópticos, a metodologia a seguir apresentada revela-se particularmente útil já que permite a simulação fiável de circuitos com diferentes tipos de terminações.

O método utilizado implica os seguintes passos (Apêndice-A6):

- Primeiro, o ganho de transadmitância das fontes controladas é feito numericamente igual à densidade espectral da corrente de ruído da correspondente fonte de ruído, em pA/√Hz, a qual no caso da porta do FET é dependente da frequência.
- Segundo, define-se um bloco de dois portos entre a entrada da fonte de ruído controlada por tensão (nodo z na Figura-6.4) e a saída do circuito do 'front-end'. Portanto, é necessário especificar tantos blocos de dois portos quanto o número de fontes de ruído existentes.

- Terceiro, calcula-se o ganho de transimpedância do *'front-end'*, utilizando no modelo dos fotodíodos uma fonte de corrente ideal controlada por tensão e colocando a transadmitância desta fonte igual a 1 A/V. Nestas condições, o ganho de transimpedância é $G_T = \frac{1}{2} \cdot S_{21}$, ou seja, o parâmetro S_{21} é 6 dB maior que o valor do ganho de transimpedância.
- Quarto, o ganho entre cada fonte de ruído controlada e a saída do circuito, ou seja, o correspondente parâmetro S_{21} , é calculado. O valor assim obtido é igual à densidade espectral de potência de ruído referida ao porto de saída. Dividindo linearmente cada um destes parâmetros S_{21} pela transimpedância do *'front-end'*, obtêm-se as contribuições de cada uma das fontes de ruído referidas à entrada do circuito. O resultado obtido com esta metodologia é a densidade espectral equivalente da corrente de ruído de entrada, em unidades de pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, cujo valor total é dado pela fórmula geral:

$$I_{\text{eq_tot}} = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2 + \dots + I_{nj}^2} \quad , \text{ em [pA}/\sqrt{\text{Hz}}] \quad \{6.6\}$$

Com este método é possível estudar-se a influência que cada particular fonte de ruído tem no ruído total do circuito. Torna-se assim fácil obter uma ideia clara de como cada fonte de ruído, ou qualquer combinação de fontes de ruído, pode influenciar o desempenho do *'front-end'*. Adicionalmente, também torna possível a optimização dos parâmetros do sistema tendo em consideração os critérios usuais, tais como a redução de ruído, uniformização do ganho e linearidade de fase [VIOL92].

Através da simulação foi realizada a optimização do desempenho do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado, tendo em consideração dois aspectos fundamentais: ganho e ruído. Afigurou-se necessário estabelecer uma solução de compromisso entre estes dois aspectos, conjuntamente com os requisitos de estabilização do circuito. Para além disso, é importante assegurar uma adaptação conveniente do andar de saída.

Inicialmente optou-se por carregar paralela e resistivamente a porta do MESFET NE71084. Contudo, como a resistência de estabilização era relativamente pequena, isso resultou numa séria degradação do ganho de transimpedância e num acréscimo de ruído. Esta degradação é explicável pela redução do factor de qualidade dos pólos, causada pela resistência de estabilização.

Utilizando-se uma configuração tipo II para a malha de sintonia, e colocando capacidades em paralelo com as indutâncias dos dois ramos, é possível garantir-se a estabilidade do *'front-end'* praticamente sem se degradar a característica do ganho. No entanto, a característica do ruído piora significativamente, em virtude do pequeno valor da resistência de estabilização. Este problema pode ser ultrapassado aumentando-se o valor da resistência de carga da porta do MESFET e, simultaneamente, carregando também o seu dreno.

Como os valores das indutâncias de sintonia na configuração em II são relativamente elevados, o que dificulta a sua implementação prática com tecnologia *microstrip*, e dado que a topologia equivalente em T resulta em menores valores para essas indutâncias, é preferível utilizar esta última configuração. Optou-se pela tecnologia *'microstrip'* essencialmente porque, na banda de frequências de interesse (2 GHz), é muito difícil implementar discretamente as indutâncias com suficiente grau de confiança.

Assim, o valor das resistências de polarização e simultaneamente de estabilização da porta e do dreno do MESFET são de 1500 Ω e 100 Ω , respectivamente, ao passo que a resistência de equalização na malha de sintonia é de apenas 22 Ω . Para uma polarização da corrente do

dreno de 10 mA, isto implica a utilização de uma tensão de alimentação do dreno de sensivelmente +3,8 V, ao passo que a porta necessita de cerca -1,8 V.

Para a implementação do *layout* do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado utilizou-se um substrato "macio" da Rogers, com uma elevada constante dielétrica ($\epsilon_r = 10.5$) de forma a conseguir diminuir-se as dimensões do circuito. A Figura-6.5 ilustra o *layout* do *'front-end'* óptico implementado (Apêndice-A8).

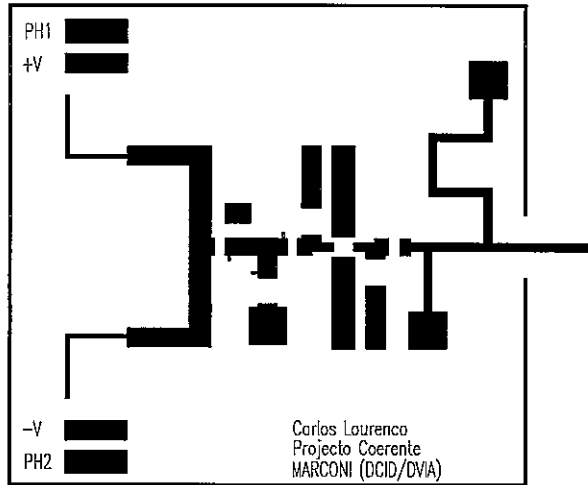


Figura-6.5: *Layout* do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado

Simplificadamente, a arquitectura utilizada na simulação está ilustrada na Figura-6.6.

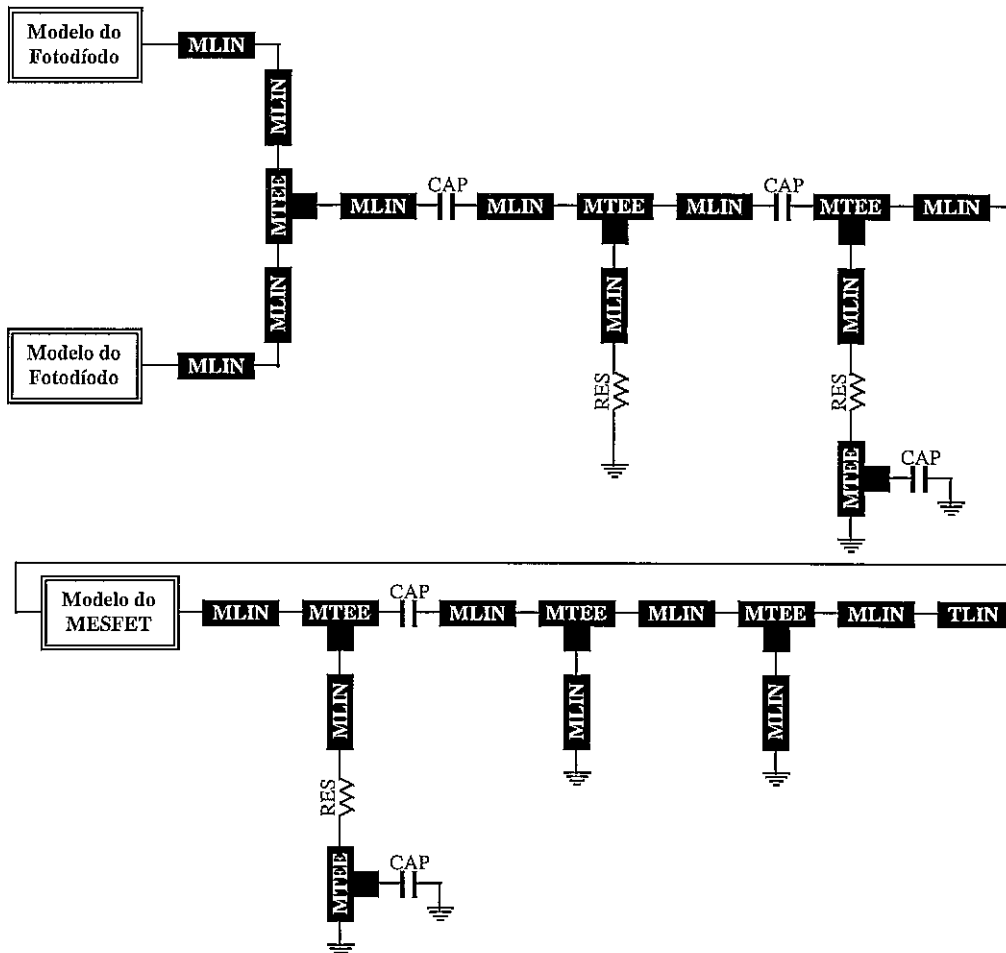


Figura-6.6: Arquitectura básica utilizada nas simulações do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado

Na Figura-6.6, os blocos MLIN representam linhas 'microstrip' com características (comprimento e largura) específicas para cada caso, os blocos MTEE são linhas 'microstrip' de um divisor/combinador de sinal (conhecidos por *tee's*) com características adequadas, e o TLIN representa uma linha de transmissão capaz de simular o efeito de um conector do tipo SMA. Os blocos referentes ao modelo dos fotodíodos e do MESFET já foram anteriormente discutidos, estando representados na Figura-6.2 e Figura-6.3, respectivamente.

De acordo com o princípio desenvolvido para a modelização das fontes de ruído térmico, acima descrito, acresce ainda na representação da Figura-6.6 a inclusão dos geradores de ruído em cada resistência, inclusivé nos próprios modelos dos fotodíodos e do MESFET.

Para cada elemento discreto representado na Figura-6.6, ou seja, para os CAP (condensadores) e RES (resistências), foi ainda associado uma linha 'microstrip' com um comprimento equivalente ao correspondente comprimento eléctrico (ou seja, 1.6mm e 3.0mm para os condensadores de desacoplamento AC e DC, respectivamente, e 3.0 para as resistências) e uma largura adequada (ou seja, 1.25mm e 2.55mm para os condensadores de desacoplamento AC e DC, respectivamente, e 1.5 para as resistências).

Os principais resultados obtidos na simulação do 'front-end' óptico, ilustrado na Figura-6.5, apresentam-se de seguida.

A Figura-6.7 mostra a transimpedância (escala vertical em $\text{dB}\Omega$) simulada para o 'front-end'.

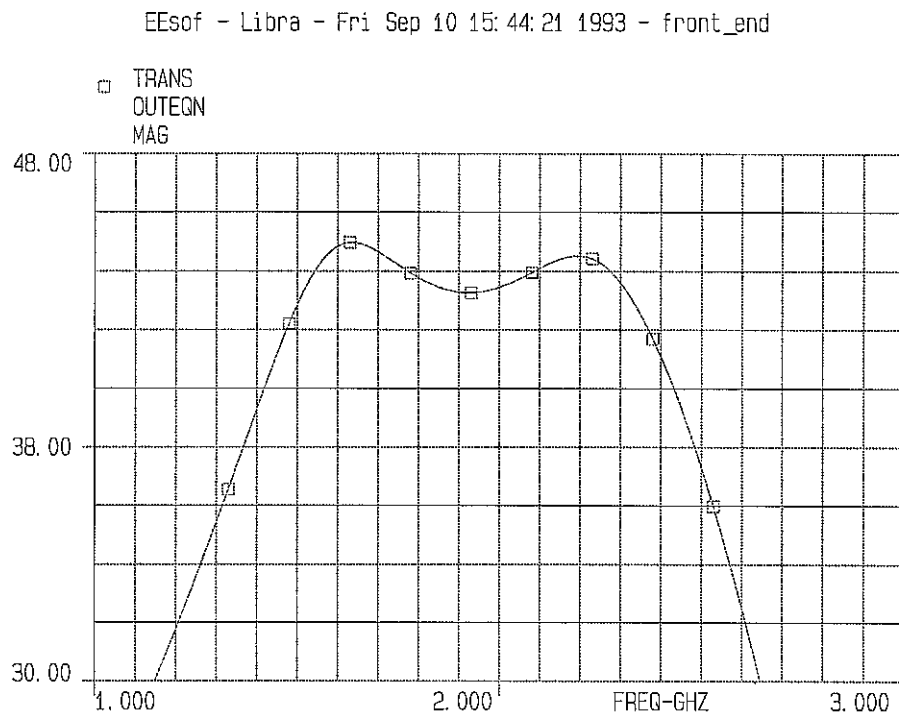


Figura-6.7: Função de transferência da transimpedância do 'front-end' óptico ($\text{dB}\Omega$)

A partir da Figura-6.7 constata-se que a banda possível de operação do 'front-end', em termos de ganho, pode-se situar entre sensivelmente 1.6 GHz e 2.3 GHz, o que é suficiente dado que as especificações pré-definidas (Tabela-5.1) exigem cerca de 600 MHz de largura de banda. Nessa gama, a característica apresenta um ganho médio de cerca $44 \text{ dB}\Omega$ e um *ripple* inferior a $1.5 \text{ dB}\Omega$.

A Figura-6.8 mostra a corrente de ruído à entrada (escala vertical em $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) simulada para o 'front-end', prevendo-se que a corrente de ruído de entrada seja inferior a $7 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ na banda de interesse.

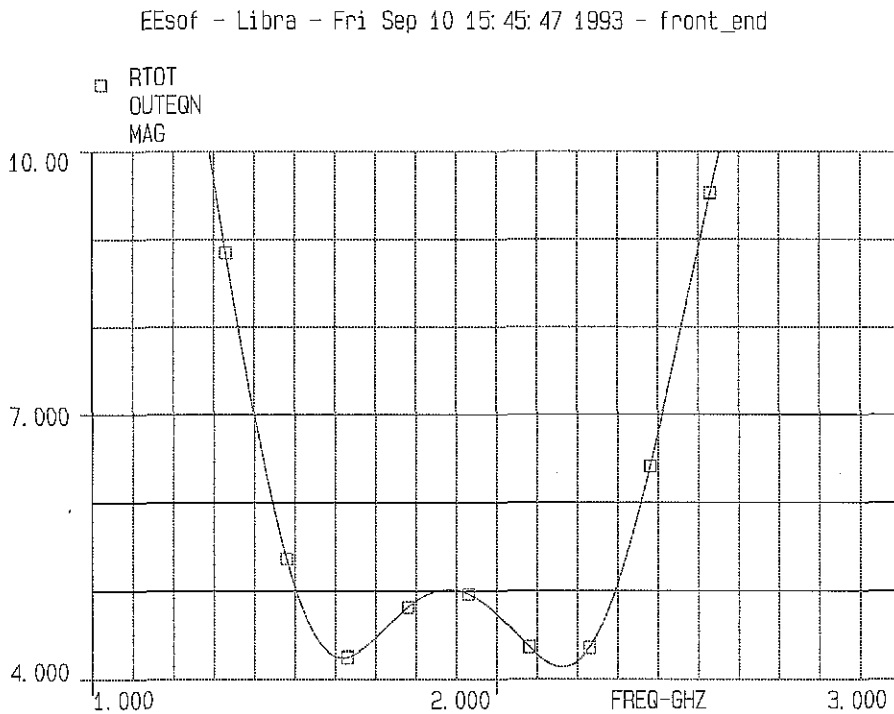


Figura-6.8: Característica de ruído do 'front-end' ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)

A Figura-6.9 mostra as contribuições de várias fontes de ruído, nomeadamente do dreno (RRDP) e da porta (RRGP) do MESFET e da resistência de equalização (RREQU).

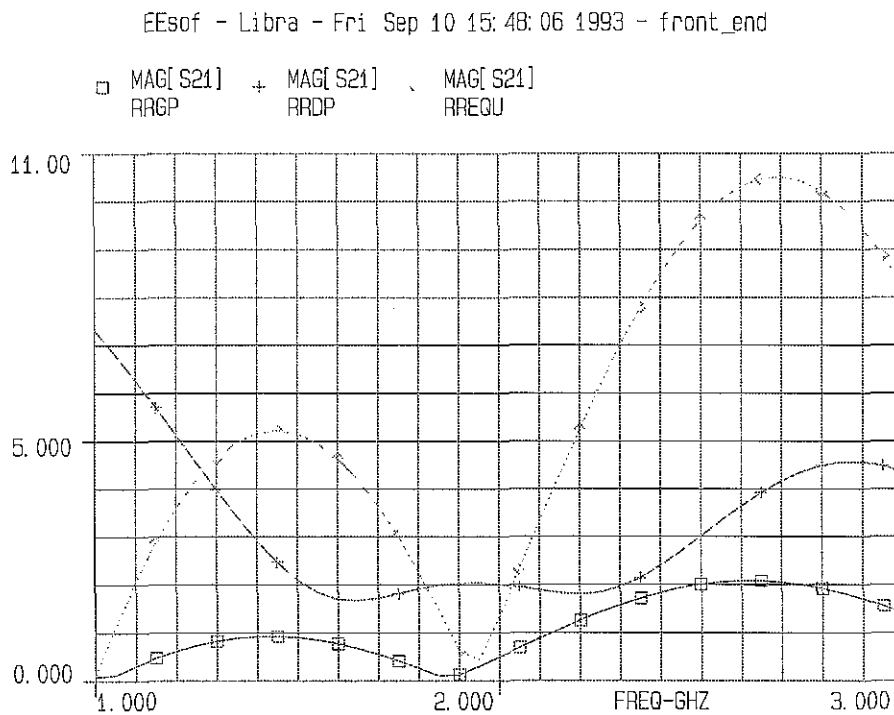


Figura-6.9: Contribuição do dreno e da porta do MESFET e da R_{eq} para o ruído total ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)

Verifica-se a partir da Figura-6.9 que o dreno do MESFET introduz mais ruído que a porta. Contudo, a resistência de equalização, inserida no andar de sintonia, tem uma contribuição significativa neste aspecto, apesar de lhe ter sido induzido um zero perto de 2 GHz.

A Figura-6.10 mostra as contribuições de várias fontes de ruído, nomeadamente do MESFET (RFETT), dos fotodíodos (RPHT) e das resistências de estabilização (RREST), para a característica de ruído do 'front-end'.

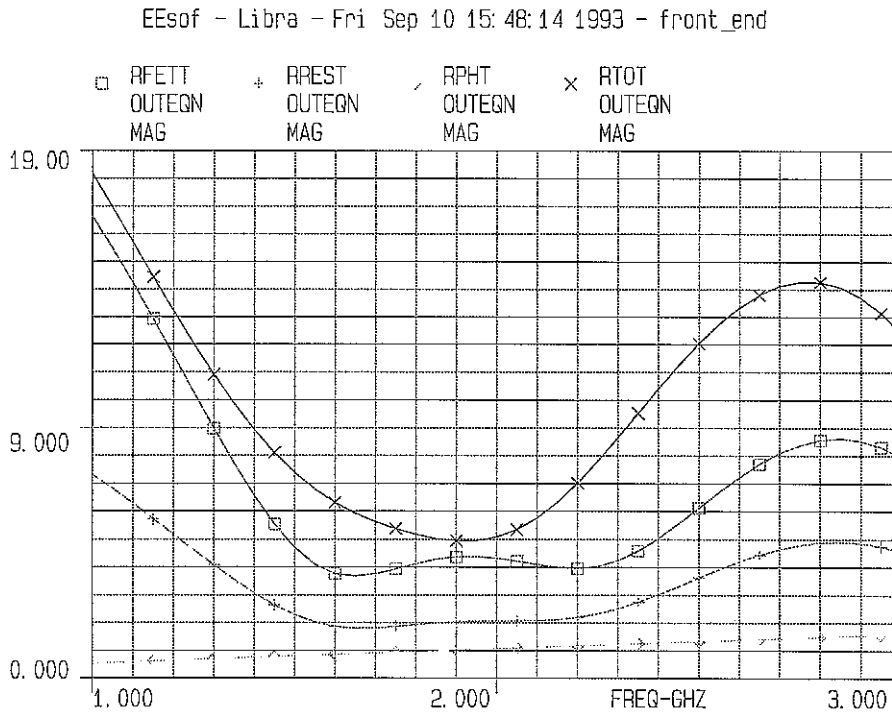


Figura-6.10: Contribuição de várias fontes para o ruído total do 'front-end' (pA/√Hz)

Constata-se pela Figura-6.10 que o MESFET introduz mais ruído que as suas resistências de estabilização ou que os fotodíodos. Reafirma-se novamente a importância de modelizar correctamente estes componentes.

A Figura-6.11 ilustra os círculos de estabilidade, representados na carta de Smith expandida, obtidos para o 'front-end' óptico.

EEsof - Libra - Fri Sep 10 15: 48: 20 1993 - front_end

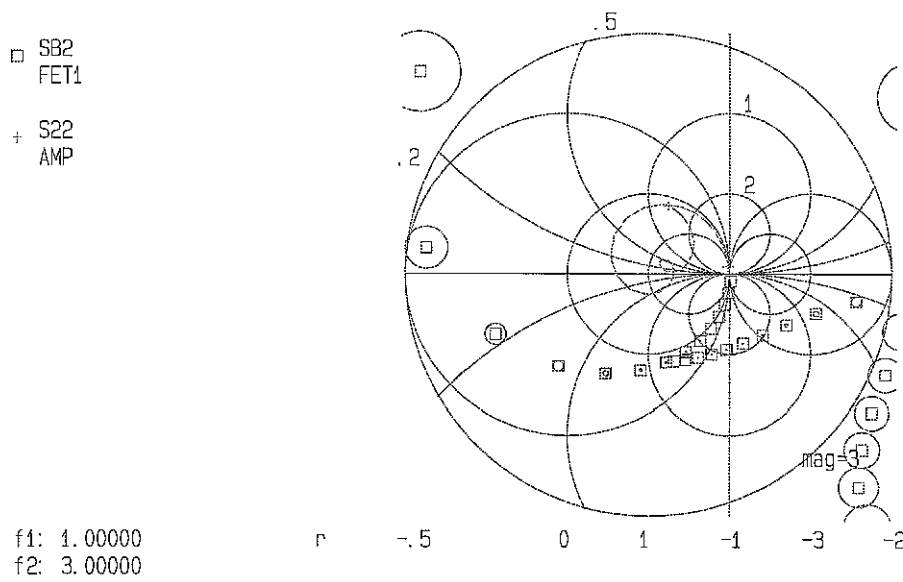


Figura-6.11: Análise de estabilidade do 'front-end' óptico

A Figura-6.12 ilustra numa forma ampliada os pontos de funcionamento em termos de coeficiente de reflexão à saída (parâmetro [S22]), representados na carta de Smith, obtidos para o 'front-end' óptico.

EEsof - Libra - Fri Sep 10 15: 48: 24 1993 - front_end

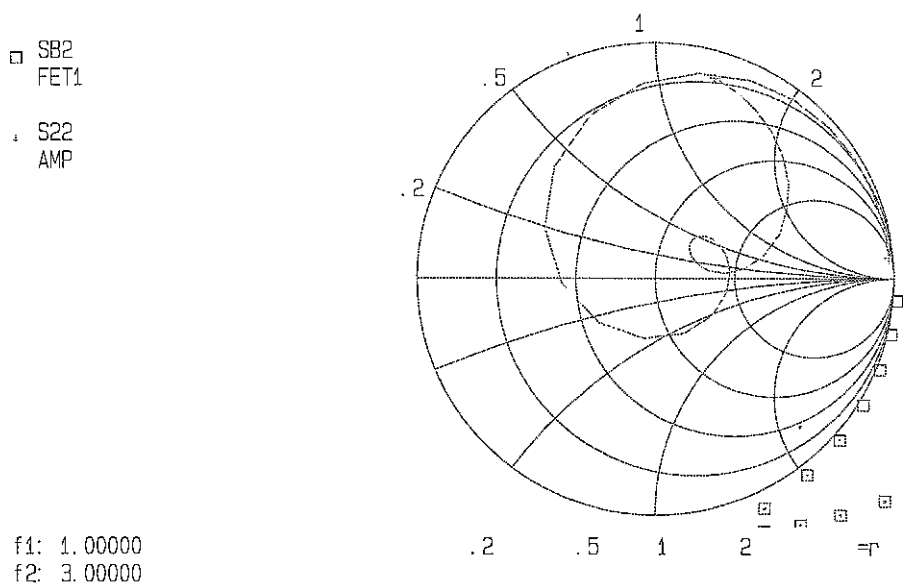


Figura-6.12: Pontos de funcionamento do coeficiente de reflexão à saída

A figura-6.13 mostra o valor estimado, em dB, para o parâmetro [S22] do 'front-end' óptico.

EEsof - Libra - Fri Sep 10 11: 47: 14 1993 - front_end

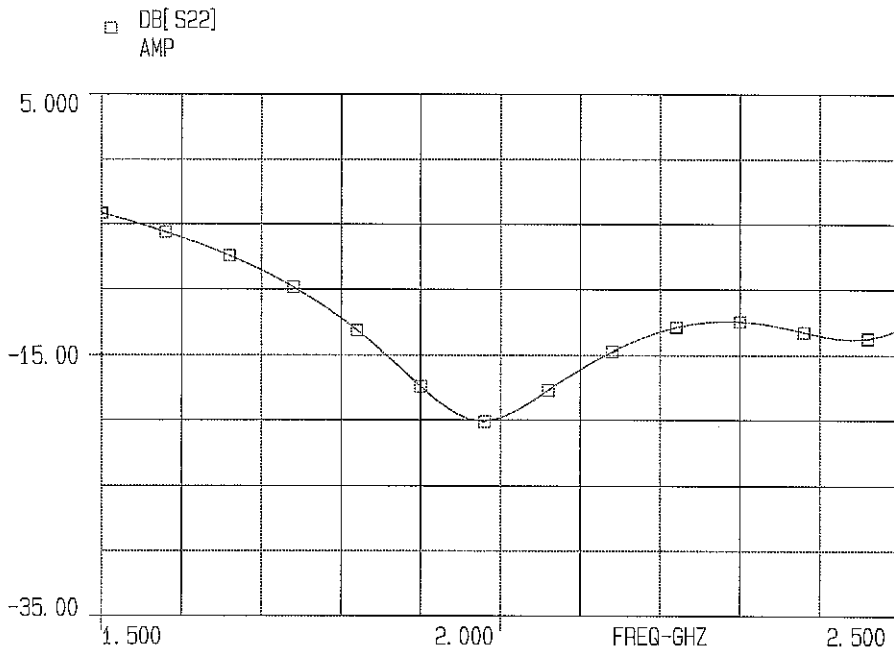


Figura-6.13: Perdas de retorno à saída do 'front-end' óptico

A partir da Figura-6.13 estimam-se perdas de retorno à saída do 'front-end' óptico inferiores a aproximadamente -10 dB, na gama de frequências de interesse.

6.4 Resultados Práticos

Utilizando-se equipamento apropriado procedeu-se à realização de medidas experimentais de desempenho do 'front-end' óptico sintonizado e balanceado. Como habitualmente neste tipo de situações, para cada tipo de ensaio foi necessário proceder a uma calibração prévia do equipamento no sentido de se conseguir resultados fidedignos.

O ganho de transimpedância foi experimentalmente medido utilizando-se para o efeito o equipamento *HP8702A Lightwave Analyzer*. Contudo, este equipamento não permite obter directamente o valor do ganho de transimpedância em dBΩ. Assim, foi necessário elaborar-se o seguinte procedimento:

De acordo com o esquema ilustrado na Figura-6.14, estando os fotodíodos iluminados, utilizando-se o *HP8702A* obtêm-se experimentalmente os valores em unidades de A/W, ou seja, em termos da relação (corrente à saída)/(potência óptica à entrada).

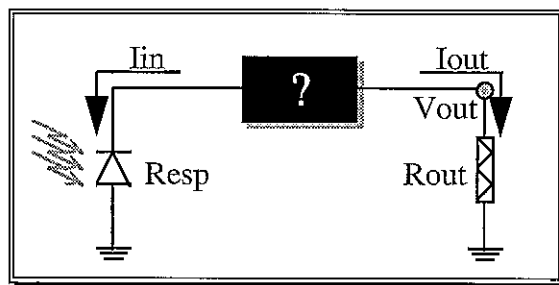


Figura-6.14: Processo de medição da transimpedância

Na Figura-6.14, $Resp$ é a responsividade dos fotodíodos (0.8 A/W), e R_{out} é a resistência de carga do 'front-end' óptico (50 Ω).

No entanto, o que se pretende é determinar valores em unidades $dB\Omega$, ou seja, a relação (tensão à saída)/(corrente à entrada). Assim, é necessário converter as medições efectuadas em A/W em $dB\Omega$. O desenvolvimento seguinte torna isso possível.

$$\frac{A}{W} = \frac{\frac{V_{out}}{R_{out}}}{\frac{I_{in}}{Resp}} \Leftrightarrow \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_{out}}{Resp} \cdot \frac{A}{W} \quad \{6.7\}$$

Como o valor medido de A/W está em dB, é obviamente necessário linearizá-lo para poder ser utilizado na equação {6.7}. Finalmente, para obtermos o valor do ganho de transimpedância em $dB\Omega$, basta aplicar $20 \cdot \text{Log}(V_{out}/I_{in})$.

Devido à grande quantidade de valores medidos experimentalmente, utilizou-se a folha de cálculo Microsoft Excel 5.0 para automatizar o processo de cálculo e para representar graficamente os resultados obtidos. A Figura-6.15 mostra os resultados obtidos experimentalmente para o do ganho de transimpedância, em $dB\Omega$.

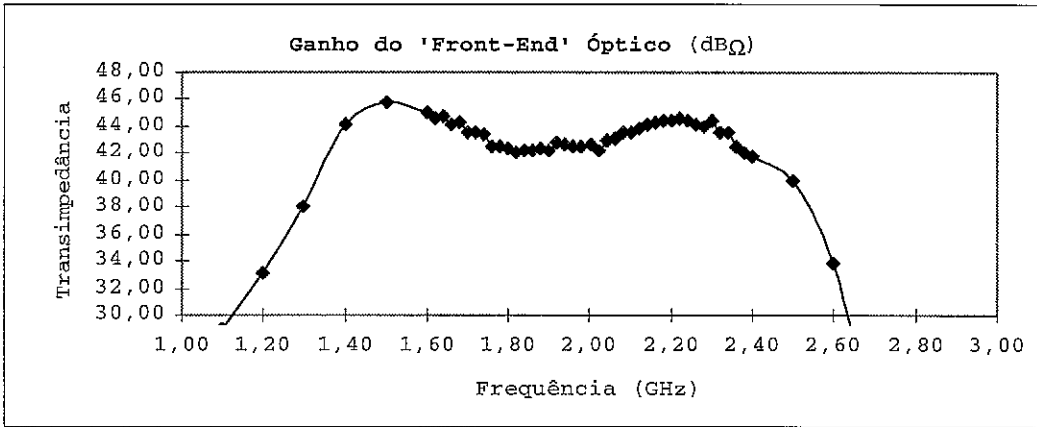


Figura-6.15: Função de transferência da transimpedância medida do 'front-end' óptico ($dB\Omega$)

Comparando os resultados experimentais da Figura-6.15 com a previsão obtida por simulação, ilustrada na Figura-6.7, verifica-se que não existe nenhuma disparidade significativa, o que é abonatório quer para o processo utilizado na simulação como na própria implementação do 'front-end' óptico balanceado e sintonizado.

Na banda de interesse, desde 1.7 GHz até 2.3 GHz, o ganho de transimpedância é de aproximadamente 42.5 $dB\Omega$, com um *ripple* inferior a 1 dB, ao passo que na simulação era previsto um ganho de aproximadamente 43 $dB\Omega$ e *ripple* também inferior a cerca de 1 dB. Por outro lado, a largura de banda de funcionamento possível medida experimentalmente é ligeiramente superior à previsão, o que até se pode revelar benéfico.

Concluindo, os resultados obtidos para o ganho do 'front-end' são satisfatórios e servem perfeitamente aos propósitos da sua aplicação no sistema do Projecto Coerente.

Para a medição do ruído do 'front-end' óptico utilizou-se basicamente a configuração de ensaio ilustrada na Figura-6.16, a qual é semelhante à da Figura-6.14, mas agora os fotodíodos não estão iluminados e já se conhece o valor do ganho.

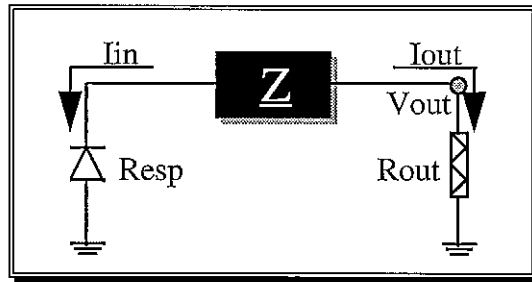


Figura-6.16: Processo de medição do ruído

Tal como para o caso da medição da transimpedância, em $\text{dB}\Omega$, também aqui não é possível obter duma forma directa o valor da corrente de ruído à entrada, em $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Assim, o procedimento utilizado consistiu em:

- Medir a potência eléctrica de saída sem os PINs iluminados
- Converter a potência para tensão através da resistência de carga
- Calcular o valor da corrente de ruído à entrada I_{in} , sabendo já o valor do ganho

Como as medições foram realizadas com um analisador de espectros eléctrico, em unidades de dBm/Hz , importava convertê-las para unidades de $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ expressando desta forma a corrente de ruído à entrada do 'front-end'. Efectivamente, é este último parâmetro que é normalmente utilizado para aquilatar a qualidade dos receptores ópticos em termos de características de ruído.

A formulação matemática que permitiu implementar este processo de cálculo, utilizando-se para tal o Microsoft Excel 5.0, está descrita nas equações {6.8} e {6.9}.

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} \quad \Leftrightarrow \quad V_{out} = \sqrt{P_{out} \cdot R_{out}} \quad \{6.8\}$$

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{Z} \quad \Leftrightarrow \quad I_{in} = \frac{\sqrt{P_{out} \cdot R_{out}}}{Z} \quad \{6.9\}$$

Apesar de se ter utilizado o moderno equipamento *HP8593E Spectrum Analyzer*, que tem uma sensibilidade de cerca $-150 \text{ dBm}/\text{Hz}$., verificou-se na prática que esta não era suficiente para observar o efeito do ruído do 'front-end', ficando "mascarado" pelo próprio ruído do equipamento. Tal facto ficou-se a dever às características de extremo baixo ruído do 'front-end', conforme os objectivos que presidiram ao seu projecto.

De forma a poder ser possível medir, ou pelo menos tentar inferir, o ruído do 'front-end' foi necessário utilizar-se um andar de amplificação adicional. Dado que esse módulo amplificador, adequado às características do 'front-end' e segundo as especificações produzidas para o sistema, estava em fase de projecto à data de ensaio do 'front-end' óptico, foi necessário recorrer à utilização de outro módulo amplificador implementado pelo Engº Luís Gomes do Grupo de Comunicações Ópticas da Universidade de Aveiro. Este amplificador, originalmente projectado para o novo sistema de rádio móvel celular DCS1800, não era perfeitamente adaptável ao sistema do Projecto Coerente, pois a sua banda de funcionamento é diferente. Assim, quer a sua frequência central como a largura de banda não coincidem com a do 'front-end' óptico, o que levanta problemas de compatibilização funcional e consequentemente de confiança nos resultados alcançados com ambos os sistemas interligados. Contudo, à falta de melhor opção decidiu-se avançar com este módulo

amplificador, sob pena de não ser possível de todo inferir as características de ruído do *'front-end'* óptico.

De qualquer forma, existia sempre a garantia de que o ruído seria extremamente baixo em toda a gama de frequências do *'front-end'* óptico pois, conforme referido anteriormente, este não era sequer detectado pelo próprio analisador de espectros *HP8593E*, o qual tem uma resolução de cerca -150 dBm/Hz.

As características do andar amplificador implementado para o sistema DCS1800, em termos de ganho e coeficiente de adaptação à entrada, estão ilustradas nas figuras seguintes.

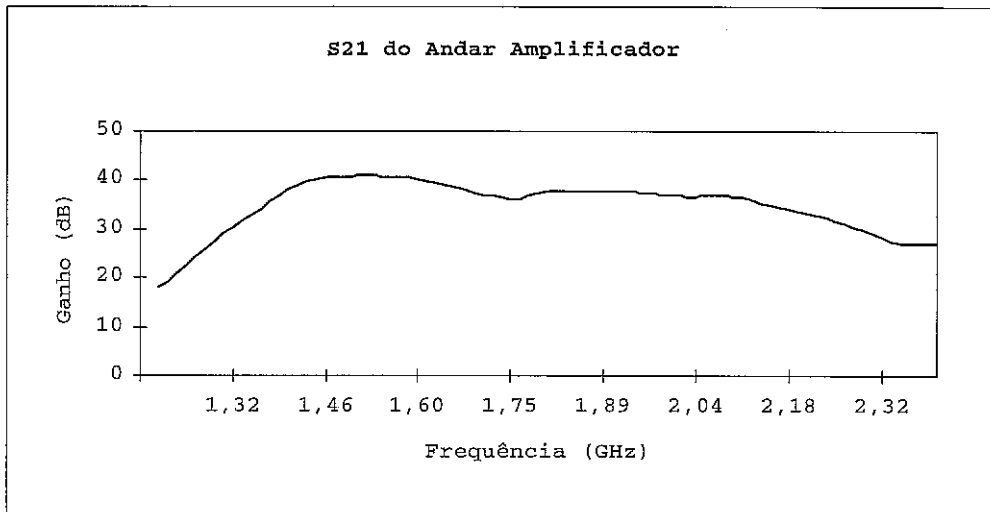


Figura-6.17: Característica do ganho do amplificador DCS1800

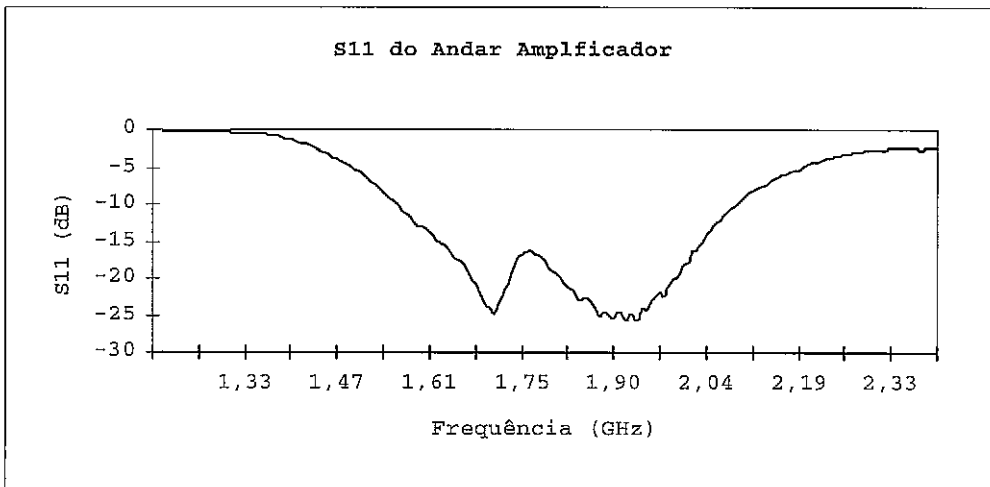


Figura-6.18: Característica do coeficiente [S11] do amplificador DCS1800

Conforme se constata a partir da Figura-6.18, a única banda de funcionamento possível que oferece confiança está compreendida entre sensivelmente 1.6 GHz e 2 GHz. A questão que se coloca é o grau de desadaptação entre o *'front-end'* (ver Figura-6.13) e o amplificador, o que inevitavelmente origina alguma perda de confiança nos resultados medidos, prejudicando o cálculo do ruído. Para além disso, embora o amplificador tenha sido projectado para ter baixo ruído, é inevitável que o ruído total medido contará sempre com a contribuição do próprio ruído do amplificador, que irá obviamente crescer ao do *'front-end'*.

Apesar destes condicionalismos, considerou-se muito útil a medição do ruído do sistema *'front-end'* com o amplificador do DCS1800, de forma a poder calcular-se uma estimativa do

seu real valor. Assim, a Figura-6.19 apresenta os resultados alcançados para o ruído através das medidas efectuadas na gama de confiança (1.6 GHz a 2 GHz) do sistema conjunto 'front-end' óptico com amplificador.

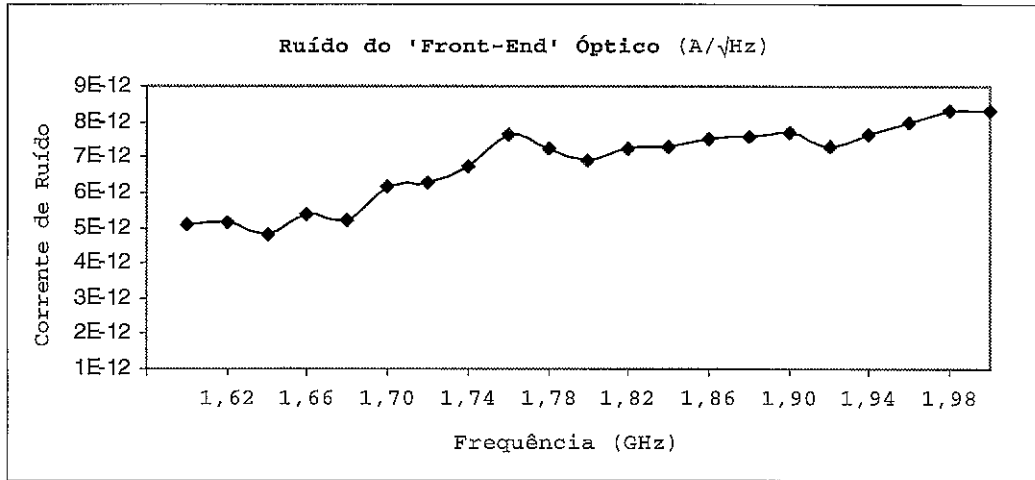


Figura-6.19: Corrente de ruído à entrada do 'front-end'

Estes resultados, expressos em $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, foram derivados a partir dos resultados experimentais obtidos em dBm/Hz , tendo obviamente em consideração o ganho conjunto do próprio 'front-end' e do amplificador. Admitiu-se como sendo desprezável a contribuição do ruído do amplificador, o que obviamente torna os resultados da Figura-6.17 algo conservadores, aumentando consequentemente a confiança nas características de muito baixo ruído propostas para o 'front-end' óptico.

Comparando, na gama em que é possível, o resultado medido da característica de ruído do 'front-end' com o simulado (Figura-6.8), verifica-se que não existem diferenças significativas, atendendo ao facto de que os valores medidos incluem também o ruído do próprio amplificador e estão sujeitos ao efeito de diminuição de ganho conjunto originado pela desadaptação de ambos os módulos. De qualquer forma, o resultado experimental é considerado bom pois o ruído é inferior a $8 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Para a medição do coeficiente de reflexão à saída do 'front-end' utilizou-se o equipamento *Wiltron 360B Network Analyzer*, o qual depois de devidamente configurado pode fornecer directamente o pretendido.

Os resultados assim obtidos para o parâmetro $[S_{22}]$ estão expressos na Figura-6.20, a qual também apresenta a respectiva resposta em fase.

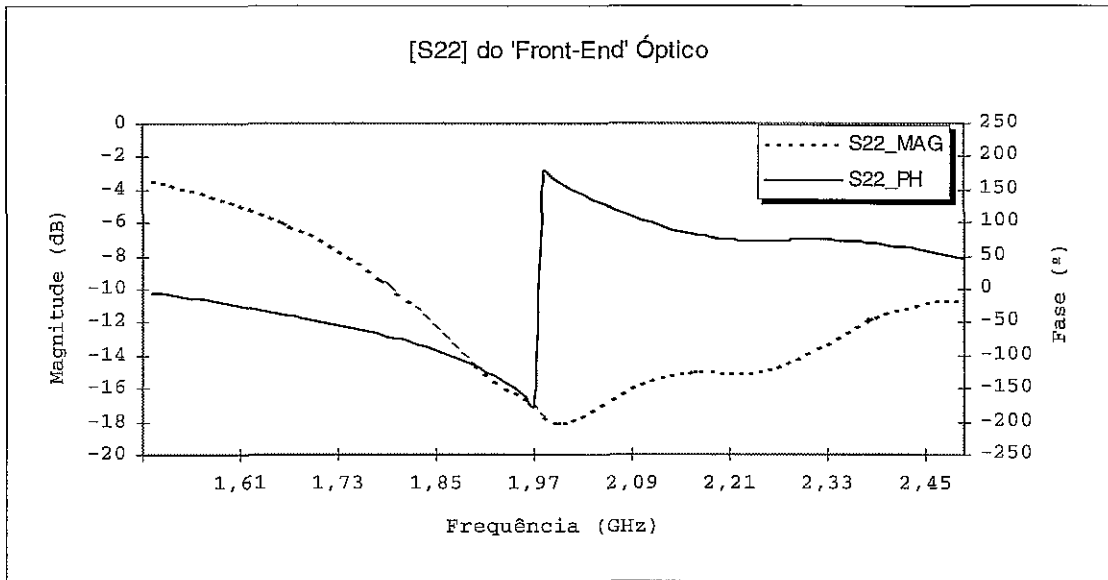


Figura-6.20: Coeficiente de reflexão medido à saída do 'front-end'

Conforme se constata, estes resultados estão próximos daqueles obtidos por simulação ilustrados na Figura-6.13, não havendo diferenças significativas. Verifica-se que o coeficiente de reflexão à saída do 'front-end' é razoavelmente bom na banda intermédia e superior da gama com interesse. Na extremo inferior da banda de interesse, acima de sensivelmente 1.7 GHz, o valor do coeficiente não é elevado mas, na prática, é considerado suficiente. Este facto pode ser confirmado através das medições do VSWR à saída do 'front-end' óptico, utilizando também o analisador de rede *Wiltron 360B*. Estes resultados experimentais estão ilustrados na Figura-6.21.

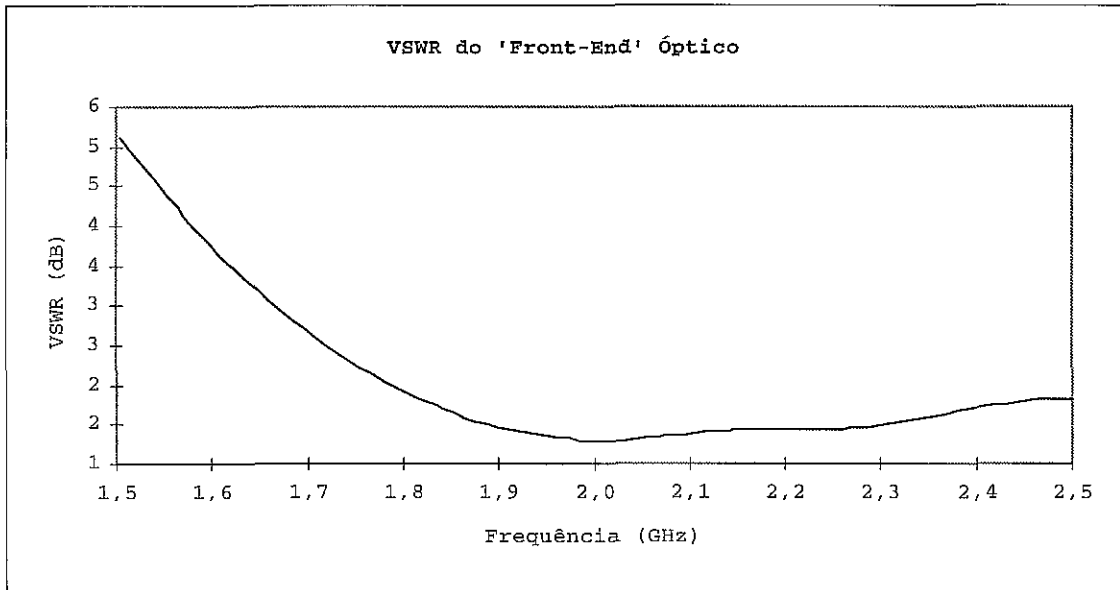


Figura-6.21: VSWR medido à saída do 'front-end' óptico

Constata-se que o VSWR da saída do 'front-end' é sempre inferior a sensivelmente 3 dB na banda de interesse acima de 1.7 GHz.

Devido aos condicionalismos laboratoriais, nomeadamente à inexistência de equipamento apropriado, não foi possível medir o efeito do balanceamento do 'front-end' óptico especialmente no RIN do laser oscilador local. Contudo, permanece a confiança de que o balanceamento será de muito boa qualidade em virtude do extremo cuidado da implementação do circuito de balanceamento em linhas *microstrip*. Ao invés, já não seria legítimo esperar tal

grau de confiança se o balanceamento fosse realizado através de elementos discretos, os quais apresentam obviamente muito maiores tolerâncias que as linhas *microstrip*.

6.5 Resumo

Foi aqui apresentado um caso concreto de implementação prática de um *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado, de elevado desempenho, realizado no âmbito do Projecto Coerente. É dado algum ênfase aos procedimentos utilizados para a simulação de forma a optimizá-lo segundo as características de desempenho pretendidas. Os modelos são refinados de forma a tornar credível o processo de optimização. É apresentada a arquitectura idealizada para a simulação, assim como os resultados alcançados nas simulações.

São também apresentados os principais resultados obtidos experimentalmente com o protótipo do *'front-end'* óptico, discutindo-se detalhadamente a metodologia de ensaio utilizada e realizando-se uma análise crítica sobre o desempenho alcançado.

Através dos resultados experimentais apresentados, pode-se concluir que o *'front-end'* óptico implementado satisfaz os requisitos definidos para o sistema do Projecto Coerente.

7. Conclusões

Nesta tese foi apresentado, depois de feito um enquadramento geral, um estudo relativamente aprofundado sobre sistemas ópticos coerentes FSK, tendo sido realizada a implementação de um *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado de elevado desempenho.

A principal contribuição desta tese, para além da própria fundamentação teórica, consistiu na sistematização de procedimentos a utilizar para o dimensionamento e implementação de receptores ópticos coerentes balanceados e sintonizados. Por outro lado, a modelização de sistemas ópticos FSK permitiu criar as bases para a simulação do desempenho deste tipo de sistemas, o que se revelou particularmente útil para o Projecto Coerente.

Realizou-se uma análise teórica bastante detalhada relativamente às características dos receptores ópticos balanceados, demonstrando-se que estes são úteis para suprimir o ruído de excesso de intensidade do laser oscilador local, sendo também mais eficientes no aproveitamento da potência óptica. Foi aqui introduzido um novo coeficiente equivalente de cancelação do ruído de excesso de intensidade, sendo também analiticamente fundamentado o cálculo do nível de degradação dos receptores ópticos relativamente a diversos parâmetros.

Foram apresentadas várias técnicas de sintonia de *'front-ends'* ópticos, capazes de diminuir drasticamente o ruído térmico do receptor e melhorar a sua resposta em frequência. Os modelos teóricos permitiram implementar as ferramentas analíticas apropriadas ao correcto dimensionamento das malhas de sintonia. Realizaram-se extensivas simulações para todos os tipos de sintonia estudados, explicitando-se claramente as vantagens relativas de cada qual e indicando a sua aplicabilidade para casos concretos.

Os aspectos de simulação foram bastante cuidados, tendo sido sugerida e aplicada na prática uma metodologia adequada ao projecto de receptores ópticos. A modelização de elementos activos foi também analisada, sendo fornecidas as ferramentas necessárias para o seu correcto dimensionamento.

Finalmente, a construção do *'front-end'* óptico balanceado e sintonizado, para além de permitir confirmar na prática a utilidade de toda a modelização teórica desenvolvida, através da comparação das simulações com os resultados obtidos, também permitiu validar a arquitectura utilizada na simulação e revelar diversos pormenores úteis para a implementação e teste do protótipo. Como balanço final, os resultados experimentais alcançados são bastante satisfatórios, sendo perfeitamente aplicáveis ao sistema do Projecto Coerente.

Apêndices

Apêndice-A1: Função de Autocorrelação da Tensão de FI

Neste capítulo é determinada a função de autocorrelação da tensão de frequência intermédia, de forma a poder-se inferir a influência que o ruído de fase tem no desempenho do sistema.

A partir das equações {3.1} e {3.2}, temos:

$$R_v(0) \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{2}{\pi BT} \left(\text{Si} \pi \left(1 + \frac{\pi \Delta u}{B} \right) + \text{Si} \pi \left(1 - \frac{\pi \Delta u}{B} \right) \right) \right)^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta \nu B}} e^{\frac{-\Delta u^2 \pi}{\Delta \nu B}} d(\Delta u) \quad \{\text{A1.1}\}$$

Para valores pequenos de $\Delta \nu$, a principal contribuição para $R_v(0)$ provém de pequenos Δu , e por conseguinte virá:

$$R_v(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - k \left(\frac{\pi \Delta u}{B} \right)^2 \right)^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta \nu B}} e^{\frac{-\Delta u^2 \pi}{\Delta \nu B}} d(\Delta u) \quad \{\text{A1.2}\}$$

onde se normalizou v_i de forma a torná-lo unitário para $\Delta u = 0$, e onde:

$$k = 2 - \frac{\pi / 2}{\text{Si}(\pi / 2)} = 0.854 \quad \{\text{A1.3}\}$$

Assim, virá:

$$R_v(0) = 1 - \frac{k \pi \Delta \nu}{B} \quad \{\text{A1.4}\}$$

Constata-se assim que a função de autocorrelação decresce linearmente (da unidade) com $\Delta \nu$ (para pequenos valores de $\Delta \nu$). O factor numérico dependerá das características do filtro de FI e do tempo de integração.

Apêndice-A2: Avaliação da Tensão do Sinal

Para a determinação da sensibilidade do receptor óptico é necessário determinar-se a tensão de saída do sinal, no instante de decisão. Considera-se nesta análise, como caso particular, que os impulsos $x(t)$ são rectangulares, o filtro de FI é um passa-banda ideal, e o filtro de pós-deteção $F'(u)$ produz impulsos coseno-elevado quando Δu é zero.

A tensão de saída no instante de decisão é:

$$v(\tau) = b^2 \int_{-\infty}^{+\infty} V'_3(u, \Delta u) F'(u) e^{j2\pi u \tau} du \quad \{A2.1\}$$

onde

$$V'_3(u, \Delta u) = [X'(u, \Delta u) H'(u)]^{*2} \quad \{A2.2\}$$

$X'(u, \Delta u)$ é dado por:

$$X'(u, \Delta u) = \frac{\sin \pi(u - U_{FI} - \Delta u)}{2\pi(u - U_{FI} - \Delta u)} + \frac{\sin \pi(u + U_{FI} + \Delta u)}{2\pi(u + U_{FI} + \Delta u)} \quad \{A2.3\}$$

onde U_{FI} é a frequência intermédia central normalizada ao período do bit, e $[\]^{*2}$ significa convolução, no domínio da frequência, duma função com ela própria.

Para o caso particular anterior, é possível derivar $V'_3(u, \Delta u)$ duma forma analítica. A tensão de saída do receptor $v(\tau)$ pode ser então avaliada numericamente. Assim, considerando que o filtro passa-banda ideal é definido por:

$$H'(u) = H'_1(u) - H'_2(u) \quad \{A2.4\}$$

onde

$$H'_1(u) = \begin{cases} 1 & -B \leq u \leq B \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad \{A2.5\}$$

e

$$H'_2(u) = \begin{cases} 1 & -A \leq u \leq A \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad \{A2.6\}$$

e $A < B$. Assim teremos:

$$V'_2(u, \Delta u) = \Delta \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ X'(x, \Delta u) X'(u - x, \Delta u) \cdot \left[H'_1(x) H'_1(u - x) + H'_2(x) H'_2(u - x) - \left[-H'_1(x) H'_2(u - x) - H'_2(x) H'_1(u - x) \right] \right] \right\} dx \quad \{A2.7\}$$

que pode ser reformulado como a soma de quatro integrais do tipo:

$$\int_l^r X'(u, \Delta u) X'(u - x, \Delta u) dx \quad \{A2.8\}$$

onde l e r são os limites de integração inferiores e superiores apropriados ao integrando em consideração e a gama de argumentos, tal como detalhado na seguinte Tabela-A2.1.

Factor de Integração	Gama para u	l	r
$H'_1(x)H'_1(u-x)$	$u > 2B$	B	B
	$2B > u \geq 0$	$u - B$	B
$H'_2(x)H'_2(u-x)$	$u > 2A$	A	A
	$2A > u \geq 0$	$u - A$	A
$H'_1(x)H'_2(u-x)$	$u > B$	A	B
	$B > u > B - A$	$u - A$	B
	$B - A > u \geq 0$	$u - A$	$u + A$
$H'_2(x)H'_1(u-x)$	$u > B$	A	A
	$B > u > B - A$	$u - B$	A
	$B - A > u \geq 0$	$-A$	A

Tabela-A2.1: Parâmetros utilizados

A partir da equação {A2.3}, cada integral virá da forma:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4\pi^2} \int_1^r \left(\frac{\sin \pi(x-c)}{(x-c)} + \frac{\sin \pi(x+c)}{(x+c)} \right) \cdot \left(\frac{\sin \pi(u-x-c)}{(u-x-c)} + \frac{\sin \pi(u+x+c)}{(u+x+c)} \right) dx \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \sum_{+,-} \left(\int_1^r \frac{\sin \pi(x \pm c) \sin \pi(u-x \pm c)}{(x \pm c)(u-x \pm c)} dx + \int_1^r \frac{\sin \pi(x \pm c) \sin \pi(u-x \mp c)}{(x \pm c)(u-x \mp c)} dx \right) \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \sum_{+,-} (J^\pm + K^\pm) \end{aligned} \quad \text{{A2.9}}$$

onde $c = U_{FI} + \Delta u$.

O caso geral para J , com $u \neq \pm 2c$ é:

$$J^\pm = \frac{1}{u \pm 2c} \int_1^r \sin \pi(x \pm c) \sin \pi(u-x \pm c) \cdot \left(\frac{1}{(x \pm c)} + \frac{1}{(u-x \pm c)} \right) dx \quad \text{{A2.10}}$$

Separando de novo este integral em $J_1 + J_2$ de acordo com os factores em parentesis largos e utilizando a definição de integral normalizado [GRAD65], virá:

$$\begin{aligned} J_1^\pm &= \frac{1}{2(u \pm c)} \left[\cos 2\pi \left(\frac{u}{2} \pm c \right) \cdot \text{Ci} \left(2\pi \left(y + \frac{u}{2} \pm c \right) \right) + \sin 2\pi \left(\frac{u}{2} \pm c \right) \cdot \text{Si} \left(2\pi \left(y + \frac{u}{2} \pm c \right) \right) \right] \Bigg|_{y=1-\frac{u}{2}}^{y=r-\frac{u}{2}} - \\ & \quad - \frac{\cos \pi(u \pm 2c)}{2(u \pm 2c)} \ln \left| \frac{r \pm c}{l \pm c} \right| \end{aligned} \quad \text{{A2.11}}$$

$$\begin{aligned} J_2^\pm &= \frac{-1}{2(u \pm c)} \left[\cos 2\pi \left(-\frac{u}{2} \mp c \right) \cdot \text{Ci} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \mp c \right) \right) + \sin 2\pi \left(-\frac{u}{2} \mp c \right) \cdot \text{Si} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \mp c \right) \right) \right] \Bigg|_{y=l-\frac{u}{2}}^{y=r-\frac{u}{2}} - \\ & \quad - \frac{\cos \pi(u \pm 2c)}{2(u \pm 2c)} \ln \left| \frac{r-u-c}{l-u-c} \right| \end{aligned} \quad \text{{A2.12}}$$

onde Ci e Si são o coseno e o seno integral, respectivamente.

O caso geral para K , com $u \neq 0$, é:

$$J_s^\pm = \int_l^r \frac{\sin^2 \pi(x \pm c)}{(x \pm c)^2} dx = \frac{1}{2} \left(\frac{-1}{x \pm c} \right)_l^r - \frac{1}{2} \left(\frac{-\cos 2\pi y}{y} \right)_{y=l \pm c}^{y=r \pm c} + \pi (\text{si}(2\pi y))_{y=l \pm c}^{y=r \pm c} \quad \{\text{A2.13}\}$$

Separando de novo este integral em dois, K_1 e K_2 , de acordo com os factores em parentesis largos, obtém-se:

$$K^\pm = \frac{1}{u} \int_l^r \sin \pi(x \pm c) \sin \pi(u - x \mp c) \cdot \left(\frac{1}{(x \pm c)} + \frac{1}{(u - x \mp c)} \right) dx \quad \{\text{A2.14}\}$$

$$K_1^\pm = \frac{1}{2u} \left[\cos(\pi u) \cdot \text{ci} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \right) \right) + \sin(\pi u) \cdot \text{si} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \right) \right) \right]_{y=l - \frac{u}{2} \pm c}^{y=r - \frac{u}{2} \pm c} - \frac{\cos(\pi u)}{2u} \ln \left| \frac{r \pm c}{l \pm c} \right| \quad \{\text{A2.15}\}$$

Para o caso especial $u = 0$, virá:

$$K_2^\pm = \frac{-1}{2u} \left[\cos(-\pi u) \cdot \text{ci} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \right) \right) + \sin(-\pi u) \cdot \text{si} \left(2\pi \left(y - \frac{u}{2} \right) \right) \right]_{y=l - \frac{u}{2} \pm c}^{y=r - \frac{u}{2} \pm c} + \frac{\cos \pi u}{2u} \ln \left| \frac{r - u \pm c}{l - u \pm c} \right| \quad \{\text{A2.16}\}$$

No caso extremo de não haver limitação de banda de FI, ou seja $A = 0$ e $B \rightarrow \infty$, teremos:

$$K_s^\pm = \int_l^r \frac{\sin^2 \pi(x \pm c)}{(x \pm c)^2} dx = J_s^\pm \quad \{\text{A2.17}\}$$

$$J^\pm = \frac{\sin \pi(u \pm 2c)}{4\pi(u \pm c)} \quad \{\text{A2.18}\}$$

$$J_s^\pm = \frac{1}{4} \quad \{\text{A2.19}\}$$

$$K^\pm = \frac{\sin \pi u}{2\pi u} \quad \{\text{A2.20}\}$$

$$K_s^\pm = \frac{1}{4} \quad \{\text{A2.21}\}$$

de forma que:

$$V'_s(u, \Delta u) = (X'(u, \Delta u))^{*2} \quad \{\text{A2.22}\}$$

$$V'_s(u, \Delta u) = \frac{\sin \pi(u - 2(U_{IF} + \Delta u))}{4\pi(u - 2(U_{IF} + \Delta u))} + \frac{\sin \pi u}{2\pi u} + \frac{\sin \pi(u + 2(U_{IF} + \Delta u))}{4\pi(u + 2(U_{IF} + \Delta u))} \quad \{\text{A2.23}\}$$

Este é o resultado, bem conhecido, de que quando a FI é grande comparativamente à largura de banda do sinal, metade da tensão do sinal de saída estão em banda base e a outra metade está em duas bandas laterais situadas em + e - do dobro da FI instantânea, ou seja $2(U_{FI} + \Delta u)$.

O espectro do sinal de saída em função da frequência normalizada, depois do detector de lei quadrática, está a título ilustrativo representado na Figura-A2.1, para dois casos distintos.

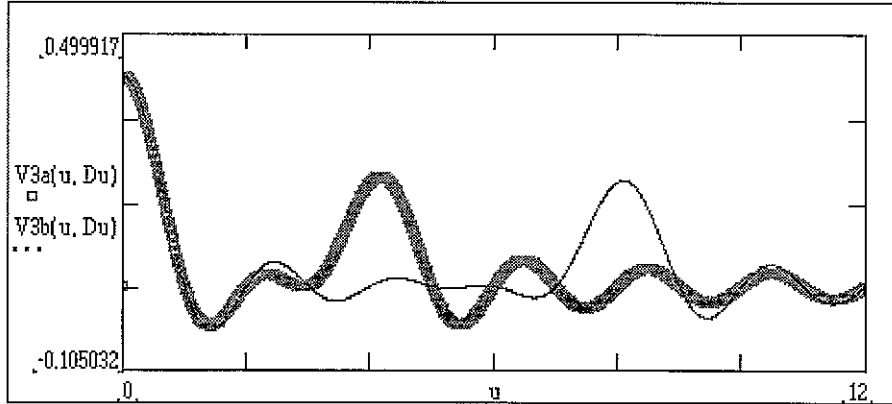


Figura-A2.1: Espectro da tensão do sinal à saída do detector quadrático

A curva grossa ilustra a situação em que a frequência normalizada $U_{FI}=2$ e o filtro de FI tem os parâmetros $B=3$ e $A=1$ (largura de banda 'single-sided' normalizada de 2). A curva fina é para $U_{FI}=4$, com $B=6$ e $A=2$ (largura de banda 'single-sided' normalizada de 4). Em ambos os casos o espectro do sinal tem um lóbulo dominante à volta de 'DC' e lóbulos laterais a $\pm 2U_{FI}$. Na curva tracejada aproximamo-nos claramente da situação limite de $B \rightarrow \infty$ e $A \rightarrow 0$, embora o valor de pico ainda seja ligeiramente inferior a 0,5.

Apêndice-A3: Densidades Espectrais da Potência do Ruído

Os cálculos neste apêndice foram realizados para $\Delta u \geq 0$. Os resultados para $\Delta u \leq 0$ são obtidos directamente dado que as densidades espectrais de potência são funções pares de u .

A3.1 Densidade espectral do ruído $n \times n$

De acordo com [SCHW66], e omitindo a componente DC, a equação {3.34} pode ser reformulada da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 S'_{3,n \times n}(u) &= 2 \left(S'_1(u) |H'(u)|^2 \right)^{*2} \\
 &= 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left(N'_0 + N'_2 x^2 \right) \cdot \left(N'_0 + N'_2 (u-x)^2 \right) \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &H'_1(x)H'_1(u-x) + H'_2(x)H'_2(u-x) - \\ &-H'_1(x)H'_2(u-x) - H'_2(x)H'_1(u-x) \end{aligned} \right] dx \\
 &= 2 \int_1^r \left(\begin{aligned} &N_0'^2 + N_0' N_2' u^2 - 2N_0' N_2' ux + \\ &+ 2N_0' N_2' x^2 + N_2'^2 (u^2 x^2 - 2ux^3 + x^4) \end{aligned} \right) dx + \\
 &\quad + 3 \text{ termos similares}
 \end{aligned} \tag{A3.1}$$

em que os limites superior e inferior de integração são dados na Tabela-A2.1. Assim, virá:

$$S'_{3,n \times n}(u) = 2 \left[\begin{aligned} &(N_0'^2 + N_0' N_2' u^2)(r-l) - N_0' N_2' u(r^2 - l^2) + \\ &+ \frac{1}{3}(2N_0' N_2' + N_2'^2 u^2)(r^3 - l^3) - \\ &- \frac{1}{2} N_2'^2 u(r^4 - l^4) + \frac{1}{5} N_2'^2 (r^5 - l^5) + \\ &+ 3 \text{ termos similares} \end{aligned} \right] \tag{A3.2}$$

A3.2 Densidade espectral do ruído $s \times n$

Da mesma forma, para a equação {3.35} teremos:

$$\begin{aligned}
 S'_{3,s \times n}(u, \Delta u) &= 4 \left(X'^2(u, \Delta u) |H'(u)|^2 \right)^* \left(S'_1(u) |H'(u)|^2 \right) \\
 &= \frac{1}{\pi^2} \int_1^r \left(\frac{\sin \pi(x-c)}{x-c} + \frac{\sin \pi(x+c)}{x+c} \right)^2 \cdot \left(N'_0 + N'_2 (u-x)^2 \right) dx + \\
 &\quad + 3 \text{ termos similares} \\
 &= \frac{1}{\pi^2} \left(\left(N'_0 + N'_2 u^2 \right) \cdot J' - N'_2 u K' + N'_2 L' \right) + 3 \text{ termos}
 \end{aligned} \tag{A3.3}$$

onde:

$$J' = \int_l^r \left(\frac{\sin \pi(x-c)}{(x-c)} + \frac{\sin \pi(x+c)}{(x+c)} \right)^2 dx \tag{A3.4}$$

$$K' = \int_l^r x \left(\frac{\sin \pi(x-c)}{(x-c)} + \frac{\sin \pi(x+c)}{(x+c)} \right)^2 dx \quad \{A3.5\}$$

$$L' = \int_l^r x^2 \left(\frac{\sin \pi(x-c)}{(x-c)} + \frac{\sin \pi(x+c)}{(x+c)} \right)^2 dx \quad \{A3.6\}$$

O termo DC, o qual pode contribuir para o sinal caso haja uma grande largura de banda de FI ou causar interferência intersímbolica na situação inversa, é ignorado nesta análise. Desta forma pode-se considerar que o cálculo da probabilidade de erro aqui desenvolvido é ligeiramente conservador.

Expandindo os integrais das equações {A3.4}, {A3.5} e {A3.6}, e usando os resultados do Apêndice-A2.1, virá então:

$$J' = c \left(J_s^- + J_s^+ + 2 \left(J^+ \right)_{u=0} \right) \quad \{A3.7\}$$

$$K' = c \left(J_s^- - J_s^+ + 2 \left(J^- \right)_{u=0} \right) + \left(uK_2^- \right)_{u=0} + \left(uK_2^+ \right)_{u=0} - 2 \left(J_1^+ (u+2c) \right)_{u=0} \quad \{A3.8\}$$

$$L' = c^2 J' + c \left(uK_2^- \right)_{u=0} - \left(uK_2^+ \right)_{u=0} - \frac{1}{4\pi} (\sin 2y - 2y)_{\pi(1-c)}^{\pi(r-c)} + \\ + \cos 2\pi c(r-1) + \frac{1}{2\pi} (\sin 2\pi y)_l^r \quad \{A3.9\}$$

Apêndice-A4: Impacto da f_{FI} e LB_{FI} nas Potências de Ruído

Explica-se aqui formalmente os resultados ilustrados na Figura-4.14 e Figura-4.15.

Assumindo-se que o filtro de FI tem uma característica passa-banda ideal, centrada em f_{FI} e com uma largura LB_{FI} , os integrais de ruído da equação {4.40} virão:

$$I_n = \frac{2}{n} \left[\left(f_{FI} T + \frac{LB_{FI}}{2} T \right)^n - \left(f_{FI} T - \frac{LB_{FI}}{2} T \right)^n \right], \quad n = \pm 1, \pm 3, \dots \quad \{A4.1\}$$

onde T é o período de bit.

Assumindo-se um receptor óptico típico, com sintonia tipo transformador obedece a $f_{FI} \gg LB_{FI}$ e que $n_3 \gg n_2$, e ainda que o coeficiente de acoplamento κ é pequeno, os integrais de ruído (considerando valores normalizados para f_{FI} e LB_{FI}) são dados por:

$$I_{-1} \approx \frac{2LB_{FI}}{f_{FI}^2} \quad \{A4.2\}$$

$$I_1 = 2LB_{FI} \quad \{A4.3\}$$

$$I_3 \approx 2f_{FI}^2 LB_{FI} \quad \{A4.4\}$$

$$I_5 \approx 2f_{FI}^4 LB_{FI} \quad \{A4.5\}$$

$$I_7 \approx 2f_{FI}^6 LB_{FI} \quad \{A4.6\}$$

Para o receptor com sintonia tipo transformador os zeros de n_3 podem ser derivados a partir da equação {4.55}, sendo:

$$f_{T1,2} = \frac{f_T}{\sqrt{1 \pm \kappa}} \quad \{A4.7\}$$

Obviamente que f_{FI} é aproximadamente igual a:

$$f_{FI} \approx \frac{1}{2}(f_{T1} + f_{T2}) \approx f_T \left(1 + \frac{3}{8} \kappa^2 \right) \approx f_T \quad \{A4.8\}$$

A frequência normalizada, LB_{FI} , é aproximadamente igual a:

$$LB_{FI} \approx f_{T1} - f_{T2} \approx f_T \left(\kappa + \frac{15}{24} \kappa^3 \right) \approx f_T \kappa \approx f_{FI} \kappa \quad \{A4.9\}$$

Substituindo a equação {A4.3} na equação {4.41}, para o ruído quântico virá:

$$P_1 = 2N_1 LB_{FI} \quad \{A4.10\}$$

Substituindo a equação {A4.4} na equação {4.43}, temos a potência de ruído para um receptor convencional:

$$P_3^N \approx 2N_3 f_{FI}^2 LB_{FI} \quad \{A4.11\}$$

Finalmente, substituindo as equações {A4.2-A4.9} na equação {4.49}, obtemos a potência de ruído para um receptor com sintonia tipo transformador:

$$P_3^T \approx 2N_3 \frac{C_1 C_2}{C_T^2} LB_{FI}^3 \quad \{A4.12\}$$

No caso da Figura-4.14 a LB_{FI} é constante. A partir das equações {A4.10-A4.12} verifica-se que a potência de ruído quântico é independente da f_{FI} (curva B). A potência de ruído do receptor convencional é proporcional a f_{FI} (curva A), e a potência de ruído do receptor com sintonia tipo transformador é aproximadamente independente da f_{FI} (curva C).

No caso da Figura-4.15 é a f_{FI} que é constante. Pelas equações {A4.10-A4.12} constata-se que a potência de ruído do receptor convencional e a potência de ruído quântico é proporcional a LB_{FI} (curvas A e B, respectivamente), e que para o receptor com sintonia tipo transformador a potência de ruído é aproximadamente proporcional a LB_{FI}^3 (curva C).

No caso de a largura de banda relativa LB_{FI}/f_{FI} ser constante, então pode-se ver a partir das equações {A4.10-A4.12} que a potência de ruído para o receptor convencional é proporcional ao cubo da f_{FI} (ou LB_{FI}), e que a potência de ruído do receptor com sintonia tipo transformador é aproximadamente proporcional ao cubo de f_{FI} (ou LB_{FI}) mas a potência do ruído quântico é proporcional apenas a f_{FI} (ou LB_{FI}).

Apêndice-A5: Simulações da Sintonia e do FET

A5.1 Simulação das Malhas de Sintonia

```
.MCD 20000 0
.CMD PLOTFORMAT logs=0,0 subdivs=1,1 size=5,15 type=1
.CMD FORMAT rd=d ct=15 im=i et=3 zt=300 pr=15 mass length time charge
.CMD SET ORIGIN 0
.CMD SET TOL 0.001000
.CMD MARGIN 0
.CMD LINELENGTH 78
.CMD SET PRNCOLWIDTH 8
.CMD SET PRNPRECISION 4
.TXT 1 0 1 78
a1,77,78,76
*****
* Autor: Carlos J.F. Lourenco *_
* PROJECTO COERENTE JULHO/92 *_
* --> DIMENSIONAMENTO DAS *_
* MALHAS DE SINTONIA *_
*****
.TXT 7 0 1 77
a1,76,78,75
-----
.EQN 1 0 2 11
GHz~10^9_
.EQN 0 13 2 11
MHz~10^6_
.EQN 0 14 2 11
mW~10^-3_
.EQN 0 14 2 10
k_~10^3_
.EQN 0 13 2 11
mS~10^-3_
.EQN 1 13 1 7
~1_
.EQN 1 -67 2 12
pF~10^-12_
.EQN 1 13 1 8
Hz~1_
.TXT 1 -13 1 78
a1,77,78,76
-----
.EQN 1 0 3 14
T:1/(310*MHz)_
.TXT 1 22 1 34
a1,33,56,32
-> Período dum bit (taxa de Tx)
.EQN 2 -22 1 9
T1:1_
.TXT 0 22 1 31
a1,30,65,29
-> Semelhante ao considerado pelo Kan
.EQN 2 -22 2 19
q:1.6021*10^-19_
.TXT 1 22 1 23
a1,22,56,21
-> Carga do electrão
.EQN 1 -22 2 19
k:1.3805*10^-23_
.TXT 1 22 1 27
a1,26,56,25
-> Constante de Boltzman
.EQN 1 -22 1 17
_:273.1+25_
.TXT 0 22 1 26
a1,25,56,24
-> Temperatura absoluta
.EQN 1 -22 1 11
_:1.75_
.TXT 0 22 2 46
a2,45,56,86
-> Parâmetro de ruído que inclui o efeito _
de correlação = 1.75 para GaAs MESFETS
.TXT 2 -22 1 78
a1,77,78,76
-----
.EQN 1 0 1 12
Cl:1*pF_
```

```
.TXT 0 22 1 13
a1,12,56,11
-> C1 = C0
.EQN 1 -22 1 14
C2:0.5*pF_
.TXT 0 22 1 18
a1,17,56,16
-> C2 = Ca + Cs
.EQN 1 -22 1 13
Ro:10*k_
.TXT 0 22 1 40
a1,39,56,38
-> Resistencia de carga do foto-diodo
.EQN 1 -22 1 13
gm:44*ms_
.TXT 0 22 1 29
a1,28,56,27
-> Transcondutância do FET
.EQN 1 -22 1 9
SI:0_
.TXT 0 22 1 39
a1,38,56,37
-> NSD da fonte de corrente paralela
.EQN 1 -22 1 8
R:0.75_
.TXT 0 22 1 34
a1,33,56,32
-> Responsividade do foto-diodo
.EQN 1 -22 1 14
Pl:0.1*mW_
.TXT 0 22 1 33
a1,32,56,31
-> Potência do oscilador local
.EQN 1 -22 3 15
SE:(2*k*_*)_gm_
.EQN 0 58 2 20
SE={20275}*_
.TXT 1 -36 1 35
a1,34,56,33
-> NSD da fonte de tensão série:
.EQN 2 -22 2 19
SE:2.988*10^-19_
.TXT 1 22 1 29
a1,28,56,27
-> Condição
.EQN 1 -22 1 15
CT:C1+C2_
.EQN 1 0 3 9
C:CT/C2_
.TXT 3 0 1 78
a1,77,78,76
-----
.TXT 1 0 1 29
a1,28,78,27
DEFINIÇÃO DO FILTRO DE FI:
.EQN 1 0 1 14
B:0.6*GHz_
.TXT 0 22 1 45
a1,44,56,43
-> Largura de banda do filtro de FI em GHz
.EQN 1 -22 1 16
Uif:2.0*GHz_
.TXT 0 22 1 47
a1,46,56,45
-> Frequência central do filtro de FI em GHz
.EQN 2 -22 1 10
B:B*T_
.EQN 1 0 1 14
Uif:Uif*T_
.TXT 1 0 1 78
a1,77,78,76
-----
.EQN 1 0 4 42
I(n,B,Uif)-2/n*((Uif+B/2)^n-(Uif-B/2)^n)_
.TXT 0 44 4 33
a4,32,30,117
-> Integral normalizado de
ruído dado por Personick
(Aproximação ideal para
um filtro de FI ideal)
.EQN 5 -44 1 18
I1:I(1,B,Uif)_
```



```

$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$
.TXT 1 0 1 21
a1,20,78,19
SINTONIA PARALELA:
.EQN 2 0 4 14
UP:\(I1/Ineg1)_
.EQN 1 40 1 26
UP=?_
.EQN 4 -40 6 20
Lp:1/(CT*(2*I*UP/T)^2)_
.EQN 0 40 2 31
Lp=?_
.TXT 2 0 1 9
a1,8,39,7
(O.K.)
.EQN 5 -40 4 26
Lp1:T^2*Ineg1/((2*I)^2*I1*CT)_
.EQN 0 40 2 32
Lp1=?_
.TXT 2 0 1 25
a1,24,38,23
(CUIDADO COM ESTA Lp1)
.TXT 3 -40 1 77
a1,76,78,75
$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$
.TXT 1 0 1 18
a1,17,78,16
SINTONIA SERIE:
.EQN 2 0 4 12
USa:\(I7/I5)_
.EQN 2 40 1 27
USa=?_
.EQN 3 -40 9 28
US:\((I7*(1+((N2*I5*C^2)/(N3*I7))))/(I5*(1+(N2*I3*C)/(N3*I5))))_
.EQN 4 40 1 26
US=?_
.EQN 6 -40 6 23
Ls:1/((C1*C2)/CT*(2*I*US/T)^2)_
.EQN 0 39 2 31
Ls=?_
.TXT 2 0 1 9
a1,8,39,7
(O.K.)
.EQN 6 -39 4 27
Ls1:T^2*I5/((2*I)^2*I7)*CT/(C1*C2)_
.EQN 0 39 2 32
Ls1=?_
.TXT 2 0 1 34
a1,33,38,32
(O.K. mas CUIDADO COM ESTA Ls1)
.TXT 3 -39 1 77
a1,76,78,75
$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$
.TXT 1 0 1 35
a1,34,78,33
SINTONIA COM TRANSFORMADOR EM T:
.TXT 1 0 1 37
a1,36,78,35
Análise do caso especial L1C1=L2C2
.TXT 1 0 1 76
a1,75,78,74
NOTA: É NECESSARIO FAZER UMA INSPECÇÃO VISUAL PARA DETERMINAR OS EXTREMOS
.EQN 1 0 3 9
N:N2/N3_
.EQN 4 0 1 14
NPTOS:100_
.EQN 1 0 1 16
j:1;NPTOS_
.EQN 1 0 1 17
EXT1:1.6*GHz_
.EQN 1 0 1 17
EXT2:2.3*GHz_
.EQN 1 0 3 20
INC:(EXT2-EXT1)/NPTOS_
.EQN 4 0 2 13
UT[0:EXT1_
.EQN 2 0 2 13
U[0:UT[0*T_
.EQN 3 0 2 20
UT[j:INC+UT[(j-1)]_
.EQN 2 0 2 13
U[j:UT[j*T_

```



```
.EQN 4 0 6 21
K1[j]:U[j^4/(I7+N*C^2*I5)]_
.EQN 1 29 6 25
K2[j]:(4*I5+2*N*C^2*I3)/U[j^2]_
.EQN 7 -29 3 44
K3[j]:6*I3+N*C^2*I1-4*I1*U[j^2+Ineg1*U[j^4]_
.EQN 4 0 3 35
KT[j]:(1+K1[j]*(-K2[j+K3[j]))^0.25_
.EQN 4 0 2 12
KT{0:KT{1}_
.EQN 3 0 12 45
&min(KT)&KT[j{1,20,10,35,1}@EXT2&EXT1&UT[j]_
.EQN 1 46 2 16
EXT1=?_
.EQN 3 0 2 18
EXT2=?_
.EQN 8 -46 1 19
min(KT)={20275}?_
.TXT 2 0 1 70
a1,69,78,68
-> DETERMINACAO DA FREQUENCIA DE RESSONANCIA MINIMA POSSIVEL (K=1):
.EQN 2 0 2 34
DET_K_1[j:until(1.0-KT[j,KT[j]_
.EQN 3 0 1 26
x:length(DET_K_1)-2_
.EQN 2 0 2 24
FREQ_RESSON_MIN:UT[x_
.EQN 2 0 3 27
FREQ_RESSON_MIN/GHz=?_
.TXT 4 0 1 69
a1,68,78,67
.....
.TXT 1 0 1 34
a1,33,78,32
CALCULO DAS POTENCIAS DE RUIDO:
.EQN 1 0 3 16
KF[j]:1-KT[j^2_
.EQN 4 0 3 18
KD[j]:(KT[j*CT)^2_
.EQN 4 0 7 45
P2T[j:N2*I1*(C1/KD[j]*(1+(I5*KF[j^2)/(I1*U[j^2]-2*(I3*KF[j]/(I1*U[j^2]))_
.EQN 8 0 7 76
P3T[j:N3*I3*(C1*C2)/KD[j]*((I7*KF[j^2)/(I3*U[j^4]-4*(I5*KF[j]/(I3*U[j^2]+2*(3-KT[j^2]-
4*I1/I3*U[j^2+Ineg1/I1*U[j^4])_
.EQN 8 0 2 22
PT_T[j:P2T[j+P3T[j]_
.EQN 3 0 2 16
PT_T{0:PT_T{1}_
.EQN 3 0 17 73
&&PT_T[j{1,10,15,65,1}@&&UT[j]_
.EQN 16 6 2 16
EXT1=?_
.EQN 0 53 2 18
EXT2=?_
.TXT 3 -59 1 78
a1,77,78,76
::::::::::
.TXT 1 0 1 61
a1,60,78,59
-> DETERMINAÇ}O DO PONTO ONDE A POTENCIA DE RUIDO E MINIMA
.EQN 2 0 1 20
minPT:min(PT_T)_
.EQN 0 29 1 29
minPT=?_
.EQN 2 -29 1 21
PRECISAO:0.00001_
.EQN 2 0 2 57
DET_FREQ_MIN_POT[j:until(PT_T[j-minPT-PRECISAO,U[j]_
.EQN 3 0 2 54
U_DESEJADO_MINIMO_POT:U[(length(DET_FREQ_MIN_POT)-1)]_
.TXT 2 0 1 78
a1,77,78,76
::::::::::
.TXT 1 0 1 61
a1,60,78,59
-> DETERMINAÇ}O DO PONTO ONDE A POTENCIA DE RUIDO E MAXIMA
.EQN 2 0 1 21
maxPOT:max(PT_T)_
.EQN 0 29 1 30
maxPOT=?_
.EQN 2 -29 1 21
PRECISAO:0.00001_
```



```

L2=?_
.EQN 3 -43 3 48
Lm:KT[(length(DET_PTO_MAX_POT_RUIDO)-1)*\ (L1*L2)_
.EQN 4 0 2 19
Lm={20275}?_
.EQN 2 0 2 24
L1-Lm={20275}?_
.EQN 2 0 2 24
L2-Lm={20275}?_
.TXT 2 0 1 77
a1,76,78,75
////////////////////////////////////
.TXT 1 0 1 68
a1,67,78,66
-> CONDIÇÃO DE TESTE DE VALIDADE: KT < min[sqr(L1/L2),sqr(L2/L1)
.EQN 2 0 2 57
KT[(length(DET_PTO_MAX_POT_RUIDO)-1)=?_
.EQN 3 0 4 27
\ (L1/L2)=?_
.EQN 0 29 4 27
\ (L2/L1)=?_
.TXT 4 -29 1 78
a1,77,78,76
#####_
##### FIM #####_
#####_

```

A5.2 Simulação do Ruído

```

.MCD 20000 0
.CMD PLOTFORMAT logs=0,0 subdivs=1,1 size=5,15 type=1
.CMD FORMAT rd=d ct=30 im=j et=3 zt=308 pr=3 mass length time charge
.CMD SET ORIGIN 0
.CMD SET TOL 0.001000
.CMD MARGIN 0
.CMD LINELENGTH 78
.CMD SET PRNCOLWIDTH 8
.CMD SET PRNPRECISION 4
.TXT 0 0 6 51
a6,50,78,249
*****
Titulo: Projecto COERENTE_
        Calculo da Densidade Espectral de Ruído_
        num front-end optico PINFET sintonizado_
Autor:  Carlos J. F. Lourenço  _
Data:   Agosto 1992           _
        Projecto COERENTE
*****
.TXT 7 0 5 29
a5,28,37,134
-----L1-----L3-----
|           |           |           |
|   C1      |   L2      |   C2      |
|           |           |           |
-----
.TXT 0 41 5 29
a5,28,37,134
-----Z2-----Z4-----
|           |           |           |
|   Z1      |   Z3      |   Z5      |
|           |           |           |
-----
.TXT 2 -9 1 6
a1,5,48,4
<=>
.TXT 3 -32 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 1 0 2 11
GHZ~10^9_
.EQN 0 19 2 11
MHZ~10^6_
.EQN 0 20 2 10
M ~10^6_
.EQN 1 20 1 7
~1_
.EQN 2 -59 2 12
pF~10^-12_
.EQN 0 19 2 11
nH~10^-9_

```

```

.EQN 0 20 2 11
mS~10^-3_
.EQN 0 20 2 11
mW~10^-3_
.EQN 3 -59 2 9
j~\~1_
.TXT 2 0 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 1 0 1 11
Tk:290_
.EQN 1 0 2 19
q:1.6021*10^-19_
.EQN 2 0 2 21
Kb:13.8054*10^-24_
.TXT 2 0 1 20
a1,19,78,18
-----
.EQN 1 0 1 14
Pl:0.1*mW_
.EQN 2 0 1 11
R:0.75_
.EQN 2 0 1 13
gm:44*mS_
.EQN 2 0 1 11
_:1.75_
.EQN 2 0 1 19
Rin_fet:100*M_
.TXT 1 0 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 1 0 1 14
i:0;100_
.EQN 1 0 1 16
Nr_ptos:1000_
.EQN 2 0 1 21
FREQ_min:1000*MHz_
.EQN 1 0 1 21
FREQ_max:3.0*GHz_
.EQN 2 0 3 40
f[i:(FREQ_max-FREQ_min)/Nr_ptos*i+FREQ_min_
.EQN 4 0 2 14
W[i:2*q*f[i_
.TXT 3 0 1 77
a1,76,78,75
=====
.TXT 1 0 1 37
a1,36,78,35
-> DEFINICAO DO BLOCO DE SINTONIA:
.EQN 2 0 1 14
C1:1.0*pF_
.TXT 1 41 6 35
a6,34,37,166
-----L1-----L3-----
|           |           |           |
|   C1      |   L2      |   C2      |   Rfeed
|           |           |           |
-----
.EQN 1 -41 1 15
L1:3.66*nH_
.EQN 2 0 1 15
L2:20.5*nH_
.EQN 2 0 1 15
L3:27.8*nH_
.EQN 2 0 1 14
C2:0.5*pF_
.EQN 0 19 1 17
Rfeed:2200*_
.TXT 2 -19 1 77
a1,76,78,75
=====
.TXT 1 0 1 15
a1,14,78,13
-> CALCULOS:
.TXT 0 41 6 29
a6,28,37,136
-----Z2-----Z4-----
|           |           |           |
|   Z1      |   Z3      |   Z5
|           |           |           |
-----

```

```
.EQN 1 -41 4 16
Z1[i:1/(j*W[i*C1])_
.EQN 1 19 2 16
Z2[i:j*W[i*L1]_
.EQN 4 -19 4 16
Z5[i:1/(j*W[i*C2])_
.EQN 0 39 3 28
Z3[i:if(L2,j*W[i*L2,10^10])_
.EQN 1 -20 2 16
Z4[i:j*W[i*L3]_
.TXT 3 -19 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 1 0 3 15
SI:(2*Kb*Tk)/Rin_fet_
.EQN 0 29 2 20
SI=?_
.EQN 4 -29 3 17
SE:(2*Kb*Tk*_)/gm_
.EQN 0 29 2 20
SE=?_
.TXT 3 -29 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 2 0 5 21
Zz5[i:(Z5[i*Rfeed)/(Z5[i+Rfeed])_
.EQN 6 0 5 26
Zz3[i:(Z3[i*(Z4[i+Zz5[i])/(Z3[i+Z4[i+Zz5[i])_
.EQN 6 0 5 26
Zzz3[i:(Z3[i*(Z1[i+Zz2[i])/(Z1[i+Z2[i+Zz3[i])_
.EQN 7 0 5 37
Hfe[i:(Z1[i*Zz3[i]/(Z1[i+Z2[i+Zz3[i]*Zz5[i/(Z4[i+Zz5[i])_
.TXT 6 0 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 2 0 1 14
n1:q*R*P1_
.TXT 0 59 1 16
a1,15,53,14
-> Shot-Noise
.EQN 2 -59 5 53
n2[i:((2*Kb*Tk)/Rfeed+SI+SE/Rfeed^2)*Rfeed^2*(|Re(1/Hfe[i])|^2_
.TXT 2 59 1 19
a1,18,25,17
-> Thermal Noise
.EQN 4 -59 5 25
n3[i:SE*(|Im(1/Hfe[i])|^2_
.TXT 2 59 1 19
a1,18,25,17
-> Thermal Noise
.EQN 5 -59 2 22
n[i:n1+n2[i+n3[i]_
.TXT 0 59 1 17
a1,16,26,15
-> Ruído TOTAL
.TXT 2 -59 1 77
a1,76,78,75
=====
.EQN 2 0 2 20
n1=?_
.TXT 1 26 1 51
a1,50,52,49
-> Ruído quântico provocado pelo oscilador local
.EQN 3 -26 17 69
&&n2[i{-54,9,15,60,1}@FREQ_max&FREQ_min&f[i_
.EQN 17 0 17 69
&&n3[i{-54,9,15,60,1}@FREQ_max&FREQ_min&f[i_
.EQN 18 0 17 69
&&n[i{-54,9,15,60,1}@FREQ_max&FREQ_min&f[i_
#####
##### FIM #####
#####
```

A5.3 Extração do Modelo do FET

```
.MCD 20000 0
.CMD PLOTFORMAT logs=0,0 subdivs=1,1 size=5,15 type=1
.CMD FORMAT rd=d ct=10 im=i et=3 zt=15 pr=3 mass length time charge
.CMD SET ORIGIN 0
```

```
.CMD SET TOL 0.001000
.CMD MARGIN 0
.CMD LINELENGTH 78
.CMD SET PRNCOLWIDTH 8
.CMD SET PRNPRECISION 4
.TXT 0 0 7 34
a7,33,78,223
*****
* Autor: Carlos J.F. Lourenco *
* PROJECTO COERENTE JULHO/92 *
* --> EXTRACCAO DO MODELO DE *
* PEQUENO SINAL DUM FET/HEMT *
*****
.TXT 7 0 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 1 0 1 63
a1,62,78,61
* DEFINICAO DAS CONDICOES INICIAIS (Elementos parasiticos) *
.EQN 1 17 2 12
pH~10^-12_
.EQN 0 17 2 11
GHZ~10^9_
.EQN 0 25 2 12
pF~10^-12_
.EQN 1 -59 1 7
~-1_
.EQN 1 0 1 13
Rg:6.5*_
.EQN 0 17 1 13
Lg:89*pH_
.EQN 0 17 1 12
k:0;9_
.EQN 0 25 1 12
Zo:50*_
.EQN 1 -59 1 14
Rd:4.93*_
.EQN 0 17 1 13
Ld:91*pH_
.EQN 0 17 2 21
f[k:2*(k+1)*GHZ__
.EQN 0 25 2 14
W[k:2* $\pi$ *f[k_
.EQN 1 -59 1 14
Rs:2.35*_
.EQN 0 17 1 12
Ls:2*pH_
.TXT 1 -17 1 47
a1,46,48,45
{-> Dados para HEMTs}
.TXT 1 0 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 1 0 1 35
a1,34,78,33
* DEFINICAO DOS PARAMETROS [S] *
.EQN 1 0 3 10
_:(2* $\pi$ )/360_
.EQN 0 15 2 9
i~\~-1_
.EQN 1 18 1 10
j:~*i_
.EQN 3 -33 2 21
S11:0.986*e^(-22*j)_
.EQN 0 27 2 20
S12:0.034*e^(74*j)_
.EQN 3 -27 2 21
S22:0.686*e^(-15*j)_
.EQN 0 27 2 21
S21:3.442*e^(161*j)_
.EQN 3 -27 1 19
Re(S11)={18995}?_
.EQN 0 27 1 20
Im(S11)={18995}?_
.EQN 1 -27 1 20
Re(S21)={18995}?_
.EQN 0 27 1 19
Im(S21)={18995}?_
.EQN 1 -27 1 19
Re(S12)={18995}?_
.EQN 0 27 1 19
Im(S12)={18995}?_

```

```
.EQN 1 -27 1 19
Re(S22)={18995}?_
.EQN 0 27 1 20
Im(S22)={18995}?_
.TXT 1 -27 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 1 0 1 31
a1,30,78,29
* PARAMETROS [Z] 'medidos' *
.EQN 1 0 1 36
_:(1-S11)*(1-S22)-S12*S21_
.EQN 3 0 3 39
Z11m:((1+S11)*(1-S22)+S12*S21)/__
.EQN 0 57 3 15
Z12m:(2*S12)/__
.EQN 4 -57 3 39
Z22m:((1-S11)*(1+S22)+S12*S21)/__
.EQN 0 57 3 15
Z21m:(2*S21)/__
.TXT 3 -57 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 1 0 1 31
a1,30,78,29
* PARAMETROS [z] 'medidos' *
.EQN 1 0 1 26
z11m:Z11m-(Rg+Rs)_
.EQN 0 40 1 19
z12m:Z12m-Rs_
.EQN 1 -40 1 26
z22m:Z22m-(Rd+Rs)_
.EQN 0 40 1 19
z21m:Z21m-Rs_
.TXT 1 -40 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 1 0 1 32
a1,31,78,30
* PARAMETROS [y] 'medidos': *
.EQN 1 0 1 30
MOD:z11m*z22m-z12m*z21m_
.EQN 1 0 1 17
MOD_z:MOD*Zo_
.EQN 2 0 3 15
y11m:z22m/MOD_z_
.EQN 0 25 3 15
y12m:-z12m/MOD_z_
.EQN 4 -25 3 15
y22m:z11m/MOD_z_
.EQN 0 25 3 15
y21m:-z21m/MOD_z_
.TXT 4 -25 1 50
a1,49,78,48
* ASSUME-SE QUE y_medido = y_real (yiim=yii): *
.EQN 1 0 1 13
y11:y11m_
.EQN 0 25 1 13
y12:y12m_
.EQN 1 -25 1 13
y22:y22m_
.EQN 0 25 1 13
y21:y21m_
.TXT 1 -25 1 77
a1,76,78,75
-----
.TXT 2 0 3 75
a3,74,78,218
*****
* CALCULO DO VALOR DOS ELEMENTOS DO MODELO DO FET PARA PEQUENO SINAL: *
*****
.TXT 4 0 1 59
a1,58,78,57
--> Para as frequencias extraidas onde (W*Cgs*Ri)^2<<1 :
.EQN 2 0 4 18
Cgd[k:-Im(y12)/W[k_
.TXT 1 35 1 29
a1,28,46,27
(-> Capacidade gate-dreno)
.EQN 4 -35 4 24
Cds[k:Im(y22)/W[k-Cgd[k_
.TXT 1 35 1 31
```

```

a1,30,46,29
(-> Capacidade dreno-source)
.EQN 4 -35 4 24
Cgs[k:Im(y11)]/W[k-Cgd[k_
.TXT 2 35 1 30
a1,29,46,28
(-> Capacidade gate-source)
.EQN 3 -35 1 16
gds:Re(y22)_
.TXT 0 35 1 32
a1,31,46,30
(-> Condutancia dreno-source)
.EQN 2 -35 1 15
gm:Re(y21)_
.TXT 0 35 1 24
a1,23,46,22
(-> Transcondutancia)
.TXT 3 -35 1 58
a1,57,78,56
--> Para as frequencias extraidas onde (W*Cgs*Ri)^2>1 :
.EQN 2 0 9 32
Ri[k:(1-\(1-(4*(Re(y11))^2/(W[k^2*Cgs[k^2])))/(2*Re(y11))_
.TXT 6 43 1 30
a1,29,46,28
(-> Resistencia de entrada)
.EQN 3 -43 3 58
gmr[k:Re(y21)-Im(y21)*Ri[k*Cgs[k*W[k-W[k^2*Cgd[k*Cgs[k*Ri[k_
.EQN 3 0 2 49
gmi[k:Re(y21)*Ri[k*Cgs[k*W[k+Im(y21)+W[k*Cgd[k_
.EQN 5 0 5 21
_[k:-1/W[k*atan(gmi[k/gmr[k]_
.TXT 2 43 1 23
a1,22,46,21
(-> Tempo de atraso)
.TXT 5 -43 1 37
a1,36,78,35
--> TESTE DA VALIDADE DA CONDICAO:
.EQN 1 0 3 24
VER[k:(W[k*Cgs[k*Ri[k]^2_
.EQN 1 29 12 19
VER[k=_
.EQN 0 26 12 8
|VER[k=_
.TXT 12 -55 5 78
a5,77,78,379
=====
NOTA: Este metodo nao e o mais rigoroso mas fornece de uma maneira simples_
      primeira estimativa dos valores que se pretendem determinar para_
      a partir daqui se poder utilizar o Touchstone para a sua optimizacao_
=====
.TXT 5 0 3 19
a3,18,78,50
*****
* RESULTADOS: *
*****
.EQN 4 0 1 16
gds=?_
.EQN 1 0 1 15
gm=?_
.EQN 2 0 10 17
Cgd/pF=?_
.EQN 0 29 10 17
Cds/pF{18996}={18995}?_
.EQN 0 30 10 17
Cgs/pF=?_
.EQN 11 -6 13 14
arg(Ri[k]*180/°=_
.EQN 1 -19 22 13
|Ri[k=_
.EQN 2 -34 20 32
Ri=?_
.EQN 21 59 13 13
arg(_[k]*180/°=_
.EQN 1 -20 22 15
|_[k=_
.EQN 2 -39 20 36
_=?_
.EQN 23 0 17 72
&&Cgd[k,Cds[k,Cgs[k{1,1,15,55,1}@&&f[k_
.TXT 18 0 3 78
a3,77,78,227
#####

```



```
##### FIM #####  
#####
```

A5.4 Estabilização do FET

```
.MCD 20000 0  
.CMD PLOTFORMAT logs=0,0 subdivs=1,1 size=5,15 type=1  
.CMD FORMAT rd=d ct=15 im=i et=3 zt=300 pr=4 mass length time charge  
.CMD SET ORIGIN 0  
.CMD SET TOL 0.001000  
.CMD MARGIN 0  
.CMD LINELENGTH 78  
.CMD SET PRNCOLWIDTH 8  
.CMD SET PRNPRECISION 4  
.TXT 2 0 1 77  
a7,33,78,223  
*****  
* Autor: Carlos J.F. Lourenco *  
* PROJECTO COERENTE JULHO/92 *  
* --> CALCULO DOS VALORES DOS*  
* PARAMETROS S PARA ANALISE *  
* DA ESTABILIDADE *  
*****
```

```
.TXT 7 0 1 77  
a1,76,78,75
```

```
-----  
.EQN 1 0 3 10  
_: (2* $\pi$ )/360_  
.EQN 0 19 2 9  
i~\~1_  
.EQN 0 20 1 9  
Mho~1_  
.EQN 0 20 1 7  
~1_  
.EQN 4 -59 1 10  
j:~*i_  
.TXT 1 0 1 77  
a1,76,78,75
```

```
-----  
.EQN 1 0 1 13  
Zoo:50*_  
.TXT 0 19 1 40  
a1,39,64,38  
-> Impedância característica da linha  
.EQN 1 -19 1 12  
Zoi:Zoo_  
.EQN 2 0 3 14  
Y:1/500*Mho_  
.TXT 1 19 1 37  
a1,36,64,35  
-> Valor da admitância em paralelo  
.EQN 3 -19 1 10  
Z:9*_  
.TXT 0 19 1 34  
a1,33,64,32  
-> Valor da impedância em série  
.TXT 1 -19 1 77  
a1,76,78,75
```

```
-----  
.TXT 1 0 1 46  
a1,45,78,44  
PARAMETROS S PARA A ADMITANCIA EM PARALELO:  
.EQN 2 0 3 19  
S11o:(-Zoo*Y)/(2+Zoo*Y)_  
.EQN 1 28 1 14  
S22o:S11o_  
.EQN 3 -28 3 19  
S21o:2/(2+Zoo*Y)_  
.EQN 1 28 1 14  
S12o:S21o_  
.TXT 3 -28 1 43  
a1,42,78,41  
PARAMETROS S PARA A IMPEDANCIA EM SERIE:  
.EQN 1 0 3 19  
S11i:Z/(Z+2*Zoi)_  
.EQN 1 28 1 14  
S22i:S11i_  
.EQN 3 -28 3 19  
S21i:(2*Zoi)/(Z+2*Zoi)_  
.EQN 1 28 1 14
```

S12i:S21i_
 .TXT 2 -28 1 77
 a1,76,78,75

 .TXT 1 0 1 42
 a1,41,78,40
 DEFINIÇÃO DOS PARAMETROS DO FET:
 .EQN 2 0 5 23
 S11a:0.65*e^(-95*j)_
 .EQN 2 0 5 23
 S12a:0.035*e^(40*j)_
 .EQN 2 0 5 20
 S21a:5*e^(115*j)_
 .EQN 2 0 5 22
 S22a:0.8*e^(-35*j)_
 .TXT 2 0 1 77
 a1,76,78,75

 .TXT 1 0 1 26
 a1,25,78,24
 CALCULO DOS PARAMETROS:
 .EQN 2 0 6 44
 $Tt(S11, S12, S21, S22) \sim \{(2, 2) \div S12 - (S11 * S22) / S21 \div -S22 / S21 \div S11 / S21 \div 1 / S21\}$ _
 .EQN 7 0 6 44
 $St(T11, T12, T21, T22) \sim \{(2, 2) \div -T12 / T11 \div T22 - (T21 * T12) / T11 \div 1 / T11 \div T21 / T11\}$ _
 .EQN 7 0 4 78
 $T: Tt(S11i, S12i, S21i, S22i) * Tt(S11a, S12a, S21a, S22a) * Tt(S11o, S12o, S21o, S22o)$ _
 .EQN 1 0 2 30
 $S: St(T[(0, 0), T[(0, 1), T[(1, 0), T[(1, 1)]])$ _
 .TXT 2 0 1 77
 a1,76,78,75

 .TXT 1 0 1 14
 a1,13,78,12
 RESULTADOS:
 .EQN 2 0 2 45
 T=?_
 .EQN 3 0 2 45
 S=?_
 .EQN 4 0 2 13
 S11:S[(0,0)]_
 .EQN 0 19 2 13
 S12:S[(0,1)]_
 .EQN 0 20 2 13
 S21:S[(1,0)]_
 .EQN 0 20 2 13
 S22:S[(1,1)]_
 .EQN 3 -20 3 27
 $arg(S11) * 180 / \pi = ?$ _
 .EQN 1 -39 1 18
 |S11=?_
 .EQN 3 39 3 26
 $arg(S12) * 180 / \pi = ?$ _
 .EQN 1 -39 1 18
 |S12=?_
 .EQN 3 39 3 27
 $arg(S21) * 180 / \pi = ?$ _
 .EQN 1 -39 1 18
 |S21=?_
 .EQN 3 39 3 26
 $arg(S22) * 180 / \pi = ?$ _
 .EQN 1 -39 1 18
 |S22=?_
 #####
 ##### FIM #####
 #####

Apêndice-A6: Simulação do 'Front-End' Óptico

```

!
! *****
! * Projecto COERENTE *
! *****
!
! -----
! Objectivo:      Front-end optico balanceado e sintonizado
! Especificacao: Largura de banda desde 1.6GHz ate 2.3GHz
! Componentes:    1 FET NE71084 e 2 PINs ABB HAFO 1A227
! -----
!
! Autor: Carlos Lourenco / MARCONI (DCID/DVIA)
! Data: Setembro 1993
! File: front_end.ckt
! -----
!
!

```

DIM

```

FREQ  GHZ
RES    OH
IND    NH
CAP    PF
LNG    MM
TIME   PS
COND   /OH
ANG    DEG

```

VAR

```

!Modelo do FET NE71084
Lg      ~0.7      0.07
Rg      ~2        0.2
Cgs     ~0.28    0.028
Rc      ~1.6     0.16
R2      ~1E6     1E5
C2      ~0.064   0.0064
Cgd     ~0.043   0.0043
gm      ~50E-3   5E-3
Rs      ~1.5     0.15
Ls      ~0.2     0.02
Rds     ~220     22
Ld      ~0.7     0.07
Cds     ~0.25    0.025
Rd      ~1.5     0.15
Cgsp    ~0.32    0.032

!Parametros de ruido do FET
P       ~1.1     0.11
R       ~0.5     0.05

!Resistencias de polarizacao
Rpg     ~1500    150
Rpd     ~100     10

!Modelo dos fotodiodos
!Fotodiodo #1
Cph1_1  ~0.3     0.03
Cph2_1  ~0.5     0.05
Rph_1   ~10.0    5.0
Lph_1   ~8.0     3.0
!Fotodiodo #2
Cph1_2  ~0.3     0.03
Cph2_2  ~0.5     0.05
Rph_2   ~10.0    5.0
Lph_2   ~8.0     3.0

!Condensadores discretos
Cac     ~22      2.2
Ca1     ~200     20
Lcac    ~1.6     0.16

!Balanceamento
Wpre    ~0.2     0.1
Lpre1   ~6.0     0.1
Lpre2   ~4.0     0.1
Wbal    ~1.7     0.1
Lbal1   ~5.0     0.1
Lbal2   ~6.0     0.1

```

```
!Malha de sintonia
W056 ~0.56 0.1 !0.56
Wpad ~1.25 0.1 !1.25
Wtun1 ~1.25 0.1 !1.25
Ltun1 ~2.4 0.1 !2.4
Wtun2 ~1.5 0.1 !1.5
Ltun2 ~1.6 0.1 !1.6
Wtun3 ~1.25 0.1 !1.25
Ltun3 ~0.5 0.1 !0.5
Req ~22 2.2 !22
```

```
!Temperatura de referencia
T=290.0000
```

```
!Constante de Boltzman
K=13.8054E-24
```

```
PI=3.141592654
```

EQN

```
w=2*PI*freq
Ig=( (4*K*T*R/gm)**(0.5)) *Cgs*w*1E9
Id=( (4*K*T*gm*P)**(0.5)) *1E12
IRg=( (4*K*T/Rg)** (0.5)) *1E12
IRs=( (4*K*T/Rs)** (0.5)) *1E12
IRd=( (4*K*T/Rd)** (0.5)) *1E12
IRpg=( (4*K*T/Rpg)** (0.5)) *1E12
IRpd=( (4*K*T/Rpd)** (0.5)) *1E12
IRph1=( (4*K*T/Rph_1)** (0.5)) *1E12
IRph2=( (4*K*T/Rph_2)** (0.5)) *1E12
IReq=( (4*K*T/Req)** (0.5)) *1E12
```

CKT

```
!*****
!ESPECIFICACAO DO LAYOUT DO FRONT-END
!-----
```

```
!Caracteristicas do substrato
MSUB ER=10.50 H=0.635 T=0.017000 RHO=0.69 RGH=0
TAND TAND=2.3E-3
```

```
!Fotodiodos ABB HAFO 1A227
```

```
!Fotodiodo #1
CAP 110 0 C^Cph1_1
RES 110 111 R^Rph_1
IND 111 112 L^Lph_1
CAP 112 0 C^Cph2_1
!Fotodiodo #2
CAP 120 0 C^Cph1_2
RES 120 121 R^Rph_2
IND 121 122 L^Lph_2
CAP 122 0 C^Cph2_2
```

```
!Fontes de Ruído dos Fotodiodos
```

```
VCCS 97 110 0 111 M^IRph1 A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
VCCS 98 120 0 121 M^IRph2 A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
```

```
!Balanceamento
```

```
MLIN 112 113 W^Wpre L^Lpre1
MCORN 113 114 W^Wpre
MLIN 114 115 W^Wpre L^Lpre2
MSTEP 115 116 W1^Wpre W2^Wbal
MLIN 116 117 W^Wbal L^Lbal1
MCORN 117 118 W^Wbal
MLIN 118 119 W^Wbal L^Lbal2

MLIN 122 123 W^Wpre L^Lpre1
MCORN 123 124 W^Wpre
MLIN 124 125 W^Wpre L^Lpre2
MSTEP 125 126 W1^Wpre W2^Wbal
MLIN 126 127 W^Wbal L^Lbal1
MCORN 127 128 W^Wbal
MLIN 128 129 W^Wbal L^Lbal2
```

```
MTEE 119 129 20 W1^Wbal W2^Wbal W3^Wpad
```

```
!Malha da Sintonia
```

```
MLIN 20 21 W^Wpad L^Lcac
CAP 21 23 C^Cac
! CAP 23 666 C=10
! MLIN 666 000 W=1.25 L^Lcac
```

```

MTEE 26 27 28      W1^Wtun1 W2^Wtun3 W3^Wtun2
MLIN 23 26        W^Wtun1  L^Ltun1
MLIN 28 85        W^Wtun2  L^Ltun2
MLIN 27 32        W^Wtun3  L^Ltun3
RES   86 600      R^Req
MLIN 85 86        W=1.5    L=1.5    !R=3.0
MLIN 600 0        W=1.5    L=1.5    !1.5
VCCS 99 86 0 600 M^IReq   A=0      R1=0     R2=0     F=0     T=0
    
```

!Malha de gate

```

CAP 32 33        C^Cac
MLIN 33 34        W^Wpad   L^Lcac
MTEE 34 35 36    W1^Wpad  W2=0.56  W3=1.5
MLIN 36 37        W=1.5    L=3
RES   37 38      R^Rpg
VCCS 90 38 0 37  M^IRpg   A=0      R1=0     R2=0     F=0     T=0
MTEE 38 39 40    W1=1.5   W2=1.5   W3=2.55
CAP 40 41        C^Cal
MLIN 41 0        W=2.55   L=3.0
MLIN 35 50      W=0.56   L=1
    
```

!Malha de dreno

```

MLIN 58 70        W=0.56   L=1
MTEE 70 71 72    W1=0.56  W2^Wpad  W3=1.5
MLIN 72 550      W=1.5    L=3.0
MLIN 550 73      W=1.5    L=0.4    !3.0+0.4
RES   73 74      R^Rpd
VCCS 96 74 0 73  M^IRpd   A=0      R1=0     R2=0     F=0     T=0
MTEE 74 75 76    W1=1.5   W2=1.5   W3=2.55
CAP 76 77        C^Cal
MLIN 77 0        W=2.55   L=3.0
CAP 71 78        C^Cac
MLIN 78 520      W^Wpad   L^Lcac   !1.6
MLIN 520 79      W^Wpad   L=.5     !1.6+0.5
MLIN 79 80      W=0.56   L=1.2    !1.1
MTEE 80 500 82   W1=0.56  W2=0.56  W3=0.56
MLSC 82          W=0.56   L=5.2    !5.3
MLIN 500 501     W=0.56   L=4.4    !4.3
MTEE 501 81 502  W1=0.56  W2=0.56  W3=0.56
MLIN 502 503     W=0.56   L=4       !//
MCORN 503 504    W=0.56
MLIN 504 505     W=0.56   L=4       !--
MCORN 505 506    W=0.56
MLIN 506 507     W=0.56   L=4       !//
MCORN 507 508    W=0.56
MLIN 508 509     W=0.56   L=4       !--
MCORN 509 510    W=0.56
MLSC 510         W=0.56   L=3       !//
MLIN 81 83      W=0.56   L=1.5
    
```

! Modelo do FET NE 71084

```

CAP 50 0          C^Cgsp
IND 50 51         L^Lg
RES 51 52         R^Rg
CAP 52 54         C^Cgs
RES 52 54         R^R2
RES 54 55         R^Rc
CAP 52 53         C^Cgd
CAP 53 54         C^C2
VCCS 52 53 54 55 M^gm     A=0      R1=0     R2=0     F=0     T=0
RES 55 56         R^Rs
IND 56 0          L^Ls
RES 53 55         R^Rds
RES 53 57         R^Rd
IND 57 58         L^Ld
CAP 58 0          C^Cds
    
```

!Fontes de Ruído do FET

```

VCCS 91 51 0 52  M^IRg   A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
VCCS 92 52 0 55  M^Ig    A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
VCCS 93 56 0 55  M^IRs   A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
VCCS 94 55 0 53  M^Id    A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
VCCS 95 53 0 57  M^IRd   A=0 R1=0 R2=0 F=0 T=0
    
```

!Conector SMA de Saída

```

TLIN 83 84      Z=50 E=45 F=2
    
```

```

#####
!Definicoes para Analise de Ganho e Estabilidade do FET NE71084

DEF13P 110 120 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 84 AMPFET

AMPFET 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 FET1

AMPFET 110 120 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 84

!Fontes de Corrente dos Fotodiodos
VCCS 101 110 0 0 M=1 A=0 R1=0 R2=1e6 F=0 T=0
VCCS 102 120 0 0 M=1 A=0 R1=0 R2=1e6 F=0 T=0
    
```

```

#####
!Definicoes para Analise das Fontes de Ruído do Front-end

DEF13P 101 102 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 84 FRONT

FRONT 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 AMP

FRONT 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 FGATE

FRONT 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 FDRENO

FRONT 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 RFGATE

FRONT 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 RFDRENO

FRONT 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 RFSOURCE

FRONT 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 2
DEF2P 1 2 RGPOL

FRONT 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 2
DEF2P 1 2 RDPOL

FRONT 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 2
DEF2P 1 2 RPH1

FRONT 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 2
DEF2P 1 2 RPH2

FRONT 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 2
DEF2P 1 2 REQU
    
```

```

PROC
!Calculo das Densidades Espectrais de Ruído
RG = FGATE/AMP
RD = FDRENO/AMP
RRG = RFGATE/AMP
RRD = RFDRENO/AMP
RRS = RFSOURCE/AMP
RRGP = RGPOL/AMP
RRDP = RDPOL/AMP
RRPH1 = RPH1/AMP
RRPH2 = RPH2/AMP
RREQU = REQU/AMP
    
```

```

OUTVAR
!Calculo das Densidades de Ruído Totais
RGN = RG MAG[S21]
RDN = RD MAG[S21]
RRGN = RRG MAG[S21]
RRDN = RRD MAG[S21]
RRSN = RRS MAG[S21]
RRGPN = RRGF MAG[S21]
RRDPN = RRDP MAG[S21]
RRPHN1= RRPH1 MAG[S21]
RRPHN2= RRPH2 MAG[S21]
RREQUN= RREQU MAG[S21]
GANHO = AMP DB[S21]
    
```

```

OUTEQN
RFETI = (RGN**2 + RDN**2)**(0.5) !FET Interno
RFETT = (RFETI**2 + RRGN**2 + RRDN**2 + RRSN**2)**(0.5) !FET Total
    
```

```

RREST = (RRGPN**2 + RRDPN**2)**(0.5)           !Resis. pol.
RPHT = (RRPHN1**2 + RRPHN2**2)**(0.5)         !Fotodiodos
RTOT = (RFETT**2 + RREST**2 + RPHT**2 + RREQUN**2)**(0.5) !RUIDO TOTAL
TRANS = GANHO-6

OUT
!Estudo do Front-end sem ruído
OUTEQN MAG[TRANS] GR1
OUTEQN MAG[RTOT] GR1A
AMP DB[S22] GR2
OUTEQN MAG[TRANS] GR2A
FET1 DB[S21] GR8
FET1 DB[S11] GR8
FET1 DB[S22] GR8

!Estudo de estabilidade
! FET1 SB1 SC2
. FET1 SB2 SC2
AMP S22 SC2

!Análise de Ruído
RG MAG[S21] GR3
RD MAG[S21] GR3
RRG MAG[S21] GR4
RRD MAG[S21] GR4
RRS MAG[S21] GR4
RRGP MAG[S21] GR5
RRDP MAG[S21] GR5
RREQU MAG[S21] GR5
RRPH1 MAG[S21] GR6
RRPH2 MAG[S21] GR6

OUTEQN MAG[RFETT] GR7
OUTEQN MAG[RREST] GR7
OUTEQN MAG[RPHT] GR7
OUTEQN MAG[RTOT] GR7

FREQ
SWEEP 1.0 3.0 0.05 !Varrimento
! STEP 0.1 1.0 15.0 !Estudo de estabilidade

GRID
FREQ 1.0 3.0 0.1
GR1 30 48 2
GR1A 4 10 1
GR2 -35 5 1
! GR2A 40 50 1

OPT
! TRANS DB[S21]>42
! RTOT DB[S21]<7

YIELD
! FREQ 1.6 2.4
! YIELD SENS
! TRACE ALL

OUTEQN MAG[TRANS]>42
OUTEQN MAG[TRANS]<46
! OUTEQN MAG[RTOT]<7
! AMP DB[S22]<-10

OUTEQN MAG[TRANS] PH1
OUTEQN MAG[RTOT] PH2
AMP DB[S22] PH3

```

Apêndice-A7: Rotina p/ Simulação da Pe

```

Sinc[x_]:=Sin[Pi*x]/(Pi*x)
Q[m_,a_,b_]:=NIntegrate[x*(x/a)^(m-1)*Exp[-((x^2+a^2)/2)]*BesselI[m-1,a*x],{x,b,Infinity}]
Fdp0[y_,n2_,m_]:=N[1/(n2^(m)*2^(m)*Gamma[m])*y^(m-1)*Exp[-y/(2*n2)]]
Fdp1[y_,s2_,n2_,m_]:=N[(1/2*n2)*(y/s2)^((2*m-2)/4)*Exp[-(s2+y)/(2*n2)]*BesselI[m-1,Sqrt[y]*Sqrt[s2]/n2]]
Fdpdf[df_,d_,m_]:=1/Sqrt[d*m]*Exp[df^2*Pi*(d*m)]
(*Pe SEM RUIDO DE FASE *)
Pe1[g_,b_,m_]:=1-Q[m,Sqrt[2*g],Sqrt[b]]
Pe0[g_,b_,m_]:=N[Exp[-b/2]*Sum[1/k!*(b/2)^k,{k,0,m-1}]]
Pe[g_,b_,m_]:=1/2*(Pe0[g,b,m]+Pe1[g,b,m])
Pem[g_,m_]:=FindMinimum[Pe[g,b,m],{b,g/2,g}]
(* Aproximacao exponencial *)
Peap[g_]:=1/2*N[Exp[-g/4]]
(* Aproximacao gaussiana *)
G[y_,s2_,n2_,m_]:=N[1/(Sqrt[2*Pi*(4*m*n2^2+4*s2*n2)])*Exp[-(y-s2)^2/(2*(4*m*n2^2+4*n2*s2))]]
Peg[s2_,n2_,m_]:=N[1/2*Erf[s2/((Sqrt[4*m*n2^2]+Sqrt[4*m*n2^2+4*n2*s2])*Sqrt[2]),Infinity]]
(* Pe COM RUIDO DE FASE *)
(* Modelo delta em frequencia, filtro sinc(t) *)
Pelf1[pe1_,d_,m_]:=1/2*Erfc[Sqrt[Pi*m/d]/2]+pe1
(* Modelo desvio de f cte, filtro sinc(t) *)
Snf[g_,f_,m_]:=g*(NIntegrate[Sin[Pi*(u+f)/m]/(Pi*(u+f)/m),{u,-m/2,m/2}])^2/(NIntegrate[Sin[Pi*(u+0.001)/m]/(Pi*(u+0.001)/m),{u,-m/2,m/2}])^2
Pelf3[g_,d_,b_,m_]:=NIntegrate[(1-Q[m,Sqrt[2*Snf[g,df,m]],Sqrt[b]])*Fdpdf[df,d,m],{df,-Infinity,Infinity}]
Pef3[g_,f_,b_,r_]:=1/2*Pe0[g,b,r]+1/2*Pelf3[g,f,b,r]
(* Modelo desvio de f cte, filtro sinc(f) *)
Pelr3[g_,d_,b_,m_]:=NIntegrate[(1-Q[m,Sqrt[2*g*Sinc[2*df/r]^2],Sqrt[b]])*Fdpdf[df,d,m],{df,-Infinity,Infinity}]
Pelr3[g_,f_,b_,r_]:=1/2*Pe0[g,b,r]+1/2*Pelr3[g,f,b,r]
(* Pe aproximacao ruido termico gaussiano, desvio de f cte, filtro sinc(f) *)
Pelr2[g_,f_,b_,r_]:=2*NIntegrate[1/2*Erfc[{r*g*Sinc[2*df/r]^2-b/2}/Sqrt[2*r*g*Sinc[2*df*r]^2]]*Fdpdf[df,f,r],{df,0.001,Infinity}]
Pelr2[g_,f_,b_,r_]:=1/2*Pe0[g,b,r]+1/2*Pelr2[g,f,b,r]
(* Pe aproximacao ruido termico gaussiano, desvio de f cte, filtro sinc(t) *)
Pelf2[g_,f_,b_,r_]:=2*NIntegrate[1/2*Erfc[{r*Snf[g,df,r]-b/2}/Sqrt[2*r*Snf[g,df,r]]]*Fdpdf[df,f,r],{df,0.001,Infinity}]
Pelf2[g_,f_,b_,r_]:=1/2*Pe0[g,b,r]+1/2*Pelf2[g,f,b,r]
(* Modelo saida gaussiana, filtro sinc(f) *)
Snfi[g_,f_,r_]:=1.414213562373095*(-1.+2.718281828459045^((-3.141592653589793*f)/r)*r^(1/2))/((2.*(1.-1./2.718281828459045^((6.283185307179587*f)/r))-0.01388888888888889*(1.-1./2.718281828459045^((3.141592653589793*f)/r)))+(9.86960440108936*f^2)/r^2-(17.27875959474386*f)/r-(16.75516081914556*f)/(2.718281828459045^((3.141592653589793*f)/r)*r))+48.70454551700122*f^4)/(g^2*r^2)+(19.73920880217871*f^2*(-1.+2.718281828459045^((-3.141592653589793*f)/r)+(3.141592653589793*f)/r))/(g*r)^(1/2)+(6.978864199638879*f^2)/(g*r)
Pefi[g_,f_,r_]:=0.5*N[Erfc[Snfi[g,f,r]/Sqrt[2],Infinity]]
Pefim[g_,f_]:=FindMinimum[Pefi[g,f,r],{r,1,1+15*f}]

```


(* Aproximacao de desvio de f nulo *)

$S_{nfiap}[g_] := N[\text{Sqrt}[0.5] / \{\text{Sqrt}[1 / (2 * g^2) + 1/g] + 1 / (g * \text{Sqrt}[2])\}]$

$P_{efiap}[g_] := 0.5 * N[\text{Erf}[S_{nfiap}[g] / \text{Sqrt}[2], \text{Infinity}]]$

Apêndice-A8: Layout do 'front-end' e montagem de teste

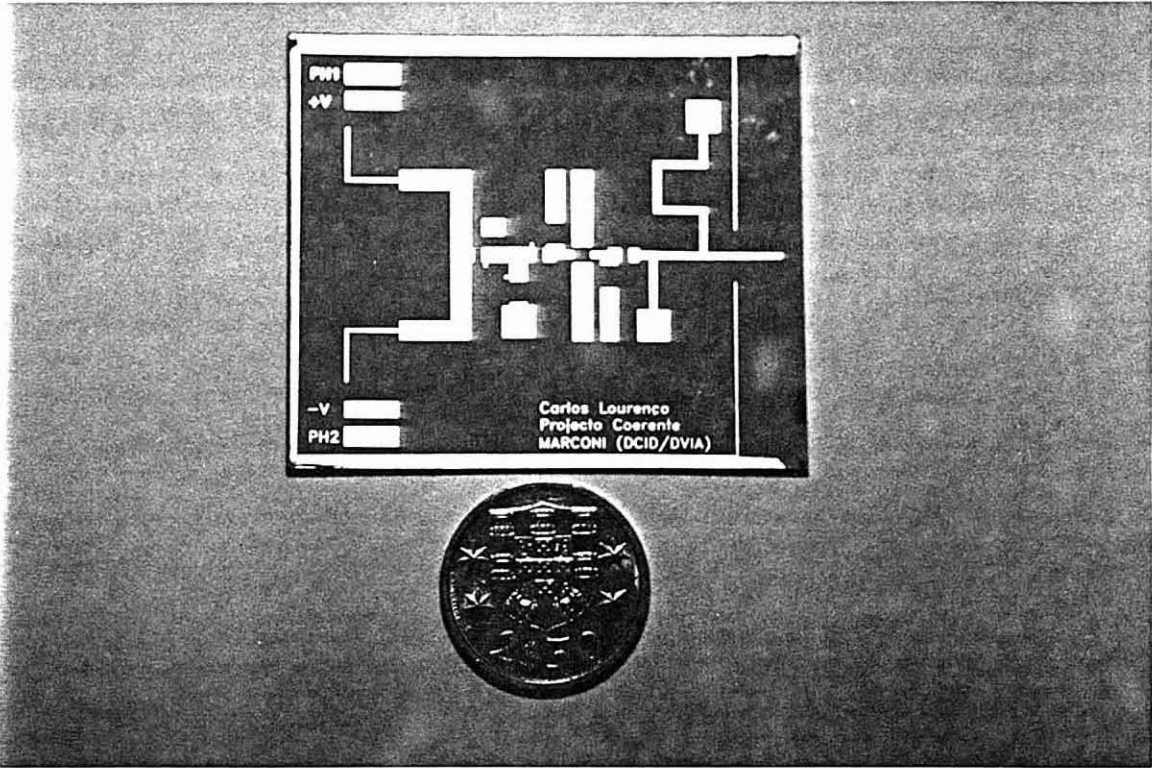


Figura-A8.1: Foto do layout do 'front-end' óptico balanceado e sintonizado

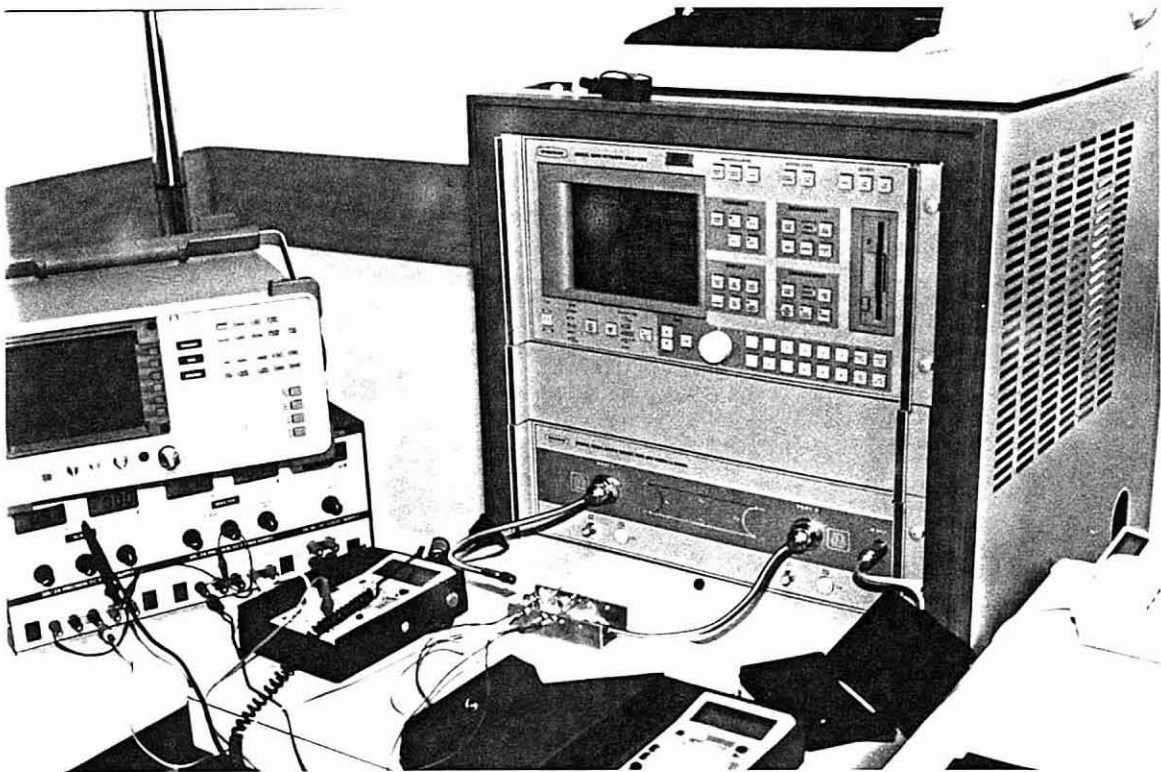


Figura-A8.2: Foto da bancada de ensaio utilizada para medir o |S22| e verificar a estabilidade do 'front-end'

Referências

- [ABBA85] G. Abbas *et al.*, "A dual-detector optical heterodyne receiver for local oscillator noise suppression" *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-3, No. 5, October 1985
- [ALAI88] A. Cappy, "Noise Modeling and Measurement Techniques", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No. 1, 1988
- [BATC91] C. Batchellor *et al.*, "The RACE 1010 CMC Demonstrator", *EFOC Proceedings*, 1991
- [CHEN90] Y. Cheng, "Multi-Channel DPSK coherent optical communication systems", *Eletron. Lett.*, Vol. 26, N° 17, 1990
- [CHIE92] Y. Chieng *et al.*, "Ultra Low-Noise pin-HEMT Optical Front-End With SPICE Noise Modelling", *Elect. Letters*, Vol. 28, No. 12, 1992
- [GAMB89] P. Gambini, "Accurate meas. of the FM resp. in mag. and phase of different DFB laser struc.", *SPIE Vol. 1175*, 1989
- [GARR86] I. Garrett *et al.*, "Theoretical Analysis of Heterodyne Optical Receivers for Transmission Systems Using (Semiconductor) Lasers with Nonnegligible Linewidth", *J. Lightwave Technol.*, N°3, 1986, p. 323
- [GARR88] I. Garrett, "Weakly coherent optical systems using lasers with significant phase noise", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, 1988, p.1520-1526
- [GLAN87] B. Glance, "Polarization Independent Coherent Optical Receiver", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, No.2 , 1987
- [GONZ84] G. Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers analysis and design", Prentice-Hall, 1984
- [GRAD65] I. Gradshteyn *et al.*, "Tables of integrals, series and products", Academic Press, 4th edn, 1965
- [HOOI88] P. Hooijmans, "Penalty Free Biphase Linecoding for Pattern Independent FSK Coherent Transmission Systems", *J. Lightwave Technol.*, N°3, 1988, p. 323
- [JACO85] G. Jacobsen *et al.*, "Error-rate floor in optical ASK heterodyne systems caused by nonzero (semiconductor) laser linewidth", *Electron. Lett.*, 21, 1985
- [JACO87] G. Jacobsen *et al.*, "Theory for heterodyne optical ASK receivers using square-law detection and post detection filtering", *IEE Proceedings J.*, Vol. 134, No.5, October 1987)
- [JACO90] G. Jacobsen *et al.*, "Tuned 'front-end' design for heterodyne optical receivers", *JLT*, Vol. 7, N°1, 1990
- [KAZO89] L. Kazovsky, "Multichannel CPFSK coherent optical communications systems", *J. Lightwave Tech.*, Vol. LT-7, 1989
- [LOU92A] C. Lourenço, J.F. Rocha, H. Silva, "Projecto Coerente: Relatório de Actividades de 1992", 1992

- [LOU92B] C. Lourenço, "Projecto Coerente: Primeira Versão do Protótipo a Implementar", 1992
- [LOUR91] C. Lourenço *et al.*, "Ponte Remota por Fibra Óptica para Redes Ethernet", Revista Comunicações, APDC, Fevereiro 1991
- [LOUR92] C. Lourenço *et al.*, "Aspectos tecnológicos do projecto COERENTE", 4º Congresso das Comunicações, APDC, Lisboa, 1992
- [LOUR93] C. Lourenço, "Coherent Lightwave Communications: Application Perspectives in Submarine Cable Systems", SUBOPTIC'93, 29/3-2/4, Versailles, France, 1993
- [OKOS88] T. Okoshi *et al.*, "Coherent Optical Fiber Communications", KTK Scientific Publishers, 1988, Tokyo
- [PERS73] S. Personick, "Receiver design for digital fiber optical communication systems, Parts I and II", Bell Systems Technical Journal, Vol. 52, Nº 6, 1973
- [PIRE90] J. Pires, "Contribution to the deliverable R1051 WP1200.5: CMC Applications", IST-UAV Internal Document, Dec. 1990
- [PIRE91] J. Pires, F. Rocha, "Carrier Recovery and Filtering in Optical BPSK Heterodyne Systems Disturbed by Phase Noise From External Cavity Semiconductor Lasers", IEE Proceedings-J, Vol. 138, No. 4, 1991
- [PLAA90] V. Plaats, "R1051 Deliverable 1200.5: CMC Applications: Architectures, Techniques and Cost Aspects", 1990
- [POSP89] M. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence", IEEE TMTT, Vol. 37, Nº9, 1989
- [PUCE75] R. Pucel *et al.*, "Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field-Effect Transistors", Advances in Electronics and Electron Physics, Vol. 38, Academic Press, 1975
- [RRIB92] R. Ribeiro, C. Lourenço, "Simulação de sistemas de transmissão", 4º Congresso das Comunicações, APDC, Lisboa, 1992
- [RRIB93] R. Ribeiro, C. Lourenço, "Project and analysis of optical communication systems with SCORE", SUBOPTIC'93, 29/3-2/4, Versailles, France, 1993
- [SCHW66] M. Schwartz *et al.*, "Communication systems and techniques", McGraw-Hill, Chap. 3, 1966
- [SUNA89] H. Sunak, "Polarization Diversity and Scrambling Techniques for Coherent Systems", SPIE Vol. 1175, 1989
- [VIOL92] M. Violas, A. Duarte, "Ultra Broadband Receivers: A Comparative Study", SPIE International Symposium, Boston 1992
- [WATA89] S. Watanabe *et al.*, "Recent Progress on PSK Coherent Systems at Fujitsu Laboratories", SPIE Vol. 1175, 1989