Recuperação de Relógio em Sistemas Multigigabit

Mário José Neves de Lima

Departamento de Electrónica e Telecomunicações

Universidade de Aveiro

Abril 1998

Recuperação de Relógio em Sistemas Multigigabit

Mário José Neves de Lima

Dissertação realizada sob a orientação do Professor Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha, com vista à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações pela Universidade de Aveiro.

Universidade de Aveiro, Abril 1998

Aos meus Pais

Agradecimentos

Desejo expressar o meu reconhecido agradecimento ao Professor José R. Ferreira da Rocha que propôs e orientou esta Dissertação de Mestrado. Agradeço também o seu apoio na revisão dos vários capítulos que muito contribuiu para melhorar a redacção desta Dissertação.

Um agradecimento especial ao Eng. Paulo Monteiro, co-orientador deste Mestrado, pela grande colaboração no desenvolvimento de todo o trabalho e ainda pelas correcções e sugestões feitas ao texto agora apresentado.

Agradeço também ao Técnico Paulo Gonçalves pelo empenho demonstrado na construção dos protótipos, e ao Eng. António Teixeira pelo seu apoio e pela possibilidade de discutir alguns dos temas tratados.

Também um agradecimento para o Professor J. Nuno Matos pelas discussões técnicas no âmbito deste trabalho.

Finalmente um agradecimento para todos os familiares e amigos, em especial à Ana, que sempre me encorajaram ao longo deste trabalho.

Resumo

Esta dissertação insere-se na área de projecto e implementação de circuitos para uso em telecomunicações, mais especificamente de circuitos utilizados no sincronismo de sinais digitais a muito alta velocidade.

A essas taxas de transmissão a recuperação do sinal de relógio efectua-se usando geralmente uma estrutura em malha aberta. Outro facto importante a considerar a essas velocidades elevadas é a integração da unidade recuperadora, que apresenta muitas vantagens em termos de custo, tamanho, fiabilidade e desempenho, pelo que os circuitos construídos foram implementados no mesmo circuito integrado.

Assim, apresenta-se o projecto e caracterização de uma não-linearidade e de um amplificador sintonizado, implementados no mesmo circuito integrado monolítico de microondas, para serem usados num circuito recuperador de relógio em malha aberta a 20 Gsimb/s.

É também caracterizado o desempenho da unidade formada pelos dois circuitos projectados, ligados por um filtro de banda estreita previamente implementado, na recuperação do sinal de relógio em sistemas práticos.

A unidade de recuperação de relógio implementada destina-se a ser usada numa demonstração piloto de transmissão a muito alta velocidade, no âmbito do projecto SPEED (*Superhighway by Photonically and Electronically Enhanced Digital Transmission*) do programa ACTS.

Abstract

This thesis purpose is the design and implementation of circuits to be used in the synchronization of high bit rate digital signals.

At those bit rates clock recovery is usually done using an open-loop structure. Another important aspect to consider at those bit rates is the integration of the timing recovery circuit, that represents many advantages from the viewpoint of cost, size, reliability and performance. Motivated by this, the circuits were developed in the same integrated circuit.

Thus, it is presented the design and experimental characterization of a nonlinear circuit and a tuned amplifier, developed in the same monolithic microwave integrated circuit, to be used in a 20 Gsymb/s open-loop clock recovery unit.

Performance assessment of the clock recovery unit consisting of the two designed circuits and a narrow bandpass filter previously implemented is also carried out, in pratical systems.

The implemented clock recovery unit is to be used in a high speed experimental demonstration, supported by the European Community through the SPEED (*Superhighway by Photonically and Electronically Enhanced Digital Transmission*) project of the program ACTS.

Índice

Capítulo 1 - Introdução

1.1 Enquadramento e motivações 1.1

1.2 Objectivos 1.4

1.3 Estrutura 1.4

1.4 Contribuições da Dissertação 1.5

Capítulo 2 - Recuperação de Relógio em Malha Aberta

2.1 Introdução 2.1

2.2 Descrição do funcionamento 2.2

2.3 Estudo do desempenho 2.2

2.3.1 Codificação binária NRZ 2.3

2.3.1.1 Análise qualitativa 2.3

2.3.1.2 Análise quantitativa 2.9

2.3.1.2.1 Caso geral 2.9

2.3.1.2.2 Casos particulares 2.16

2.3.1.2.2.1 Adição de ruído Gaussiano 2.16

2.3.1.2.2.2 Utilização de NLC não-balanceado 2.17

2.3.2 Outros códigos de linha (multinível, RZ) 2.18

2.4 Conclusões 2.19

Capítulo 3 - Projecto de um Circuito Recuperador de Relógio em Malha Aberta

3.1 Introdução 3.1

3.2 Projecto de um circuito não linear 3.2

3.2.1 Andar quadrador 3.3

3.2.2 Andar de entrada 3.5

3.2.3 Andar de saída 3.6

3.2.4 Circuito final 3.8

3.3 Projecto de um amplificador sintonizado 3.10

3.3.1 Escolha do HEMT e sua polarização 3.10

3.3.2 Construção de um andar de amplificação 3.13

3.3.3 Circuito final 3.15

3.4 Descrição do filtro de banda estreita usado 3.19

3.5 Conclusões 3.21

Capítulo 4 - Resultados de Simulação dos Circuitos Projectados

4.1 Introdução 4.1

4.2 Não-linearidade 4.1

4.2.1 Simulação não-linear 4.4

4.2.2 Simulação linear 4.6

4.2.3 Análise de Monte-Carlo 4.7

4.2.4 Análise da estabilidade 4.8

4.3 Amplificador 4.9

4.3.1 Parâmetros S 4.9

4.3.2 Análise de Monte-Carlo 4.12

4.3.3 Figura de ruído 4.13

4.3.4 Análise da estabilidade 4.14

4.4 Conclusões 4.15

Capítulo 5 - Desempenho do Circuito Recuperador de Relógio Projectado (Simulação)

5.1 Introdução 5.1

5.2 Ruído de fase intrínseco 5.3

5.2.1 Codificação binária NRZ 5.3

5.2.2 Codificação Multinível (4 níveis) 5.5

5.2.3 Conclusões 5.5

5.3 Recuperação do relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade 5.6

5.3.1 Optimização do desempenho do CRU 5.8

5.3.1.1 Recuperação do relógio antes do filtro igualador 5.9

5.3.1.2 Recuperação do relógio depois do filtro igualador 5.9

5.3.1.3 Conclusões 5.10

5.3.2 Dependência do desempenho do CRU com o ruído 5.11

5.4 Conclusões 5.13

Capítulo 6 - Caracterização Experimental dos Circuitos Implementados

6.1 Introdução 6.1

6.2 Resultados do circuito não-linear 6.2

6.2.1 Resposta não-linear 6.2

6.2.2 Resposta linear 6.6

6.3 Resultados do filtro de banda estreita 6.7

6.4 Resultados do amplificador 6.8

6.5 Conclusões 6.11

Capítulo 7 - Desempenho do Circuito Recuperador de Relógio Implementado

7.1 Introdução 7.1

7.2 Ruído de fase intrínseco 7.3

7.2.1 Codificação binária NRZ 7.3

7.2.2 Codificação Multinível (4 níveis) 7.5

7.3 Ruído de fase do relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade 7.6

7.4 Conclusões 7.8

Capítulo 8 - Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro 8.1

Apêndices

A - Simulador de Sistemas SCORE A.1

B - Descrição dos Modelos Usados no SCORE

B.1 Geradores de sequências pseudo-aleatórias B.1

B.1.1 Sequência NRZ B.1

B.1.2 Sequência multinível (4 níveis) B.1

B.2 Laser semicondutor B.2

B.3 Fibra óptica B.4

B.4 Amplificador óptico B.5

B.5 Fotodetector B.6

B.6 Filtro igualador DST B.7

B.7 Circuito recuperador de relógio B.7

B.7.1 Pré-Filtro B.7

B.7.2 Circuito não-linear B.8

B.7.3 Amplificador sintonizado e NBPF B.9

C - Projecto dos Circuitos Auxiliares ao Monolítico

C.1 Interligação do monolítico aos circuitos externos C.1

C.2 Fonte de alimentação sequencial C.4

Glossário de Acrónimos G.1

Lista de Símbolos L.1

Referências R.1

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento e motivações

A sincronização de sinais tem sido objecto de variados estudos, na maioria motivados pela necessidade de, no receptor, se possuir um sinal com características de fase e/ou frequência semelhantes à portadora e/ou relógio utilizados no emissor[Ben, Row, Byr, Man, Bub, Fra, Gar, Bur, How]. O problema da sincronização de relógio revela-se particularmente importante à medida que se avança para ritmos de transmissão elevados. Em comunicações digitais a alta velocidade um dos subsistemas mais críticos na unidade de recepção é o circuito recuperador de relógio[Run] (CRU: *Clock Recovery Unit*), sendo o seu desempenho de fundamental importância na recuperação da informação recebida. Este tem a importante função de indicar com grande exactidão (ordem de picosegundos em sistemas multigigabit) o ponto mais favorável de amostragem do sinal recebido e de controlar as unidades síncronas de recepção, como as unidades de desmultiplexagem.

Nos últimos anos, serviços tais como video-conferência, redes de dados de alta velocidade, TV cabo de alta definição e redes integradas multi-serviço têm solicitado um constante aumento da velocidade de transmissão dos dados, pelo que o problema da recuperação de relógio tem sido mais do que nunca discutido e analisado, na tentativa de se encontrarem soluções que melhorem o desempenho do CRU e consequentemente do sistema em que está incluído [Yam, Wan, Mon, Ono, Ima, Mon1, Bri, Pat, Yoo, Ehr, Wan1].

Na grande maioria dos casos, a sincronização do circuito receptor é efectuada usando um sinal de relógio extraído do sinal digital recebido. Se esse sinal tiver um formato do tipo retorno a zero (RZ: *Return to Zero*), a operação de recuperação do sinal de relógio poderá ser efectuada filtrando o sinal recebido à frequência de transmissão B=1/T, usando para o efeito um filtro passa-banda, de banda estreita (NBPF: *Narrow BandPass Filter*), uma vez que esse tipo de sinais contém uma risca espectral a essa frequência[Bur].

Por outro lado, quando se usa uma codificação binária sem retorno a zero (NRZ: *Non Return to Zero*), a recuperação do sinal de relógio deixa de ser possível como descrito anteriormente, uma vez que o espectro desses sinais apresenta um nulo à frequência de transmissão e em todos os seus múltiplos. Nesta situação torna-se necessário o uso de estruturas mais complexas para a recuperação do relógio. Dado o carácter cicloestacionário de um sinal digital de dados é possível gerar uma componente discreta a partir do seu espectro contínuo, mediante uma operação não-linear apropriada que produz batimentos múltiplos desse espectro[Bub, Tri, Mat1]. Este tipo de processo resulta na estrutura clássica apresentada na Figura 1.1.

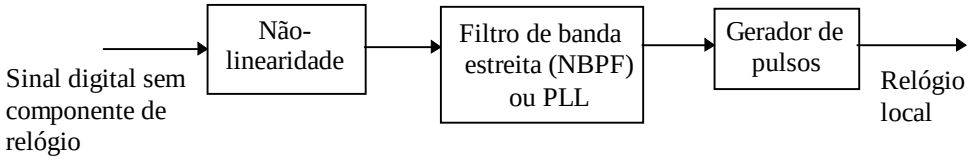


Figura 1.1 - Esquema convencional de recuperação de relógio

Como se observa na Figura 1.1, para a implementação de circuitos sincronizadores pode-se optar por uma estrutura em malha aberta[Byl], usando um filtro de banda estreita a seguir à não-linearidade, ou em malha fechada[Lin]. Estas últimas fazem uso do princípio de engate de fase (*phase lock*) e podem tomar uma variedade de formas tais como os sincronizadores baseados no princípio conhecido por máxima verosimilhança (*maximum likelihood trakers*)[Mal], sincronizadores "early late gate"[Sim]ou mais vulgarmente um circuito não-linear (NLC: *Nonlinear Circuit*) seguido por uma malha de engate de fase (PLL: *Phase Lock Loop*) convencional, como se observa na Figura 1.1. De um ponto de vista conceptual, a estrutura adaptativa é preferível, uma vez que apresenta capacidades inerentes de controle automático de frequência (AFC: *Automatic Frequency Control*),

permitindo uma baixa largura de banda sem perder capacidades de sintonia. Além disso, estes circuitos são facilmente integráveis. Contudo, para se obter o sinal de sincronismo de sinais digitais com ritmos de transmissão superiores a alguns Gbit/s, é usual o recurso a sistemas recuperadores de relógio em malha aberta, dado o custo e dificuldade de implementação de circuitos realimentados a essas frequências[Mat]. Para ritmos de transmissão entre 1 e 3 Gbit/s, os circuitos recuperadores de relógio em malha aberta são implementados essencialmente usando filtros que exploram a interferência de ondas acústicas superficiais (SAW: *Surface Acoustic Waves*)[Ros]. Para frequências mais elevadas os filtros SAW são de difícil implementação, uma vez que o espaço requerido entre eléctrodos é muito reduzido. A essas frequências utilizam-se normalmente filtros baseados em ressoadores dieléctricos (DR: *Dielectric Resonator*)[Mat, Mon, Mon1], apresentando boa estabilidade com a temperatura e perdas consideravelmente inferiores às obtidas usando filtros SAW. Além disso, devido à elevada constante dieléctrica, os filtros baseados em ressoadores dieléctricos, às frequências referidas, estão disponíveis em tamanhos reduzidos, permitindo a miniaturização do sistema de recuperação do relógio.

Esta dissertação insere-se na área de projecto e implementação de circuitos utilizados no sincronismo de sinais a uma elevada velocidade de transmissão (20 Gbit/s), usando, por isso, uma estrutura em malha aberta com um filtro de banda estreita baseado num ressoador dieléctrico.

Para a implementação dos circuitos, dado que se está a lidar com frequências elevadas, foi preferível, por forma a conseguirem-se circuitos compactos e fiáveis, a utilização de tecnologia monolítica integrada de microondas de Arsenieto de Gálio (GaAs MMIC: *Monolithic Microwave Integrated Circuit*). Esta tecnologia já foi aplicada em recuperadores de relógio a 10 Gbit/s[Ima] e recentemente a 20 Gbit/s[Wan1] tendo revelado excelentes desempenhos.

A motivação para o desenvolvimento de um recuperador de relógio em malha aberta a 20 Gbit/s, assentou no facto de, apesar de já terem sido implementados com sucesso CRUs a essa taxa de transmissão[Wan1, Mon1], haver necessidade de realizar uma estrutura integrada com características específicas, mais concretamente que o seu desempenho fosse optimizado para sistemas de transmissão usando codificação multinível a 20

Gsímb/s. O CRU construído não é completamente integrado uma vez que o ressoador dieléctrico para implementar o NBPF não pode ser integrado em tecnologia monolítica. O NBPF utilizado, que apresenta um excelente desempenho na prática, foi construído por Monteiro *et al*[Mon1]. Assim, integrou-se apenas os restantes constituíntes, nomeadamente um circuito não-linear e um amplificador sintonizado.

1.2 Objectivos

O principal objectivo deste trabalho é a implementação de um circuito recuperador de relógio, para sincronizar sistemas de elevada velocidade de transmissão, mais concretamente a trabalharem a 20 Gsimb/s, e que utilizem uma codificação de linha tal que o seu espectro tenha pouca potência associada à frequência de transmissão. Recorre-se, portanto, a uma estrutura em malha aberta, em que o filtro de banda estreita é implementado usando um ressoador dieléctrico.

O desenvolvimento do CRU regeu-se por dois objectivos principais: a sua integração e a optimização do seu desempenho para sistemas multinível, no sentido de o aproximar do seu desempenho usando codificação binária NRZ.

Como se referiu, o CRU não é completamente integrado, uma vez que o ressoador dieléctrico para implementar o NBPF não pode ser integrado monoliticamente. Para os outros constituintes do CRU, principalmente para a não-linearidade, vão-se estudar algumas opções de implementação, tendo em vista a simplificação, e consequente facilidade de integração, e o bom desempenho usando indiscriminadamente as codificações referidas.

1.3 Estrutura

Esta dissertação está dividida em oito capítulos que descrevem o projecto, construção e caracterização de um recuperador de relógio em malha aberta para a frequência de 20 GHz.

Assim, após o primeiro capítulo introdutório, descreve-se, no segundo capítulo, o funcionamento de um CRU em malha aberta, impondo-se restrições às características dos seus constituintes no sentido de minimizar o ruído de fase ou *jitter*, quando se usa

codificação binária NRZ, e analisando-se qual o efeito no seu desempenho quando se considera a adição de ruído Gaussiano e a utilização de uma não-linearidade não-balanceada, bem como de outras codificações de linha, que não a NRZ.

No terceiro capítulo procede-se ao projecto de um circuito não-linear não-balanceado e de um amplificador sintonizado em 20 GHz, num mesmo circuito integrado, usando-se tecnologia monolítica de Arsenieto de Gálio. É também descrito sucintamente o processo de implementação do NBPF que vai ser usado em conjunto com os dois circuitos referidos, para formarem o CRU em malha aberta pretendido.

No capítulo quarto apresentam-se os resultados das simulações efectuadas com os circuitos projectados usando o simulador de microondas HP-MDS[Mds, Mds1], que permitem verificar que os referidos circuitos cumprem as especificações pretendidas, e prever que o circuito recuperador de relógio por eles constituído permitirá a recuperação efectiva do sinal de relógio.

Seguidamente, no capítulo quinto, considerando os resultados de simulação do NLC e do amplificador, e os resultados experimentais do NBPF existente, constroem-se modelos para os constituintes do CRU, e avançam-se com estimativas para os valores de *jitter* esperados em sistemas práticos, usando o programa SCORE[Rib], e tratando posteriormente os ficheiros obtidos em Matlab[Mlab].

No sexto capítulo são apresentados os resultados experimentais dos constituintes do CRU, nomeadamente o NLC, o NBPF e o amplificador sintonizado, que permitem confirmar definitivamente que os referidos circuitos cumprem as especificações pretendidas.

Seguidamente, no capítulo sétimo, apresentam-se os valores medidos do *jitter* do sinal de relógio recuperado em sistemas práticos, comparado-os com os valores obtidos no capítulo 5.

Finalmente, no último capítulo, são apresentadas as principais conclusões.

1.4 Contribuições da Dissertação

As principais contribuições desta dissertação podem resumir-se no seguinte:

- Projecto, implementação e caracterização de uma não-linearidade não-balanceada capaz de gerar uma componente discreta à frequência de transmissão, a partir de uma sequência de dados cujo espectro apresente pouca potência a essa frequência, sem recorrer a um pré-filtro para formatar previamente o espectro do sinal à sua entrada;

- Projecto, implementação e caracterização de um amplificador sintonizado em 20 GHz, com um valor de ganho elevado a essa frequência e com bom decaimento fora da banda, capaz de amplificar o sinal de relógio para o nível de potência desejado, e atenuar a degradação provocada pelos modos espúrios do NBPF;

- Construção de um CRU em malha aberta para sistemas de transmissão a 20 Gsimb/s, usando codificações de linha cujo espectro apresente pouca potência à frequência de transmissão, que utiliza os dois circuitos referidos (NLC e amplificador) e um NBPF previamente implementado[Mon1], revelando um excelente desempenho na prática;

- Desenvolvimento de técnicas de projecto de circuitos de microondas lineares (amplificador) e não-lineares (NLC).

Capítulo 2

Recuperação de Relógio em Malha Aberta

2.1 Introdução

Neste capítulo vai-se começar por descrever o funcionamento de um CRU em malha aberta, indicando qual a contribuição de cada um dos seus constituintes para a recuperação do sinal de relógio.

Seguidamente, estuda-se em pormenor o seu desempenho quando se usa codificação binária NRZ, calculando o *jitter* do sinal de relógio recuperado e impondo restrições às características dos seus constituintes no sentido de o anular. O *jitter* do sinal de relógio é decomposto em duas partes: a parte gerada no CRU e a parte causada pelo *jitter* do sinal de entrada[Yoo]. O *jitter* gerado no CRU depende por sua vez de causas diversas tais como a forma do impulso elementar, a sequência particular de dados considerada e o ruído[Bub, Tri, Yoo, Bur]. O *jitter* que se vai considerar é o desvio de fase introduzido pelo CRU quando à sua entrada se tem uma sequência aleatória sem *jitter*, e sem se considerar o efeito do ruído. Em princípio é possível recuperar um sinal sem ruído de fase a partir de um sinal sem *jitter* e sem ruído, como se vai ilustrar brevemente. Contudo, num sistema prático tal resultado é muito difícil de conseguir devido às limitações da tecnologia usada para implementar o CRU.

Finalmente, analisa-se qual o efeito no desempenho do CRU quando se considera a adição de ruído Gaussiano, a utilização de uma não-linearidade não-balanceada e o uso de outras codificações de linha, que não o NRZ.

2.2 Descrição do funcionamento

O diagrama de blocos de um sistema recuperador de relógio em malha aberta é apresentado na Figura 2.1.

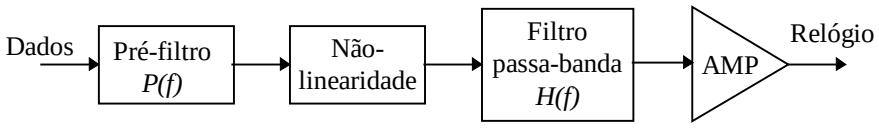


Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um sistema recuperador de relógio em malha aberta

Numa primeira fase o sinal à entrada do sistema é passado por um pré-filtro para limitação da banda do ruído e para a melhor formatação espectral do sinal. Devido à cicloestacionaridade dos sinais digitais, submetendo o sinal NRZ a uma operação não-linear é possível gerar uma componente discreta à frequência de transmissão[Bub, Tri]. O sinal de relógio será posteriormente extraído usando para o efeito um filtro passa-banda, de banda estreita, centrado à frequência de transmissão. Para velocidades de transmissão superiores a 5 Gbit/s os ressoadores dieléctricos constituem uma boa opção para a realização de filtros passa-banda, com factor de qualidade da ordem das centenas[Mon, Mon1]. Finalmente, o sinal passará por um amplificador sintonizado que pretende normalizar o nível de potência do sinal, atenuar a degradação provocada pelos modos espúrios do filtro com ressoador dieléctrico e isolar o circuito recuperador de relógio das unidades subsequentes.

2.3 Estudo do desempenho

Seguidamente vai-se estudar o desempenho de um recuperador de relógio em malha aberta, usando codificação binária NRZ, que é o caso mais geral, e depois verificar quais as alterações nesse mesmo desempenho quando se usam outras codificações.

2.3.1 Codificação binária NRZ

Começa-se por uma análise qualitativa que pretende ilustrar a função de cada um dos constituintes de um CRU em malha aberta, bem como estabelecer um conjunto de condições genéricas a que devem obedecer esses constituintes para se obter um sinal de relógio sem ruído de fase. Apresenta-se também uma análise mais profunda, em que se quantifica o *jitter* introduzido pelo recuperador nas condições referidas, ou seja, considerando à entrada uma sequência aleatória sem *jitter* e sem se considerar o efeito do ruído. São estudadas novamente as limitações a impor aos vários constituintes do CRU para se obter o sinal de relógio sem *jitter*, restringindo-se ainda mais as condições obtidas com a análise qualitativa.

2.3.1.1 Análise qualitativa

Para explicar qualitativamente o funcionamento de um CRU em malha aberta utiliza-se o proposto por J. J. O'Reilly[Rei], e mais tarde por Moura[Mou], para ilustrar as condições que permitem uma recuperação sem *jitter* do sinal de relógio.

Um sinal digital NRZ sem ruído e sem *jitter* pode ser representado por:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT) \tag{2.1}$$

onde $\{a_k\}$ é a mensagem, que se assume derivar de um processo estacionário de média não-nula com elementos independentes, *g(t)* é a forma do impulso elementar recebido e 1/T o ritmo de transmissão.
A equação (2.1) pode ser escrita da seguinte forma:

$$x(t) = g(t) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \delta(t - kT) \tag{2.2}$$

$$x(t) = g(t) * s(t) \tag{2.3}$$

onde * é a operação de convolução e $\delta(t)$ é a função delta de Dirac.

Invocando o corolário do teorema da amostragem, pode-se associar a *s(t)* um sinal em tempo real, *a(t)*, com banda limitada a $|f| < 1/2T$[Rei]. O espectro desse sinal, *A(f)*, é apresentado na Figura 2.2.

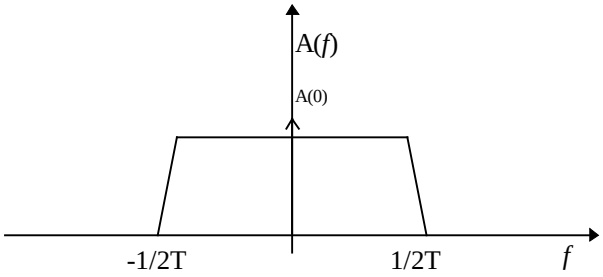


Figura 2.2 - Espectro ilustrativo da mensagem

Como *A(f)* é real, $A(f)=A^*(-f)$, ou seja *A(f)* é Hermitiano. Aqui, * significa conjugação complexa. Pode-se demonstrar que o espectro de *s(t)*, *S(f)*, é dado por[Rei]:

$$S(f) = \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A(f - \frac{r}{T}) \tag{2. 4}$$

e está apresentado na Figura 2.3.

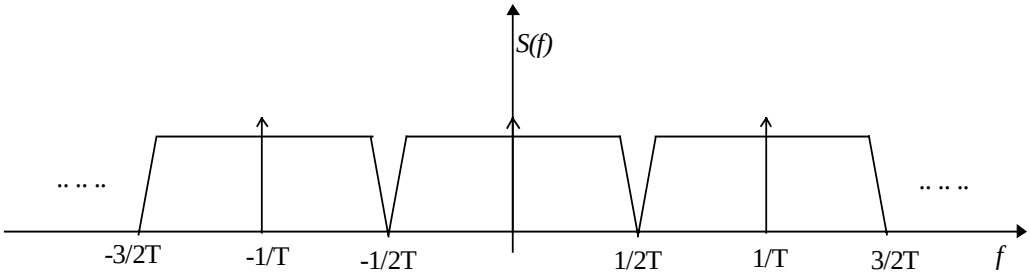


Figura 2.3 - Espectro *A(f)* repetido

Do apresentado anteriormente *S(f)* é Hermitiano e periódico, ou seja, $S(f)=S^*(-f)$ e $S(f)=S(f-n/T)$, $n=0, \pm1, \pm2, \ldots$ Como $x(t) = g(t) * s(t)$, $X(f) = G(f)S(f)$. Na Figura 2.4 apresenta-se o espectro de um sinal digital NRZ, resultante da multiplicação dos espectros *S(f)*, apresentado na Figura 2.3, e *G(f)*. Como se está a considerar um sinal NRZ com formato rectangular, *G(f)* é uma *sinc* com nulos à frequência de transmissão e em todos os seus múltiplos, o mesmo se verificando para *X(f)*, pelo que não se podia recuperar o sinal de relógio simplesmente filtrando *X(f)*.

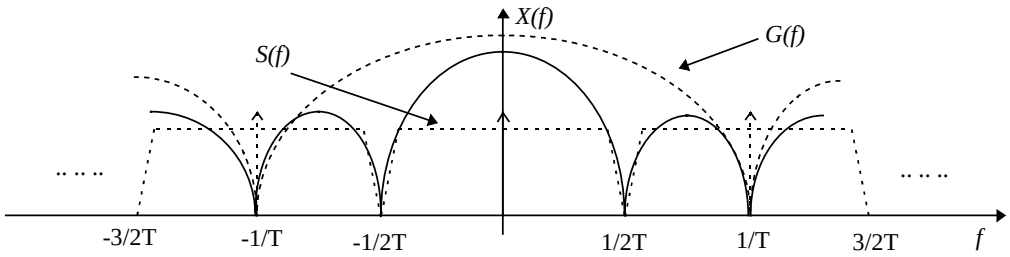


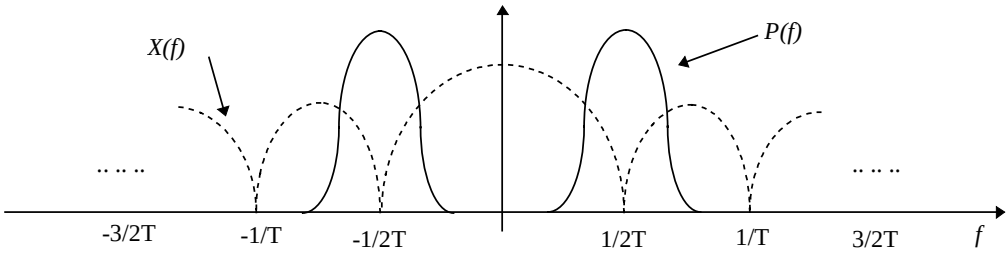
Figura 2.4 - Espectro de *x(t)*, $X(f)=S(f)G(f)$

Torna-se, portanto, necessário, conforme se referiu anteriormente, o uso de um circuito não-linear para gerar uma componente à frequência de relógio que será posteriormente filtrada, e de um pré-filtro que minimize o *jitter*.

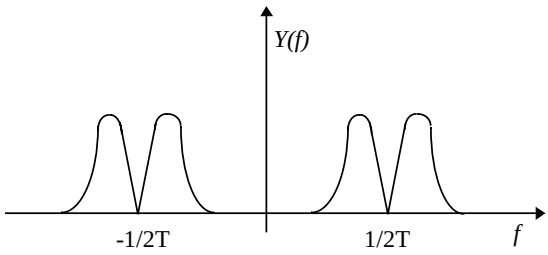
Vai-se assumir que a função de transferência do pré-filtro, *P(f)*, é tal que apresenta simetria Hermitiana nas partes positiva e negativa do seu espectro, à volta de $f=\pm1/2T$. À saída do pré-filtro teríamos então $Y(f)=X(f)P(f)=S(f)G(f)P(f)$, que apresenta também a simetria Hermitiana de *P(f)*[Rei], como se observa na Figura 2.5 *b)*. Observando *Y(f)* nessa figura, pode-se concluir que *y(t)* tem a forma de um sinal modulado em amplitude com supressão da portadora, DSB (*Double Side Band*), que pode ser expresso por:

$$y(t) = u(t)\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) \tag{2.5}$$

em que *u(t)* é o sinal modulante.



a)



b)

Figura 2.5 - Filtragem de *X(f)* para obter *Y(f)* com as simetrias desejadas. *a) X(f)* e resposta do pré-filtro, *P(f). b)* Espectro do sinal à saída do pré-filtro

Aplicando *y(t)* a uma não-linearidade quadrática, obtém-se:

$$z(t) = y^2(t)$$

$$= u^2(t)\cos^2\left(\frac{\pi t}{T}\right)$$

$$= \frac{1}{2}\left(\overline{u^2(t)} + u_o^2(t)\right)\left[1 + \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\right] \tag{2.6}$$

onde $\overline{u^2(t)}$ é o termo DC de $u^2(t)$ e $u_o^2(t)$ é o quadrado de *u(t)* sem o termo DC. O sinal representado pela equação (2.6) tem um espectro, *Z(f)*, semelhante ao apresentado na Figura 2.6.

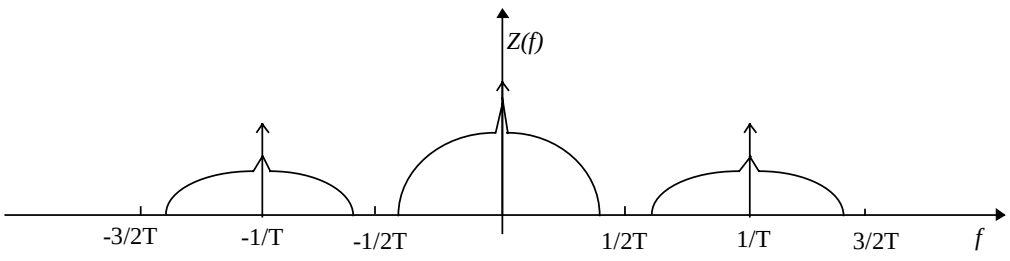


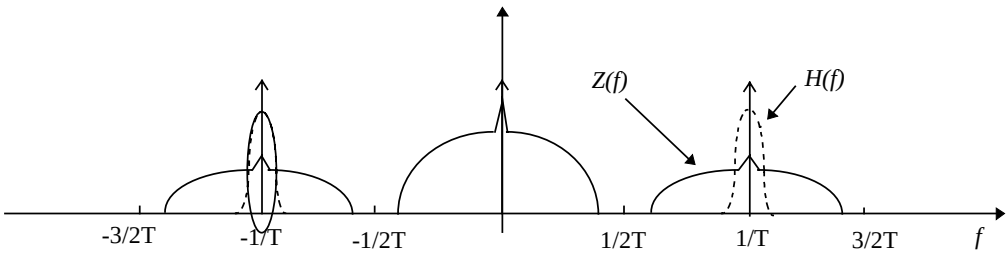
Figura 2.6 - Espectro do sinal à saída da não-linearidade quadrática

Como se pode constatar por observação da Figura 2.6 o sinal à saída do NLC já tem potência associada à frequência de transmissão. Aplicando este sinal a um filtro passa-banda (ver Figura 2.7 *a)*), *H(f)*, de banda estreita, tal que *Z(f)H(f)* apresente simetria Hermitiana em torno de *f*=±1/T e *H(f)* elimine as componentes de banda base[Rei], o sinal de relógio recuperado terá um espectro, *O(f)=Z(f)H(f)*, como o apresentado na Figura 2.7 *b)* que faz lembrar o espectro de um sinal modulado em amplitude (AM: *Amplitude Modulated*). No domínio do tempo o sinal à saída do recuperador de relógio pode ser escrito da seguinte forma:

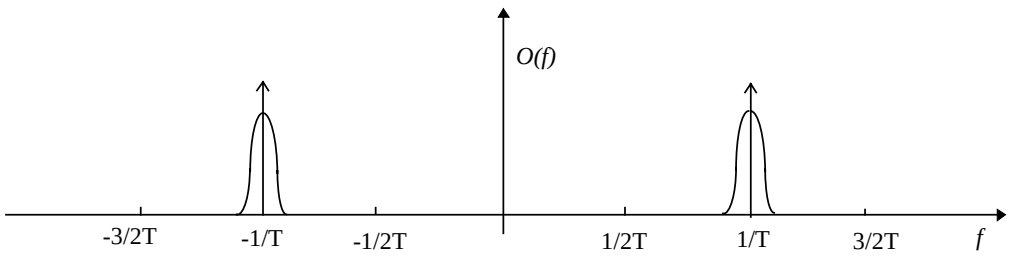
$$o(t) = \left[\overline{r(t)} + r_o(t)\right]\cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \theta\right) \tag{2.7}$$

onde $\overline{r(t)}$ representa a parte DC de *r(t)*, o sinal correspondente à parte contínua do espectro do sinal de relógio, $r_o(t)$ é igual a *r(t)* sem a componente DC e θ representa a fase determinística.

Um sinal com tal formato tem as passagens por zero claramente definidas, ou seja, o sinal de relógio recuperado tem associado *jitter* nulo, apesar da sua amplitude variar. A quantidade de perturbação na amplitude pode ser reduzida aumentando o factor de qualidade (Q: *Quality factor*) do filtro passa-banda, *H(f)*.



a)



b)

Figura 2.7 - Filtragem de *Z(f)* para obter *O(f)*. *a)* Espectro à saída da não-linearidade quadrática e resposta do filtro passa-banda. *b)* Espectro do sinal à saída do recuperador de relógio

Em resumo, e atendendo ao exposto anteriormente, as seguintes condições devem ser satisfeitas para se extrair um sinal de relógio sem *jitter* de uma sequência NRZ:

- O espectro do sinal à saída do pré-filtro deve apresentar simetria Hermitiana em torno de $f=\pm 1/2T$;
- O espectro do sinal à saída do filtro passa-banda deve apresentar simetria Hermitiana em torno de $f=\pm 1/T$;
- O filtro passa-banda *H(f)* deve eliminar as componentes DC e de banda base do sinal à saída da não-linearidade.

2.3.1.2 Análise quantitativa

No ponto anterior descreveu-se qualitativamente a extracção do sinal de relógio considerando codificação binária NRZ. Contudo, essa aproximação não nos permite quantificar a degradação introduzida pelo CRU no sinal de relógio recuperado caso não se verifiquem as condições que conduzem a uma situação sem *jitter*, como acontece na prática, pelo que se torna necessário efectuar uma análise mais detalhada. Começa-se então por quantificar o *jitter* introduzido pelo recuperador considerando a não existência de ruído e a utilização de um quadrador completo como não-linearidade. Numa fase posterior da análise estuda-se as consequências para o desempenho quando se consideram as situações muito frequentes na prática, referidas anteriormente: a adição de ruído Gaussiano e a utilização de um circuito não-linear não-balanceado.

2.3.1.2.1 Caso geral

Um sinal de relógio recuperado na prática apresenta um diagrama de olho semelhante ao ilustrado na Figura 2.8 *a)*.

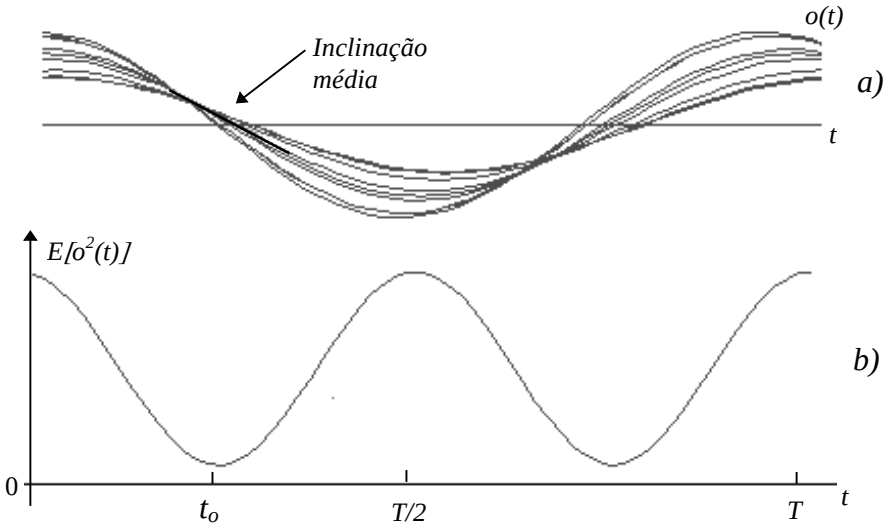


Figura 2.8 - Sinal de relógio recuperado (simulação de situação prática). *a)* Diagrama de olho. *b)* Variação do valor quadrático médio

Como se vê nesta figura, o sinal de relógio apresenta flutuações aleatórias na amplitude e na fase. O valor quadrático médio do sinal de relógio recuperado, $E[o^2(t)]$, é periódico e baixa para um valor mínimo na vizinhança das passagens por zero de $o(t)$, como indicado na Figura 2.8 *b)*. O que é proposto por Bubrouski *et al*[Bub] é que o valor mínimo de $E[o^2(t)]$ seja um indicador efectivo da quantidade de flutuação na posição das passagens por zero. O ponto t_o indicado na Figura 2.8 *b)*, no ou perto do valor quadrático médio mínimo é a passagem por zero média do sinal de relógio. Os desvios *rms* de t_o, relativamente ao período T, ou seja, as flutuações de fase no sinal de relógio, podem ser quantificados usando a seguinte expressão[Bub]:

$$\left(\frac{\Delta t}{T}\right)_{rms} = \frac{1}{T}\frac{\sqrt{E\left[o^2(t_o)\right]}}{inc.média(t_o)} \tag{2.8}$$

onde t_o é o instante da passagem por zero média, dada aproximadamente por $E[o(t_o)]=0$, e $E[o^2(t_o)]$ é o valor quadrático médio em t_o. Como $E[o(t_o)]=0$, a variância e o desvio quadrático médio assumem o mesmo valor em t_o. Desta forma, e observando a equação (2.8) conclui-se que para se determinar o *jitter* que afecta o sinal de relógio recuperado, deve-se calcular a variância e a inclinação média ($inc.média\ (t_o)$) do sinal de relógio em t_o. Vai-se começar por determinar a variância, var $o(t)$.

A codificação binária NRZ (ver equação (2.1)) é um código de linha com média não nula. A variância do sinal de relógio obtida neste caso é igual à obtida se considerarmos o sinal correspondente com média nula (para efeitos de simplificação dos cálculos vai-se considerar o caso de média nula com $a_k \in \{+1,-1\}$) e igual amplitude pico a pico, acrescida de uma quantidade[Bub]:

$$\operatorname{var} o(t) = [\operatorname{var} o(t)]_{média_nula} + \sum_r W_r \exp\left(j\frac{2\pi rt}{T} \right) \tag{2.9}$$

onde

$$W_r = \frac{8}{T^3}\sum_m\sum_n D\left(\frac{m}{T}\right)D\left(\frac{n}{T}\right)\int H\left(\frac{r}{T}-f\right)H(f)D\left(\frac{r-m}{T}-f\right)D\left(f-\frac{n}{T}\right)df \tag{2.10}$$

sendo *d(t)=p(t)*g(t), D(f)=P(f)G(f).*

A variância no caso da média nula é dada por[Bub]:

$$[\operatorname{var} o(t)]_{média_nula} = \sum_r V_r \exp\left(j\frac{2\pi rt}{T} \right) \tag{2.11}$$

onde

$$V_r = \frac{2}{T}A\left(\frac{r}{T}\right) - \frac{2}{T}B\left(\frac{r}{T}\right) \tag{2.12}$$

com

$$A(f) = \frac{1}{T}\sum_l \int\int H(f-\upsilon)H(\upsilon)D(f-\upsilon-\eta)D(\eta)D\left(\upsilon+\eta-\frac{l}{T}\right)D\left(\frac{l}{T}-\eta\right)d\upsilon d\eta \tag{2.13}$$

e

$$B(f) = \left[H(f)\int_{-\infty}^{+\infty} D(f-\upsilon)D(\upsilon)d\upsilon \right] * \left[H(f)\int_{-\infty}^{+\infty} D(f-\upsilon)D(\upsilon)d\upsilon \right] \tag{2.14}$$

Para simplificar o cálculo dos coeficientes de Fourier, V_r, vão-se impor restrições de banda a *H(f)* e *D(f),* que são bastante razoáveis tendo em consideração os sistemas actuais:

$$\begin{cases} 1) H(f) = 0, \left| |f| - \frac{1}{T} \right| > \frac{1}{2T} \\ 2) D(f) = 0, |f| > \frac{1}{T} \\ 3) D(0) = 0 \end{cases} \tag{2.15}$$

Aplicando as duas primeiras restrições da equação (2.15) vemos que a variância no caso NRZ é apenas afectada (em relação ao caso de média nula) por uma constante. De facto, aplicando a segunda condição,

apenas se considera o caso $m=n=0$ para o cálculo dos coeficientes W_r (ver equação (2.10)), e essas duas restrições levam a que $W_r=0$ para $r\neq 0$. Dessa forma, a variância no caso NRZ era apenas incrementada da quantidade $W_0 = \frac{8}{T^3} D^2(0) \int |H(f)|^2 D^2(f) df$, em relação ao caso de média nula (ver equação (2.9)).

A constante anterior pode facilmente ser evitada usando a terceira restrição da equação (2.15), $D(0)=0$, ou seja, dado que $D(f)=P(f)G(f)$, usando um pré-filtro, $P(f)$, que proporcione o corte da componente DC do impulso elementar, $g(t)$.

As duas primeiras restrições também levam a que os coeficientes de Fourier, V_r, se anulem, à excepção dos casos $r=0$ e $r=\pm 2$, e que sejam necessários no máximo três termos para calcular esses coeficientes. Vem então:

$$V_o = \frac{2}{T^2} \int |H(f)|^2 \left\{ \int |D(f+\upsilon)|^2 |D(\upsilon)|^2 d\upsilon - T \left| \int D(f-\upsilon) D(\upsilon) d\upsilon \right|^2 + 2\mathrm{Re} \int C^*(f+\upsilon) C(\upsilon) d\upsilon \right\} df \tag{2.16}$$

com $C(f)=D(f)D(1/T-f)$,

$$V_2 = \frac{2}{T^2} \int H\left(\frac{2}{T} - f\right) H(f) \left\{ \int C\left(f - \frac{1}{T} + \upsilon\right) C(\upsilon) d\upsilon - T P_o\left(\frac{2}{T} - f\right) P_o(f) \right\} df \tag{2.17}$$

com $P_o(f)=D(f)*D(f)$.

O coeficiente de Fourier V_2 é um número complexo definido por um módulo e fase, $V_2=|V_2|e^{j\theta}$. O outro coeficiente, V_{-2}, tem o mesmo módulo que V_2, mas fase simétrica. Assim, var $o(t)$ é simplesmente uma constante mais um termo sinusoidal, como se demonstra de seguida:

$$\begin{aligned}
\mathrm{var}\, o(t) = [\mathrm{var}\, o(t)]_{média_nula} &= \sum_{r=0,\pm 2} V_r \exp\left(j \frac{2\pi r t}{T}\right) \\
&= V_o + V_2 \exp\left(j \frac{4\pi t}{T}\right) + V_{-2} \exp\left(-j \frac{4\pi t}{T}\right) \\
&= V_o + |V_2| \exp\left[j\left(\frac{4\pi t}{T} + \theta\right)\right] + |V_2| \exp\left[-j\left(\frac{4\pi t}{T} + \theta\right)\right] \\
&= V_o + 2|V_2| \cos\left(\frac{4\pi t}{T} + \theta\right)
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Para se calcular o *jitter* associado ao sinal de relógio recuperado (ver equação (2.8)) precisamos de determinar também, além da variância no instante t_o, a inclinação média do sinal de relógio nesse mesmo instante. Essa inclinação média é dada pela derivada do valor médio do sinal de relógio, $E[o(t)]$, no instante t_o. Devemos, portanto, calcular de seguida o valor médio do sinal de relógio.

Impondo as duas primeiras restrições da equação (2.15) o valor médio do sinal de relógio obtido no caso NRZ é igual ao obtido quando se considera o sinal correspondente de média nula[Bub]. Vai-se então calcular o valor médio do sinal de relógio para este último caso (como se referiu anteriormente está-se a considerar $a_k \in \{+1,-1\}$):

Uma vez que $\{a_k\}$ é uma sequência estacionária esse valor médio é dado por[Bub]:

$$E[o(t)] = \frac{1}{T}\sum_l \sum_m \alpha_m Q_m\left(\frac{l}{T}\right)\exp\left(j\frac{2\pi l t}{T}\right) \tag{2.19}$$

onde $\alpha_m = E[a_m a_{k+m}]$ e $Q_m(f) = H(f)P_m(f)$ sendo $P_m(f)$ a transformada de Fourier de $p_m(t) = d(t)d(t-mT)$. Aqui, $d(t)$, como já se referiu anteriormente, é o formato do impulso elementar à entrada da não-linearidade.

Considerando a primeira restrição imposta anteriormente (equação (2.15)), vem que $H(l/T)=0$, para $|l|\neq 1$. Assim a equação (2.19) transforma-se em:

$$E[o(t)] = \frac{1}{T}\sum_m \alpha_m Q_m\left(\frac{1}{T}\right)\exp\left(j\frac{2\pi t}{T}\right) + \frac{1}{T}\sum_m \alpha_m Q_m\left(-\frac{1}{T}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi t}{T}\right) \tag{2.20}$$

Como a sequência de dados é estatisticamente independente, de média nula e de variância unitária, vem $\alpha_o=1$ e $\alpha_m=0$ para $m\neq 0$ obtendo-se da equação (2.20):

$$\begin{aligned} E[o(t)] &= \frac{1}{T}Q_0\left(\frac{1}{T}\right)\exp\left(j\frac{2\pi t}{T}\right) + \frac{1}{T}Q_0\left(-\frac{1}{T}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi t}{T}\right) \\ &= \frac{1}{T}H\left(\frac{1}{T}\right)P_o\left(\frac{1}{T}\right)2\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \\ &= \frac{1}{T}H\left(\frac{1}{T}\right)2\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\left[D(f)*D(f)\right]_{f=\frac{1}{T}} \\ &= \frac{1}{T}H\left(\frac{1}{T}\right)2\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\int_{-\infty}^{+\infty} D(\lambda)D\left(\frac{1}{T}-\lambda\right)d\lambda \end{aligned} \tag{2.21}$$

Para se simplificar a expressão obtida para o valor médio (equação(2.21)) vai-se considerar o parâmetro $\mu_1 = |\mu_1|e^{j\phi}$, dado por:

$$\mu_1 = \frac{1}{T}H\left(\frac{1}{T}\right)\int C(f)df = \frac{1}{T}H\left(\frac{1}{T}\right)\int D(f)D\left(\frac{1}{T}-f\right)df \tag{2.22}$$

Assim, a equação (2.21) pode-se reescrever da seguinte forma:

$$E[o(t)] = 2|\mu_1|\cos(2\pi t / T + \phi) \tag{2.23}$$

Obtida a expressão que nos dá o valor médio do sinal de relógio, vai-se então calcular a sua derivada no instante t_o, por forma a determinarmos a inclinação média nesse instante:

$$\frac{dE[o(t)]}{dt} = -\frac{4\pi}{T}|\mu_1|\sin\left(\frac{2\pi t}{T} + \phi\right) \tag{2.24}$$

Do exposto anteriormente $E[o(t_o)]=0$, o que significa que, analisando a equação (2.23), $\cos(2\pi t_o / T + \phi) = 0$, e portanto $\sin(2\pi t_o / T + \phi) = \pm 1$, pelo que a inclinação média no instante t_o é dada por $4\pi|\mu_1|/T$.

Usando a equação (2.18) vai-se determinar a variância no instante t_o:

$$\operatorname{var} o(t_o) = V_o + 2|V_2|\cos\left(\frac{4\pi t_o}{T} + \theta\right) \tag{2.25}$$

Como se referiu anteriormente, como $E[o(t_o)]=0$ vinha da equação (2.23) que $\cos(2\pi t_o / T + \phi) = 0$, pelo que $2\pi t_o/T+\phi=n\pi/2$, com n ímpar, e portanto $t_o/T=n/4-\phi/2\pi$. Substituindo na equação (2.25) obtém-se:

$$\begin{aligned}\operatorname{var} o(t_o) &= V_o + 2|V_2|\cos(\pi n - 2\phi + \theta) \\ &= V_o - 2|V_2|\cos(\theta - 2\phi)\end{aligned} \tag{2.26}$$

Substituindo os valores determinados da variância e da inclinação média do sinal de relógio no instante t_o, na equação (2.8), obtém-se o seguinte valor *rms* para o *jitter*:

$$\left(\frac{\Delta t}{T}\right)_{rms} = \frac{1}{4\pi|\mu_1|}\sqrt{V_o - 2|V_2|\cos(\theta - 2\phi)} \tag{2.27}$$

Se $\theta=2\phi$ o *jitter* é mínimo e igual a:

$$\left(\frac{\Delta t}{T}\right)_{rms} = \frac{1}{4\pi|\mu_1|}\sqrt{V_o - 2|V_2|} \tag{2.28}$$

Se $\theta\neq 2\phi$ o mínimo valor para o *jitter* dado pela equação (2.28) obtinha-se para t_1 dado por $(t_1-t_o)/T=(2\phi-\theta)/4\pi$, considerando-se as passagens pelo eixo $E[o(t_1)]$, e não por zero como se fez anteriormente[Bub].

Como se referiu considerou-se um caso particular da codificação binária NRZ para efeitos de simplificação dos cálculos efectuados. As conclusões a que se chegam de seguida em relação à anulação do *jitter* do relógio, apesar de serem obtidas da análise dessas expressões, são válidas para um sinal binário NRZ genérico (equação (2.1)).

Analisando a equação (2.28), e considerando as expressões para os coeficientes de Fourier dadas pelas equações (2.16) e (2.17), pode-se concluir acerca das características de $D(f)$ e $H(f)$ que conduzem a uma redução do valor do *jitter*. Como já foi referido anteriormente $D(f)$ é a transformada de Fourier de $d(t)$, que é o formato do impulso elementar à entrada da não-linearidade, e $H(f)$ a resposta em frequência do filtro passa-banda.

Assim, considerando para $D(f)$ simetria par em torno de $\pm 1/2T$ e limitação da banda a $1/4T<|f|<3/4T$, e para $H(f)$ simetria par em torno de $\pm 1/T$, tinha-se a anulação do valor *rms* do *jitter*[Bub]. Uma vez que anteriormente tinham sido impostas restrições de banda a $D(f)$ e $H(f)$ (ver equação (2.15)), há que tomá-las também em consideração, juntamente com estas novas condições. Assim sendo, para se obter um sinal de relógio à saída do recuperador sem qualquer *jitter* associado deve-se ter:

- $D(f)$: simetricamente par em torno de $\pm 1/2T$, com a banda limitada a $1/4T<|f|<3/4T$;
- $H(f)$: simetricamente par em torno de $\pm 1/T$, com a banda limitada a $1/2T<|f|<3/2T$.

Claro que, uma vez que $H(f)$ corresponde a um filtro de banda estreita, obedece perfeitamente a esta limitação da banda.

Convém também referir que estas condições impostas a $D(f)$ e $H(f)$, por análise quantitativa, vão de encontro às obtidas na secção anterior em que foi feita uma análise qualitativa do problema. Com a análise quantitativa as condições obtidas anteriormente foram restringidas.

Num estudo efectuado por Bubrouski *et al*[Bub] são efectuadas medições do *jitter* do relógio recuperado a partir de um sinal binário, quando se consideram diferentes tipos, e diferentes combinações, de pré e pós-filtros, envolvendo desde filtros passa-banda ideais até filtros de 2ª (ressoadores simplesmente sintonizados) e 4ª ordem (ressoadores duplamente sintonizados). Os resultados obtidos demonstram que não são necessárias bandas muito estreitas para o filtro passa-banda, $H(f)$, desde que o espectro do sinal à saída do pré-filtro seja aproximadamente simétrico em relação a $f=1/2T$, não necessitando portanto de ser um pré-filtro de elevada qualidade (com um filtro de 4ª ordem conseguem-se aproximadamente os mesmos resultados do que com um filtro passa-banda ideal), para se conseguirem valores de *jitter* bastante aceitáveis. Segundo o estudo efectuado por Trischitta *et al*[Tri], considerando um sinal NRZ, a simetria do espectro à saída do pré-filtro em torno de metade da frequência de transmissão que conduz à minimização do *jitter* podia ser conseguida usando simplesmente um filtro passa-alto com frequência de corte apropriada. Além disso, ainda segundo Bubrouski *et al*, diminuindo a largura de banda do pós-filtro, por exemplo usando um filtro simplesmente sintonizado e aumentando o seu factor de qualidade (Q), os

valores de *jitter* que se obtiam usando diferentes tipos de pré-filtros aproximam-se, embora sejam mais sensíveis à dessintonia (do pós-filtro).

2.3.1.2.2 Casos particulares

Vão-se então estudar as consequências para o desempenho do CRU quando não estamos perante as condições ideais. Vai-se primeiramente considerar a adição de ruído Gaussiano, e seguidamente a utilização de um NLC não-balanceado.

2.3.1.2.2.1 Adição de ruído Gaussiano

Quando o sinal binário NRZ é corrompido com ruído aditivo vai resultar em *jitter* adicional no sinal de relógio recuperado. Para analisar esta situação vai-se supor que à entrada do NLC se tem $y(t)+n(t)$, em que $n(t)$ é ruído estacionário Gaussiano, com média nula, independente de $y(t)$ e caracterizado por uma densidade espectral de potência $K_{nn}(f)$.

Na maior parte das situações a forma de $K_{nn}(f)$ será fortemente determinada pelo pré-filtro, pelo que se vai assumir que $K_{nn}(f)$ apresenta as mesmas restrições de banda atribuídas a $D(f)$. Vai-se também considerar que $D(f)$, e consequentemente $K_{nn}(f)$, verificam a condição apresentada no ponto 2.3.1.2.1 para se ter uma recuperação de relógio sem *jitter*, ou seja, $K_{nn}(f)$ é simetricamente par em torno de $\pm 1/2T$, e com a banda limitada a $1/4T<|f|<3/4T$. Vai-se também assumir que a resposta em frequência do filtro passa-banda, $H(f)$, verifica a primeira condição da equação (2.15).

Nestas condições a variância de $o(t)$ vem simplesmente aumentada de uma constante devida ao ruído[Bub]:

$$\operatorname{var}\bar{o}(t) = \operatorname{var} o(t) + V_o^{'} \tag{2.29}$$

onde $\operatorname{var}\bar{o}(t)$ é a variância do sinal de relógio recuperado considerando ruído, var $o(t)$ na situação sem ruído e $V_o^{'}$ dado por:

$$V_o^{'} = \int |H(f)|^2 \int K_{nn}(f-\upsilon)\left[\frac{4}{T}|D(\upsilon)|^2 + 2K_{nn}(\upsilon)\right] d\upsilon df \tag{2.30}$$

Ou seja, considerando o efeito do ruído, mesmo impondo as restrições de banda para $D(f)$ e $H(f)$ apresentadas anteriormente (secção 2.3.1.2.1), não se consegue obter um sinal de relógio com *jitter* nulo. O incremento de *jitter* nesta situação depende do pré e pós filtros utilizados, como se conclui da análise da equação (2.30).

2.3.1.2.2.2 Utilização de NLC não-balanceado

A não-linearidade considerada anteriormente (função par) requer o uso de estruturas balanceadas, que para a banda de trabalho na ordem dos Gbit/s são de implementação difícil. Optando-se por uma não-linearidade não-balanceada, facilita-se grandemente a implementação, e ao mesmo tempo não se compromete o desempenho do NLC no circuito recuperador de relógio.

O modelo matemático da não-linearidade não-balanceada é dado por (*y(t)* é o sinal à entrada do NLC):

$$NL[y(t)] = \begin{cases} [y(t)]^2, y(t) > 0 \\ 0, y(t) \leq 0 \end{cases} \tag{2.31}$$

O valor médio do sinal à saída da não-linearidade, *E[NL(y(t))],* pode ser calculado mais facilmente reescrevendo a equação (2.31) da seguinte forma:

$$NL[y(t)] = [y(t)]^2 - NL[-y(t)] \tag{2.32}$$

Vai-se supor que se verificam as restrições apresentadas no ponto 2.3.1.2.1 para *D(f)* e *H(f)*, que conduzem a uma situação de recuperação do sinal de relógio sem *jitter*, considerando a não-linearidade balanceada.

Assim sendo, o sinal à entrada do NLC, *y(t*), tem distribuição simétrica e o valor médio do sinal à saída da não-linearidade, *E[NL(y(t))],* é dado por:

$$E[NL(y(t))] = \frac{1}{2} E[y^2(t)] = \frac{1}{2} \sum_n d^2(t - nT) \tag{2.33}$$

Da equação (2.33) vê-se que as potências das componentes discretas neste caso são 6 dB inferiores ao caso em que se usava um quadrador completo.

Quanto ao valor do *jitter*, neste caso, considerando as restrições à banda referidas, não se vai obter um sinal de relógio com ruído de fase nulo como acontecia no caso do NLC completo, mas consegue-se um valor próximo[Mat1].

2.3.2 Outros códigos de linha (multinível, RZ)

Usando codificação multinível o ruído de fase associado ao sinal de relógio recuperado é consideravelmente pior[Bub], indicando que será necessário usar um filtro passa-banda com banda mais estreita que no caso da codificação NRZ. Contudo, se para ambos os casos considerarmos um filtro passa-banda, com uma banda passante suficientemente estreita, o valor do *jitter* no caso multinível, embora maior, aproximar-se-á mais do caso binário.

Usando codificação binária com retorno a zero, RZ, a extracção da componente de relógio é mais fácil, não sendo necessário recorrer à pré-filtragem e ao uso de um NLC. Consegue-se, tal como no caso da codificação NRZ, obter um sinal de relógio sem *jitter* impondo determinadas restrições[Rei]:

- A mensagem $\{a_k\}$ deve ter média não nula;
- O impulso elementar, *g(t)*, deve ter um espectro, *G(f)*, tal que $G(0)\neq 0$ e $G(\pm 1/T)\neq 0$;
- *G(f)H(f)*, sendo *H(f)* a resposta em frequência do NBPF, deve ser simetricamente Hermitiano em torno de $f=\pm 1/T$;
- *H(f)* deve eliminar as componentes de banda base de *S(f)*.

2.4 Conclusões

Depois de se descrever genericamente o funcionamento de um CRU em malha aberta, indicou-se uma expressão para o cálculo do *jitter* intrínseco, usando codificação binária NRZ, e impuseram-se condições ao formato do sinal à entrada do NLC e à resposta em frequência do NBPF, no sentido de o anular.

De acordo com o concluído por Bubrouski *et al*[Bub] e também por Trischitta *et al*[Tri] não é difícil conseguirem-se combinações de pré e pós filtros que conduzam a valores de *jitter* do relógio reduzidos, considerando a codificação NRZ. Os valores de *jitter* apresentados demonstram que não são necessárias bandas muito estreitas para o pós-filtro, desde que o sinal à saída do pré-filtro apresente um espectro aproximadamente simétrico em torno de metade da frequência de transmissão, podendo, portanto, o pré-filtro ser simplesmente um filtro passa-alto.

Analisou-se também qual o efeito no desempenho do CRU quando se considerava a adição de ruído Gaussiano, a utilização de um NLC não-balanceado e o uso de outras codificações de linha, que não o NRZ.

Dessa análise concluiu-se que, impondo as condições para a resposta em frequência do pós-filtro e para o espectro do sinal à saída do pré-filtro que conduzem à anulação do *jitter* considerando a não-linearidade balanceada e ausência de ruído, nas situações em que esteja presente o ruído e/ou em que se utilize uma não-linearidade não-balanceada o *jitter* do relógio recuperado não é nulo (aumenta).

De referir finalmente que considerando codificação multinível se vão obter valores de *jitter* maiores que no caso da codificação NRZ, mas que esses valores podem ser aproximados aumentando o factor de qualidade do pós-filtro.

Capítulo 3

Projecto de um Circuito Recuperador de Relógio em Malha Aberta

3.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se o projecto de um circuito não-linear e de um amplificador sintonizado (20 GHz) para serem incorporados num CRU em malha aberta. Do NBPF, como já existe uma versão implementada[Mon1] que apresenta um excelente desempenho na prática, vai-se apenas descrevê-lo sucintamente. Quanto ao pré-filtro, como já foi explicado e vai ser verificado nas secções seguintes, este depende do formato do sinal à entrada do CRU, pelo que teremos diferentes tipos de pré-filtros óptimos, com diferentes características, não sendo, portanto, apresentado nenhum projecto específico.

Como já foi referido, na construção dos circuitos usou-se a tecnologia monolítica de Arsenieto de Gálio (GaAs MMIC), mais propriamente o processo D02AH da PML[Pml]. O processo D02AH tem a grande vantagem de se poderem produzir transístores de efeito de campo de alta mobilidade electrónica (HEMT: *High Electron Mobility Transistor*) e com comprimentos de porta bastante reduzidos (0.2 μm). Como consequência é possível produzir transístores com muito alta frequência de transição (F_T=62GHz) e de baixo ruído (N_F=0.9 dB a 12GHz, para G_A=11.5 dB). As várias simulações que permitiram o desenvolvimento dos dois circuitos foram efectuadas usando o simulador de microondas HP-MDS[Mds, Mds1].

3.2 Projecto de um circuito não linear

Como já foi referido anteriormente no capítulo 2, no caso do sinal recebido não possuir potência à frequência de relógio, torna-se necessário produzi-la a partir desse sinal. Devido à estatística não-estacionária do sinal de dados, um circuito não-linear produz, através de batimentos múltiplos do espectro contínuo, uma risca espectral à frequência de transmissão dos dados[Mat1, Bub, Tri]. A maioria das não-linearidades descritas para regenerar a risca discreta ao ritmo de transmissão dos dados, são funções pares. Contudo, estas não-linearidades requerem estruturas balanceadas, que para a banda de trabalho na ordem dos Gbit/s são de implementação muito difícil. No caso dos regeneradores de alta frequência é corrente utilizar-se uma não-linearidade equivalente a um quadrador somente activo no primeiro quadrante[Mat1].

Foram já efectuados estudos baseados em simulações onde foi comparado o desempenho desta não-linearidade na regeneração da risca espectral, usando uma não-linearidade do tipo valor absoluto, e uma não-linearidade do tipo quadrador, de um e de dois quadrantes[Mat1]. De acordo com esses resultados e com o apresentado no capítulo 2, secção 2.3.1.2.2.2, a não-linearidade quadrática não-balanceada, além de ser facilmente implementável, permite a obtenção de uma risca espectral à frequência de transmissão com potência 6 dB inferior à obtida no caso de um circuito quadrador completo, mas com ruído de fase muito semelhante.

Para se implementar o circuito não-linear, além do andar quadrador, é necessário um andar de entrada e um andar de saída que permitam obter as adaptações desejadas, evitando dessa forma as reflexões e consequentemente a degradação do sinal e aumento do *jitter*[Hau]. O andar de entrada deverá ser tal que permita uma adaptação de banda larga à entrada do andar quadrador, para que o conteúdo espectral do sinal a ser tratado por esse andar, proveniente do pré-filtro, não seja alterado. O andar de saída deverá conduzir a uma adaptação sintonizada à frequência de transmissão (20 GHz). De seguida vai-se apresentar o projecto dos três andares separadamente e obter o circuito final da não-linearidade.

3.2.1 Andar quadrador

O dispositivo mais simples que pode ser utilizado é um díodo SBD (*Schottky Barrier Diode*) que tem característica exponencial, com duas zonas distintas, uma de corte e outra de condução. Contudo, um quadrador somente activo no primeiro quadrante é implementável com relativa facilidade usando um GaAs FET (*Field Effect Transistor*) polarizado perto da entrada em condução. Se em vez do díodo se utilizar um FET obtém-se também uma não-linearidade com uma zona de corte e uma zona de condução, mas ganha-se em eficiência, obtendo-se também um maior isolamento entre o sinal de entrada e o de saída.

Vários investigadores[Cur, Kac, Sta] desenvolveram modelos empíricos capazes de descrever, sob determinadas condições, o comportamento de transístores de tipo MESFET (*Metal Semiconductor Field Effect Transistor*). Na Figura 3.1 observa-se um modelo estático simplificado para grande sinal de um GaAs FET, sugerido por Curtice[Cur].

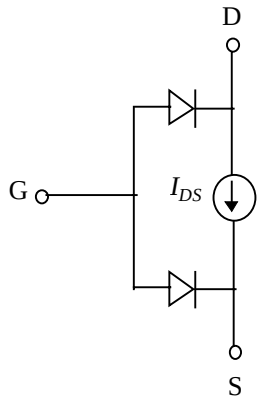


Figura 3.1 - Modelo simplificado de um MESFET para sinal forte proposto por Curtice

A corrente entre dreno e fonte (I_{DS}) pode ser aproximada por:

$$I_{DS} = \begin{cases} \beta(V_{GS} - V_{TO})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) & V_{GS} \geq V_{TO}, V_{DS} \geq 0 \\ 0 & V_{GS} < V_{TO}, V_{DS} \geq 0 \end{cases} \tag{3.1}$$

onde V_{GS} é a tensão entre porta e fonte, V_{DS} é a tensão entre dreno e fonte, β é o factor de ganho, V_{TO} é a tensão de *Pinchoff*, λ é o coeficiente que traduz o aumento de I_{DS} com

V_{DS} na região de saturação e α é o coeficiente que controla a inclinação da corrente I_{DS} na região resistiva.

Para que na zona de condução se minimize a dependência de I_{DS} com V_{DS}, V_{DS} deve ser elevada para que $tanh(\alpha V_{DS})\cong 1$; por outro lado a variação dinâmica de V_{DS} deve ser reduzida para que $(1+\lambda V_{DS})$ não tenha uma gama dinâmica significativa, o que significa que I_{DS} deve ser pequeno, ou seja $V_{GS}\cong V_{TO}$. Nesta zona de polarização (perto da entrada em condução), $I_{DS}\cong\beta(V_{GS}-V_{TO})^2$ para $V_{GS}\geq V_{TO}$, e $I_{DS}=0$ para $V_{GS}<V_{TO}$.

Consultando o manual do processo usado[Pml], sabe-se que a tensão entre dreno e fonte deverá ser no máximo 4 V, e a tensão de *Pinchoff* é aproximadamente -0.9 V, pelo que se utiliza V_{DS} próximo de 3 V e V_{GS} próximo de -0.9 V, para que o transístor fique polarizado perto da entrada em condução e funcione como um quadrador de um quadrante.

Para polarizar o HEMT da forma apresentada acima usa-se a configuração da Figura 3.2.

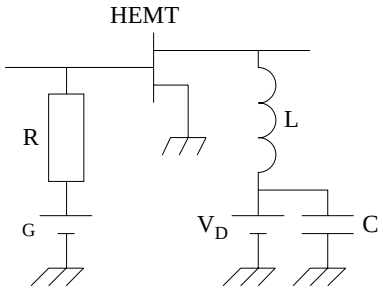


Figura 3.2 - Andar quadrador do circuito não-linear

Para se escolher qual o HEMT apropriado efectuaram-se simulações usando os transístores disponíveis, optando-se pelo HEMT 2x30 μm por conduzir a um bom compromisso entre ganho, largura de banda e tamanho. A polarização da porta é efectuada usando uma resistência de elevado valor (R=1 KΩ) para protecção da mesma, não havendo o problema de provocar uma grande queda de tensão, uma vez que na porta não circula corrente de polarização. À saída do HEMT usa-se uma indutância (L) que juntamente com a capacidade total vista do dreno (capacidade parasita equivalente do circuito de saída do HEMT quadrador mais a capacidade do circuito de entrada do andar

de saída) deverá provocar uma ressonância à frequência de interesse (20 GHz), conferindo assim ganho à não-linearidade. Usando o simulador HP-MDS, calculou-se a capacidade equivalente vista do dreno, e determinou-se o valor da indutância que provoca o efeito referido. O valor obtido foi $L \cong 0.7$ nH. De referir também que se usa um condensador (C) ligado à indutância com a primeira ressonância série à frequência de 20 GHz, de tal forma que a malha de alimentação (fio de *bonding* e fonte de alimentação) não degrade a adaptação. O valor determinado para essa capacidade foi de 1 pF.

3.2.2 Andar de entrada

Para se conseguir a adaptação de banda larga pretendida, à entrada do andar quadrador, usa-se um HEMT em porta comum[Kob, Tak, Nic], como está ilustrado na Figura 3.3.

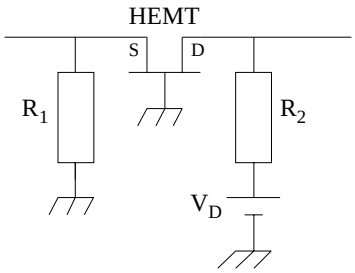


Figura 3.3 - Andar de entrada do circuito não-linear

A impedância de entrada do transístor é igual a R_1 em paralelo com a impedância de entrada do HEMT em porta comum, sendo, portanto, dada por:

$$Z_{in} = R_1 // \frac{r_{ds} + R_L}{1 + g_m r_{ds}} \tag{3.2}$$

onde r_{ds} é a resistência interna entre dreno e fonte do HEMT, g_m a sua transcondutância e R_L a resistência de carga, dada por R_2 em paralelo com a resistência de entrada do andar seguinte.

A resistência r_{ds} deve ter um valor elevado para que a resistência de entrada do HEMT em porta comum seja aproximadamente igual a $1/g_m$. Dessa forma, a impedância de entrada do NLC será dada por $R_1//(1/g_m)$, assumindo portanto um valor constante, não

dependendo da frequência, nem tendo qualquer relação com a saída, pelo que a adaptação de entrada será aproximadamente constante para uma vasta gama de frequências (adaptação de banda larga).

Para que a resistência r_{ds} tenha um valor elevado como se pretende, a largura da porta do HEMT escolhido deve ser o mais reduzida possível, o mesmo se passando com a corrente de polarização usada, já que $r_{ds}=r_{dso}/w$, sendo r_{dso} um factor de escala que diminui com o valor da corrente aplicada e w a largura da porta[Pml]. Usa-se, então, o HEMT 2x15 μm, polarizado com uma corrente reduzida (V_{DS}=2.5 V e V_{GS}=-0.4 V, a que corresponde $I_{DS}\cong$1.8 mA). Assim, considerando as polarizações referidas, tem-se $R_1\cong$225 Ω (0.4/1.78x10^{-3}) e o potencial no dreno do HEMT será 2.9 V (2.5+0.4). Usando, por exemplo, R_2=150 Ω, a tensão a aplicar no seu outro terminal será de 3.17 V.

Considerando um valor arredondado para a tensão aplicada a R_2, por exemplo 3 V, e usando os valores anteriores para as resistências (R_1=225 Ω e R_2=150 Ω) obtém-se uma corrente entre dreno e fonte de 1.76 mA, sendo V_{DS}=2.34 V e V_{GS}=-0.396 V. Nesta situação tem-se $r_{dso}\cong$35 Ωmm, pelo que $r_{ds}\cong$2330 Ω[Pml]. Assim, a impedância de entrada do HEMT em porta comum (equação (3.2)) é aproximadamente igual a 173 Ω. Este valor é muito próximo do inverso da transcondutância ($1/g_m=1/g_{mo}w$= =1/(380x10^{-3}x0.015)=175 Ω) como se esperava, já que o valor de r_{ds} é elevado.

Esta topologia fornece a adaptação pretendida à entrada do andar não-linear. Além disso é electricamente sintonizável pela regulação da tensão V_{GS} do transístor, proporciona um bom isolamento à entrada da não-linearidade, para que as reflexões existentes no andar não-linear não prejudiquem os circuitos a montante e amplifica o sinal para um nível suficientemente elevado, por forma a atacar o andar quadrador.

3.2.3 Andar de saída

Como se referiu anteriormente pretende-se uma adaptação de saída sintonizada à frequência de transmissão (20 GHz). Começou por se tentar obter essa adaptação usando uma malha passiva, mas não se obtiveram resultados satisfatórios. Para se conseguir a adaptação pretendida à saída utiliza-se então uma malha activa com um HEMT em fonte comum, como está ilustrado na Figura 3.4, polarizado na região de saturação. Por forma

a conseguir-se a máxima excursão do sinal à saída, o transístor deve ser polarizado com uma corrente próxima de $I_{DSS}/2$.

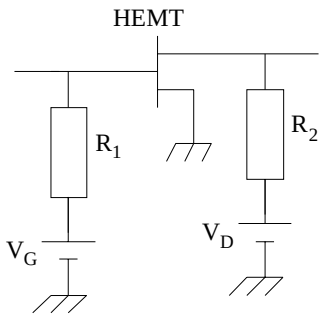


Figura 3.4 - Andar de saída do circuito não-linear

Tal como no projecto do andar quadrador, o HEMT escolhido foi uma solução de compromisso tendo em conta o ganho e largura de banda, bem como o espaço ocupado, pelo que se usa novamente o HEMT 2x30 μm. A polarização da porta é também efectuada usando uma resistência de elevado valor (R=1 KΩ), pela razão exposta no caso do projecto do andar quadrador.

Como para o HEMT escolhido se tem $I_{DSS}/2 \cong 7$ mA, escolheu-se V_{DS}=2 V e V_{GS}=-0.2 V, a que corresponde $I_{DS} \cong 7.1$ mA. Se por exemplo R_2=150 Ω, a tensão a aplicar no outro terminal, para que no terminal ligado ao dreno do HEMT se tenha 2 V, será de 3 V.

De referir que se verificou que todas as resistências apresentam comportamento linear e a potência nelas dissipada não excede os limites, já que para todas elas as quedas de tensão aos seus terminais e as correntes que as atravessam por unidade de largura (μm) são inferiores a 75 mV/μm e a 0.35 mA/μm, respectivamente[Pml].

3.2.4 Circuito final

Até aqui descreveram-se separadamente os vários andares do circuito não-linear. O circuito não-linear com os três andares descritos anteriormente colocados em cascata é apresentado na Figura 3.5.

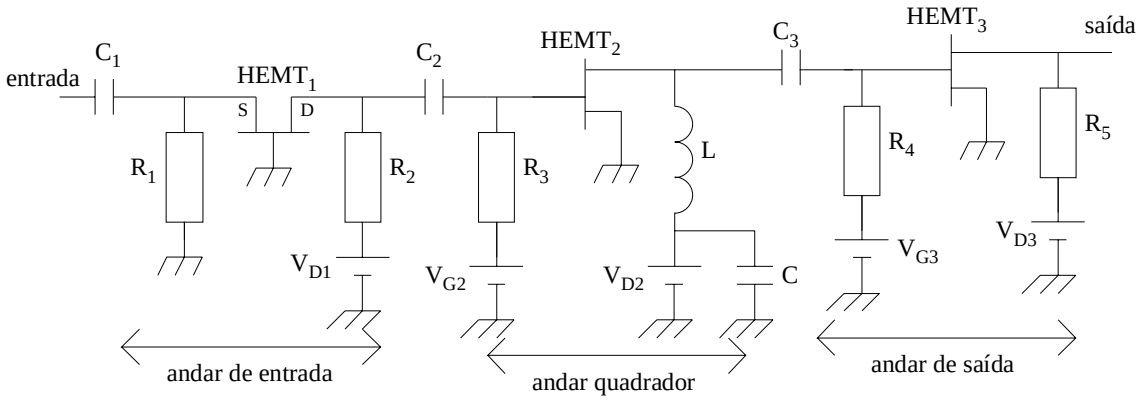


Figura 3.5 - Circuito eléctrico simplificado do circuito não-linear

Depois de se ter elaborado a estrutura geral da não-linearidade e sintetizado os valores iniciais para os vários componentes e polarizações a usar em cada HEMT, utilizou-se o simulador HP-MDS[Mds, Mds1] para optimizar o circuito tendo em conta as características não ideais dos componentes. Os resultados optimizados foram os parâmetros S, nomeadamente os coeficientes de reflexão à entrada e saída e o coeficiente de transmissão para a frente, e a potência obtida para a componente espectral a 20 GHz a partir de uma sequência NRZ pseudo-aleatória a 20 Gbit/s.

O efeito indutivo dos fios de ligação do monolítico aos circuitos externos (*bonding wires*), bem como as capacidades dos terminais de ligação (*bonding pads*) foram tomados em consideração no desenvolvimento do circuito. De referir também que foram sempre consideradas as regras de *layout* do processo usado[Pml].

Na Tabela 3.1 encontram-se os valores finais dos vários componentes do circuito não-linear construído. As polarizações indicadas anteriormente mantêm-se. Na Figura 3.6 apresenta-se o *layout* do circuito não-linear, indicando para os vários componentes e tensões aplicadas qual o correspondente no circuito eléctrico da Figura 3.5.

$HEMT_1$ (nº portas x larg. portas)	2x15 μm
$HEMT_2$ (nº portas x larg. portas)	2x30 μm
$HEMT_3$ (nº portas x larg. portas)	2x30 μm

R_1	229 Ω
R_2	145 Ω
R_3	1008 Ω
R_4	2050 Ω
R_5	180 Ω
C_1	27.5 pF
C_2	0.2 pF
C_3	0.14 PF
C	1 pF
L	0.61 nH

Tabela 3.1 - Valores finais para os vários componentes do NLC

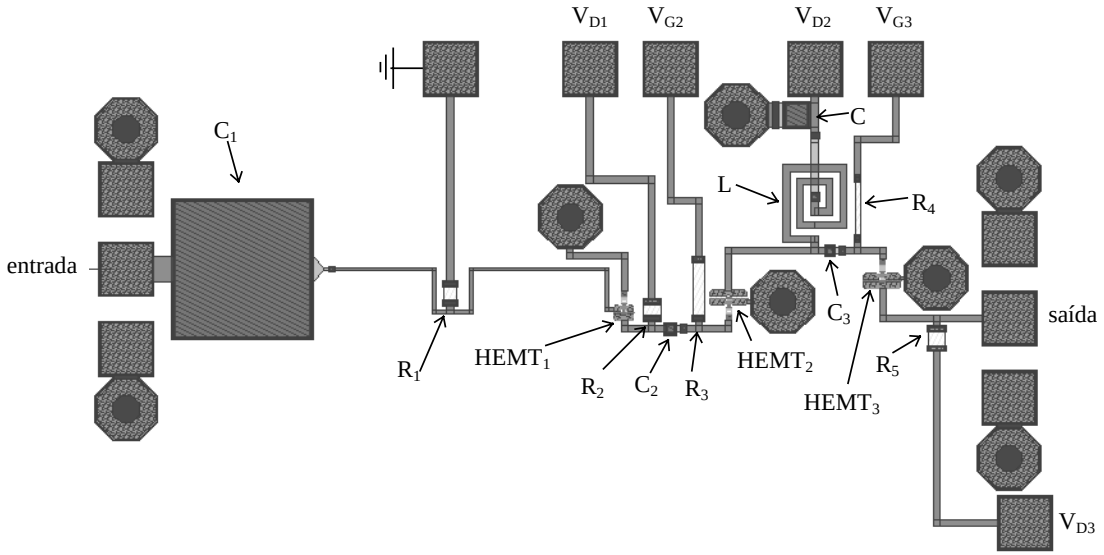


Figura 3.6 - *Layout* do circuito não-linear

3.3 Projecto de um amplificador sintonizado

O amplificador é necessário para fornecer um sinal de relógio de nível adequado e, em simultâneo desempenha a função de filtro activo passa-banda, com o objectivo de

reduzir o efeito dos modos espúrios do ressoador dieléctrico e isolar o circuito de recuperação de relógio dos circuitos a jusante.

Como estamos a tratar de um CRU em malha aberta a 20 Gsimb/s, o amplificador deve estar sintonizado em 20 GHz, com bom decaimento fora da banda, com o objectivo de amplificar apenas a componente discreta à frequência de transmissão, gerada pelo NLC. À frequência de 20 GHz pretende-se então um ganho superior a 15 dB e adaptações de entrada e de saída superiores a 10 dB ($-20\log|S_{ii}|$).

Outro aspecto a considerar no projecto de amplificadores é a sua figura de ruído. Como o amplificador é o último andar do CRU, o desempenho em termos de figura de ruído do CRU depende pouco da figura ruído do amplificador[Gon1]. Assim, optimizou-se o desempenho do amplificador para a obtenção do máximo ganho, em detrimento da sua figura de ruído.

Para o projecto recorreu-se à metodologia apresentada por Sweet[Swe] que se revelou bastante eficaz no desenho de amplificadores, ainda que a frequências mais baixas, e ao exposto por Gonzalez[Gon] e por Vendelin[Ven] que nos revelam os vários aspectos a considerar no projecto de circuitos de microondas.

Começou então por se seleccionar, de entre os transístores disponibilizados pelo processo PML[Pml], o que mais simplificava o projecto e em simultâneo permitia obter as especificações pretendidas, como se detalha na secção 3.3.1 seguinte. Seguiu-se a construção de um estágio de amplificação elementar usando o transístor e polarização escolhida (secção 3.3.2). Finalmente, obteve-se o circuito final, colocando em cascata os andares de amplificação elementares necessários à obtenção do ganho especificado, e reformulando as malhas intermédias (secção 3.3.3).

3.3.1 Escolha do HEMT e sua polarização

Para se simplificar o projecto do amplificador obedecendo às especificações pretendidas, devia-se escolher um HEMT polarizado de tal forma que:

- fosse incondicionalmente estável para 20 GHz e na maior gama de frequências possível, para que se pudessem escolher os coeficientes de reflexão para trás

(ρ_S) e para a frente (ρ_L) considerando apenas o ganho pretendido, sem nos preocuparmos com a estabilidade;

- permitisse construir o amplificador para o ganho especificado com o menor número de transístores possível, pelo que as malhas de adaptação deviam conduzir a coeficientes de reflexão para trás e para a frente que possibilitassem a adaptação conjugada simultânea do HEMT (ρ_{MS} e ρ_{ML}) e consequentemente a obtenção do máximo ganho;

- as malhas de adaptação à entrada e saída permitissem polarizar o transístor.

Para se verificar a primeira condição, ou seja, para que o quadripolo seja incondicionalmente estável a uma determinada frequência, são condições necessárias e suficientes que $|\Delta|<1$ e $K>1$[Gon]. Os parâmetros $|\Delta|$ e K são designados por parâmetros da estabilidade e são dados por[Gon]:

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \tag{3.3}$$

$$K = \frac{1-|S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{3.4}$$

onde S_{ij} são os parâmetros S do quadripolo à frequência desejada.

No que se refere à segunda condição, para se conseguir obter o máximo ganho ($G_{T,máx}$) para um transístor, dado por[Gon]:

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right) \tag{3.5}$$

onde S_{21} e S_{12} são dois dos parâmetros S à frequência desejada e K o parâmetro da estabilidade definido pela equação (3.4), devem-se usar malhas de adaptação que conduzam à adaptação conjugada simultânea. Nessa situação os coeficientes de reflexão para trás e para a frente designam-se por ρ_{MS} e ρ_{ML}, respectivamente, e são dados por[Gon]:

$$\rho_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \tag{3.6}$$

$$\rho_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \tag{3.7}$$

sendo:

$$\begin{cases} B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \\ C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \end{cases} \tag{3.8}$$

onde S_{ij} são os parâmetros S à frequência desejada, e Δ o parâmetro da estabilidade definido pela equação (3.3).

Para se verificar a última condição a topologia das malhas de adaptação a usar é a representada na Figura 3.7. Por outro lado, para que as adaptações sejam possíveis com essa topologia (malha em T apenas com indutâncias) é necessário que ρ_{MS} e ρ_{ML} (equações (3.6) e (3.7), respectivamente) tenham uma fase não muito distante de 90º. À medida que a fase se afasta deste valor, para 0º ou 180º vai-se tornando mais difícil a adaptação usando aquela topologia.

O transístor escolhido foi então o HEMT 2x50 μm polarizado com V_{GS}=-0.3 V e V_{DS}=2.5 V (I_{DS}≅9.3 mA), por ser o que melhor satisfaz o conjunto de condições apresentadas, conforme se pode perceber por observação da Tabela 3.2.

De facto este HEMT quando polarizado da forma apresentada, é incondicionalmente estável para 20 GHz (K>1 e |Δ|<1), tanto ρ_{MS} como ρ_{ML} satisfazem a condição de fase pretendida e o ganho que se consegue obter usando estas adaptações ($G_{T,máx}$) é 9.2 dB a 20 GHz.

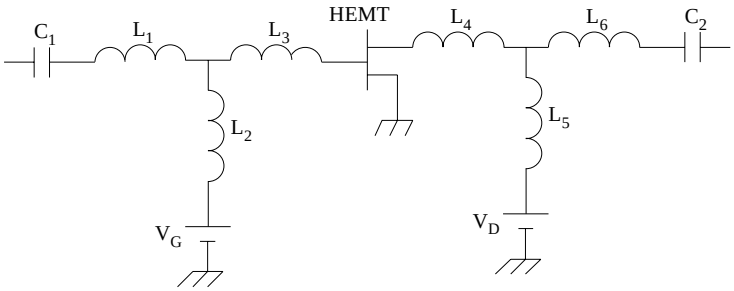


Figura 3.7 - Topologia que permite adaptar e polarizar simultaneamente o HEMT

K	|Δ|	ρ_{MS}	ρ_{ML}	$G_{T,máx}$
1.067	0.436	0.794∠96º	0.735∠74º	9.2 dB

Tabela 3.2 - Características à frequência de 20 GHz do HEMT 2x50 μm polarizado com V_{GS}=-0.3 V e V_{DS}=2.5 V (I_{DS}≅9.3 mA)

3.3.2 Construção de um andar de amplificação

O passo seguinte foi construir um estágio de amplificação usando o HEMT 2x50 μm com V_{GS}=-0.3 V e V_{DS}=2.5 V e a topologia apresentada no ponto anterior para as malhas de adaptação (malhas T com indutâncias). As malhas de adaptação obtidas estão apresentadas na Figura 3.8, e na Figura 3.9 apresenta-se a resposta em frequência obtida.

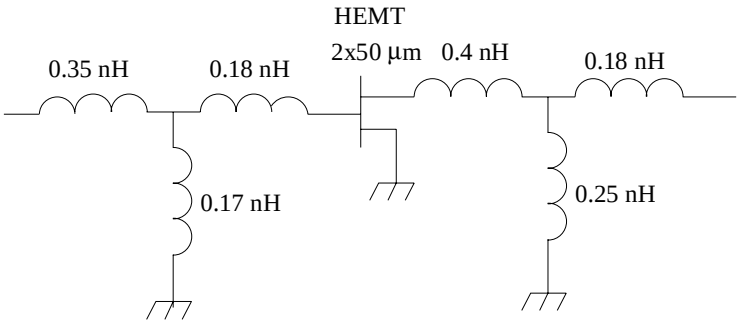
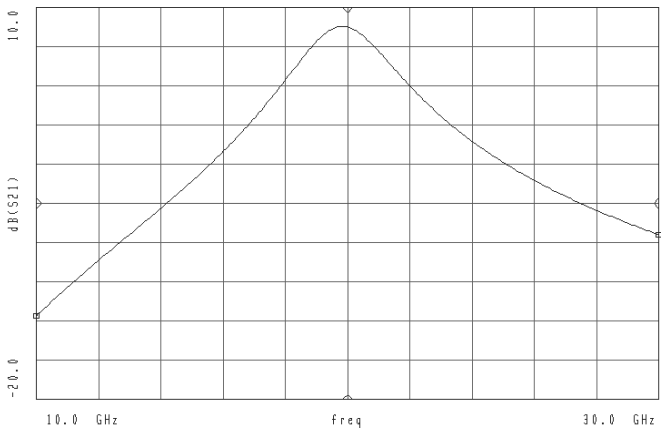
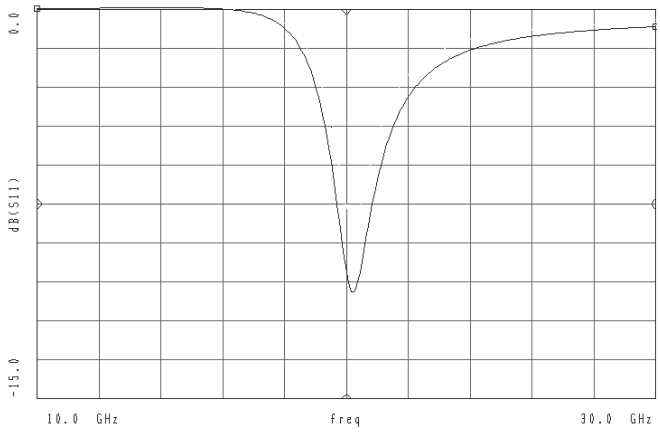
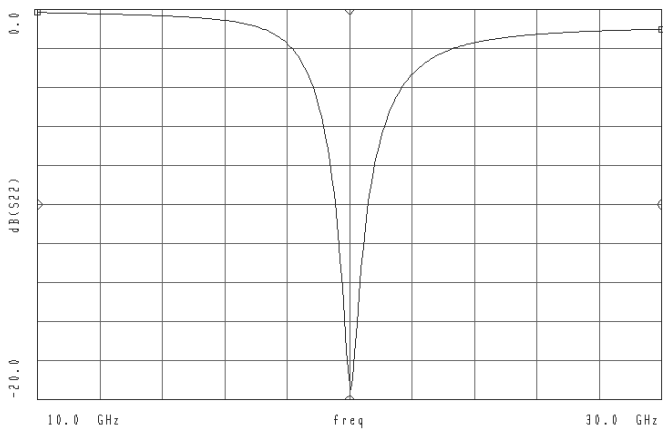


Figura 3.8 - Malhas de adaptação ideais para um estágio de amplificação



a)





b) *c)*

Figura 3.9 - Resposta em frequência de um estágio de amplificação usando componentes ideais. *a)* Ganho. *b)* Adaptação de entrada. *c)* Adaptação de saída

Como se pode verificar tanto o ganho como as adaptações estão sintonizados em 20 GHz, sendo a essa frequência o ganho de 8.7 dB (muito próximo de $G_{T,máx}$) e as adaptações de entrada e de saída iguais a 11 dB (-20log|S_{11}|) e 19.6 dB (-20log|S_{22}|), respectivamente.

As malhas de adaptação utilizadas (malhas T apenas com indutâncias) já foram escolhidas para simultaneamente permitirem a polarização do HEMT. Contudo, a alimentação dos HEMTs implica a introdução de outros componentes nas malhas de

entrada e saída, pelo que o andar de amplificação tem então o aspecto ilustrado na Figura 3.10. A malha de filtragem formada por C_{d1}, L_1' e C_{d1}' garante um curto-circuito no terminal da indutância L_2 para efeito de sinal e simultaneamente permite alimentar a porta do HEMT. O mesmo se pode dizer em relação à malha de filtragem ligada a L_5 para a alimentação do dreno.

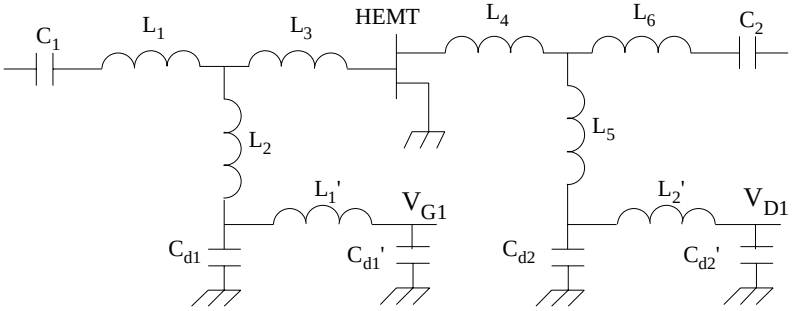


Figura 3.10 - Andar de amplificação

O andar de amplificação obtido apresenta uma curva de ganho sintonizada em 20 GHz, sendo a essa frequência o ganho aproximadamente 6 dB. A discrepância deste valor em relação ao valor apresentado anteriormente, 9.2 dB, fica-se a dever à necessidade de, pelas razões expostas, introduzir modificações na configuração inicial das malhas (ver Figura 3.7 e Figura 3.10), e esta nova estrutura não permitir a obtenção exacta dos coeficientes de reflexão pretendidos. Além disso os modelos dos componentes eléctricos usados introduzem perdas. Quanto às adaptações apresentam-se ambas (entrada e saída) sintonizadas em 20 GHz, sendo em ambos os casos melhores que 12 dB. De referir também que este andar se revelou incondicionalmente estável até à máxima frequência de oscilação[Lad], f_{max}, que é para o caso dos HEMTs usados cerca de 60 GHz.

3.3.3 Circuito final

Como com um andar o ganho obtido era aproximadamente 6 dB foram então colocados em cascata três andares (para conseguir mais do que 15 dB) idênticos ao obtido, como se pode observar na Figura 3.11, tendo-se reformulado basicamente as malhas de adaptação intermédias (entre transístores) até se obter uma resposta condizente com as especificações pretendidas. Como no caso da síntese do NLC, considerou-se durante

toda a fase do projecto o efeito indutivo dos fios de ligação do monolítico aos circuitos externos bem como as capacidades dos terminais de ligação. De referir também que foram sempre consideradas as regras de *layout* do processo usado[Pml].

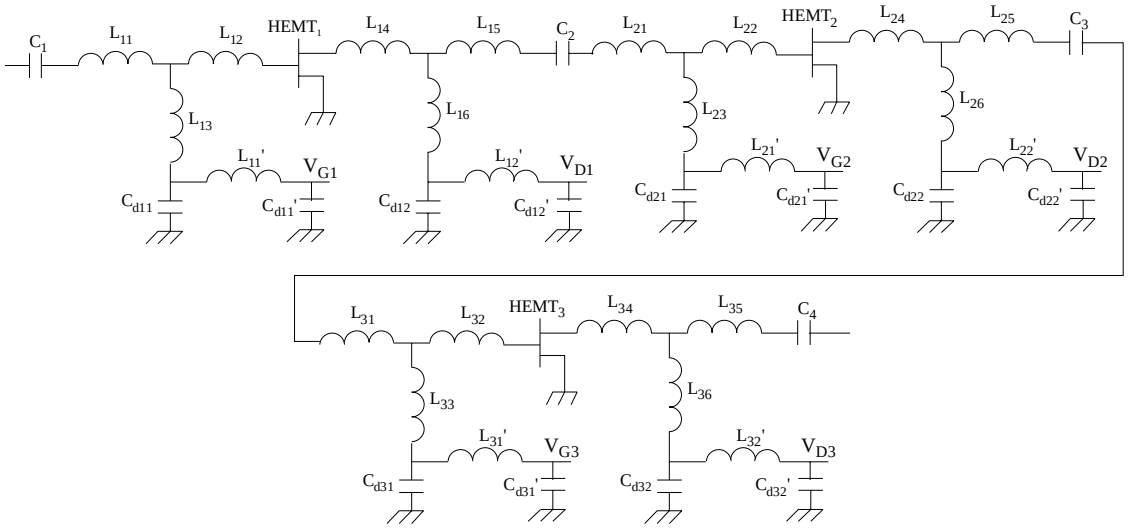


Figura 3.11 - Circuito eléctrico simplificado do amplificador sintonizado

Neste caso não faz sentido estar a indicar o valor referente a cada um dos componentes, uma vez que não se pode precisar qual o valor das várias indutâncias, como se depreende da observação da Figura 3.12, onde se apresenta o *layout* do amplificador e se indica para os vários componentes e tensões aplicadas qual o correspondente no circuito eléctrico da Figura 3.11. Em alguns ramos temos apenas linhas de transmissão, noutros temos bobinas ligadas por linhas de transmissão, e como a linha de transmissão tem uma indutância equivalente[Pml], que depende inclusive das curvaturas que possa ter, mas também outras componentes parasitas (capacidades), torna-se bastante complicado estar a indicar com exactidão qual a indutância em cada ramo.

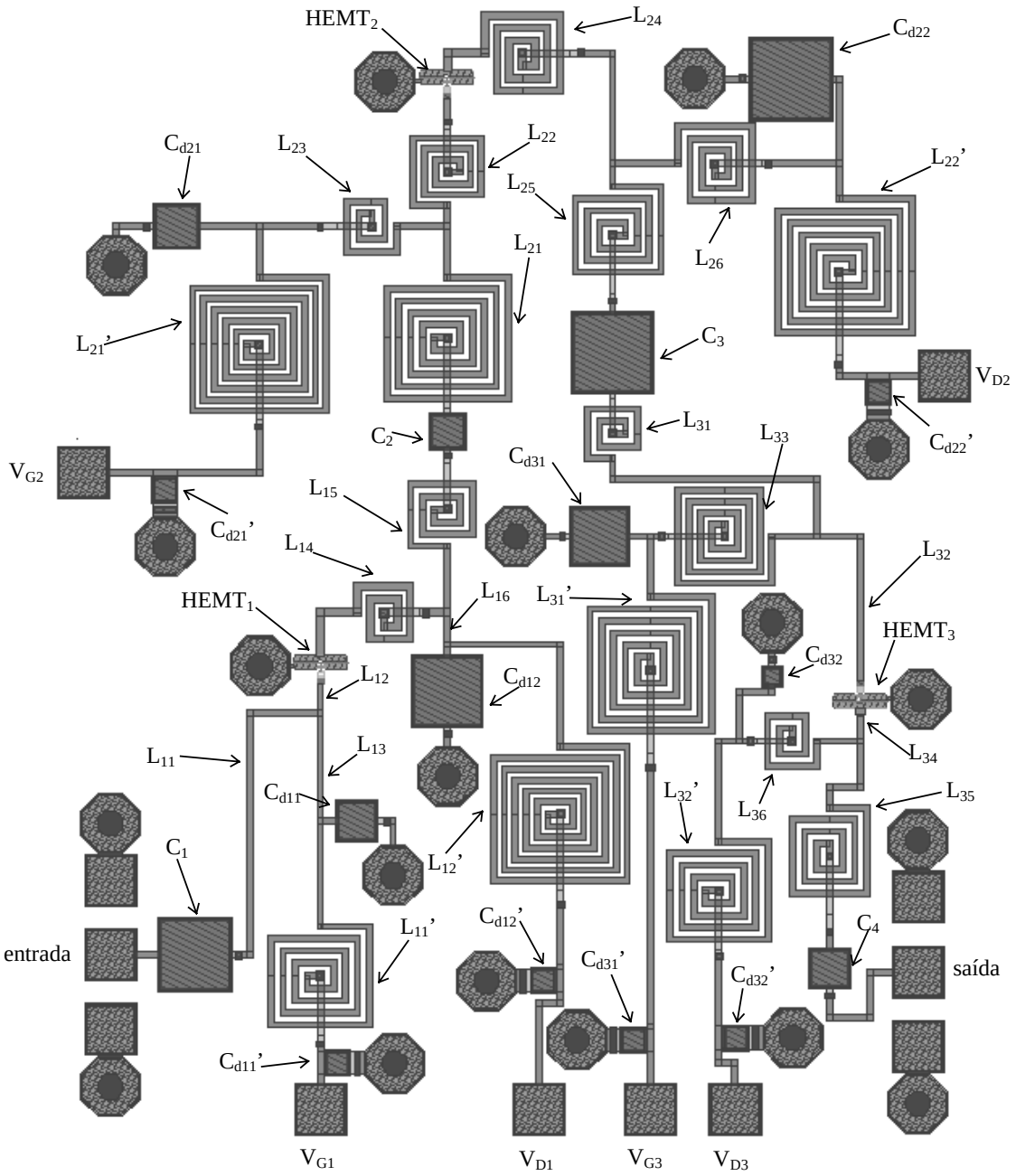


Figura 3.12 - *Layout* do amplificador

Na Figura 3.13 encontra-se representada a máscara do circuito submetido para fabricação, que inclui o amplificador e a não-linearidade. Com o objectivo de facilitar a interligação do monolítico (NLC e amplificador) com o ressoador dieléctrico, a saída do circuito não-linear e a entrada do amplificador encontram-se na mesma face do monolítico.

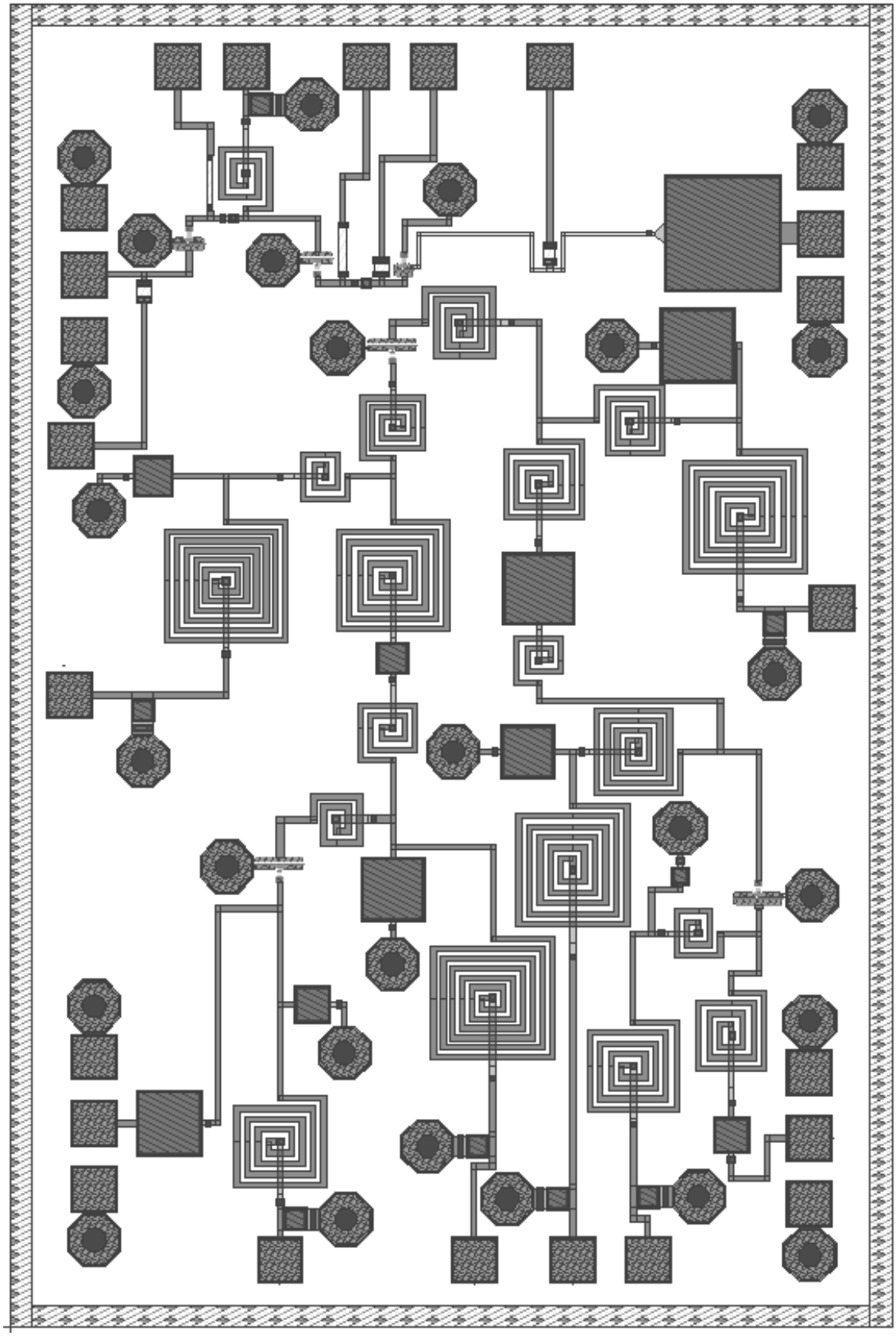
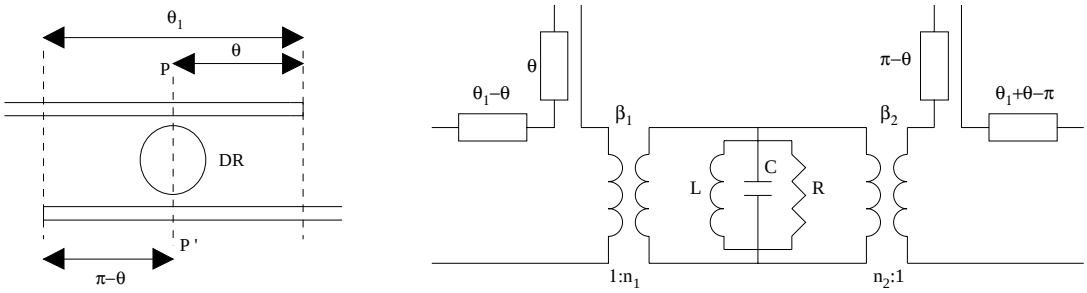


Figura 3.13 - *Layout* do circuito (NLC e amplificador) submetido para fabricação (2 mm x 3 mm)

3.4 Descrição do filtro de banda estreita usado

O NBPF que vai ser usado em conjunto com o NLC e o amplificador sintonizado (ver Figura 2.1 do capítulo 2), cujos projectos foram apresentados nos pontos 3.2 e 3.3, foi projectado por Monteiro *et al*[Mon1]. Esse NBPF foi implementado usando um ressoador dieléctrico (DR) uma vez que, como foi referido no capítulo 2, estes constituem uma boa opção para a realização de filtros passa-banda, com factor de qualidade da ordem das centenas, necessário para a aplicação em causa. Seguidamente apresenta-se uma descrição sucinta do modo de construção de um tal filtro, bem como a sua caracterização. Numa fase posterior desta dissertação (capítulo 6) são apresentados os resultados práticos do mesmo.

Um modelo largamente aceite para o ressoador dieléctrico, que foi desenvolvido por Galwas[Gal] e subsequentemente melhorado por Podcameni *et al*[Pod] é apresentado na Figura 3.14. Os valores dos vários parâmetros apresentados na Figura 3.14 *b)* são determinados experimentalmente.



a) *b)*

Figura 3.14 *a)* Ressoador dieléctrico acoplado entre linhas microstrip. *b)* Circuito eléctrico equivalente

O DR é acoplado a duas linhas microstrip com *stubs*. Na Figura 3.14 *a)*, PP' é o plano do ressoador, θ_1 é o comprimento eléctrico das linhas de acoplamento do DR, e θ o comprimento eléctrico entre o DR e a abertura do *stub*. A análise do modelo eléctrico equivalente apresentado na Figura 3.14 *b)* mostra que as perdas mínimas se conseguem fazendo $\theta=\lambda/4$. Isto corresponde a criar um curto-circuito efectivo no plano DR. Desta forma, a máxima corrente é conseguida no mesmo plano e por conseguinte o melhor

acoplamento magnético do ressoador às linhas microstrip é obtido no modo fundamental ($TE_{01\delta}$).

Os coeficientes de acoplamento β_1 e β_2 estão relacionados com os parâmetros do modelo da Figura 3.14 *b)* pelas seguintes expressões:

$$\beta_1 = \frac{R}{n_1^2 Z_{01}} \text{ e } \beta_2 = \frac{R}{n_2^2 Z_{02}} \tag{3.9}$$

onde Z_{01} e Z_{02} são, respectivamente, as impedâncias de entrada e de saída do circuito apresentado na Figura 3.14 *b)*, e n_1 e n_2 são a razão do número de voltas de um transformador ideal à entrada e à saída; R é a impedância equivalente do DR à frequência de ressonância.

As perdas por inserção mínimas para um dado factor de qualidade em carga (Q_L: *loaded quality factor*) são obtidas para um acoplamento simétrico ($\beta_1=\beta_2$), quando o DR está posicionado a meio das duas linhas de transmissão. Os parâmetros S do filtro para um acoplamento simétrico são dados por:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1 + jQ_u\delta}{1 + 2\beta + jQ_u\delta} e^{-j(2\theta_1+\pi)} \tag{3.10}$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2\beta}{1 + 2\beta + jQ_u\delta} e^{-j2\theta_1} \tag{3.11}$$

onde $\delta=[(f/f_o)^2-1]$, f_o é a frequência de ressonância do DR e Q_u o factor de qualidade sem carga (*unloaded quality factor*).

Para um acoplamento simétrico e para valores moderadamente elevados de Q_L, pode-se demonstrar, usando a equação (3.11), que o coeficiente de acoplamento β é dado por uma função simples de Q_u e Q_L, equação (3.12), pelo que se pode tratar o filtro DR como um filtro simplesmente sintonizado.

$$\beta = \frac{1}{2}\left(\frac{Q_u}{Q_L} - 1\right) \tag{3.12}$$

A versão do filtro com ressoador dieléctrico que vai ser usada juntamente com o NLC e com o amplificador sintonizado para construir um circuito recuperador de relógio em malha aberta, apresenta um factor de qualidade Q_L próximo de 750, um declive de fase à frequência de ressonância de -4.4º/MHz e perdas por inserção inferiores a 3 dB[Mon1].

3.5 Conclusões

Foram apresentados os passos seguidos no desenvolvimento de um circuito não-linear quadrático não-balanceado e de um amplificador sintonizado em 20 GHz, que conduziram à construção dos *layouts* finais e determinação das polarizações para os vários dispositivos activos usados. Apresentou-se também o modo de construção e caracterização de um NBPF já implementado, que será usado em conjunto com os dois circuitos referidos num circuito recuperador de relógio em malha aberta.

Capítulo 4

Resultados de Simulação dos Circuitos Projectados

4.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados das várias simulações efectuadas com os circuitos projectados, a não-linearidade e o amplificador sintonizado.

De referir que as várias simulações foram efectuadas usando o simulador de microondas HP-MDS[Mds, Mds1], e que nessas várias simulações se considerou o efeito indutivo dos fios de ligação do monolítico aos circuitos externos e as capacidades dos terminais de ligação.

4.2 Não-linearidade

No capítulo anterior, aquando do projecto do circuito não-linear, concluiu-se quais as polarizações a usar em cada um dos HEMTs dos vários andares. O seu circuito eléctrico simplificado encontra-se representado na Figura 3.5. No HEMT do andar de entrada deve-se aplicar 3 V (V_{D1}), circulando assim uma corrente entre dreno e fonte de 1.74 mA (V_{DS}=2.35 V e V_{GS}=-0.4 V). No andar de saída tem-se V_{D3}=3 V e V_{G3}=-0.2 V sendo I_{DS}=6.9 mA e portanto V_{DS}=1.75 V e V_{GS}=-0.2 V. Finalmente, o HEMT do andar quadrador deve ser polarizado com V_{D2}=3 V e V_{G2}=-0.9 V. Este HEMT, como se referiu no capítulo 3, é o responsável por conferir ao NLC o efeito não-linear desejado, ou seja, criar uma componente discreta à frequência de transmissão de dados a partir de uma

sequência a 20 Gsimb/s cujo espectro tenha pouca potência a essa frequência, e para tal devia ser polarizado perto da entrada em condução ($V_{GS} \cong V_{TO}$=-0.9 V).

No entanto, na tentativa de concluir se essa era a polarização mais adequada para o HEMT quadrador, introduziu-se uma sequência pseudo-aleatória NRZ a 20 Gbit/s, de comprimento 2^{10}-1 bits e amplitude 500 mV, e verificou-se a potência da risca gerada a 20 GHz e o nível de ruído na sua vizinhança, quando se aplicavam diferentes tensões na porta do HEMT quadrador. Adicionalmente, verificou-se se as alterações na polarização do HEMT provocavam modificações significativas na resposta linear, ou seja, nas adaptações de entrada e de saída. As várias situações consideradas foram tais que o transístor quadrador se encontrasse perto da entrada em condução, como se tinha concluído no capítulo 3. Assim, considerando V_{DS}=3 V, aplicaram-se tensões entre porta e fonte desde -0.9 V até -0.4 V. Na Figura 4.1 e na Figura 4.2 apresentam-se os resultados obtidos.

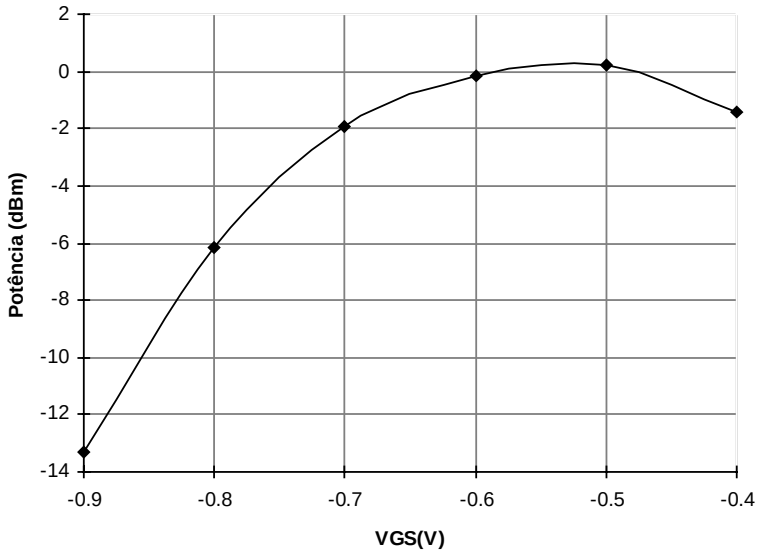
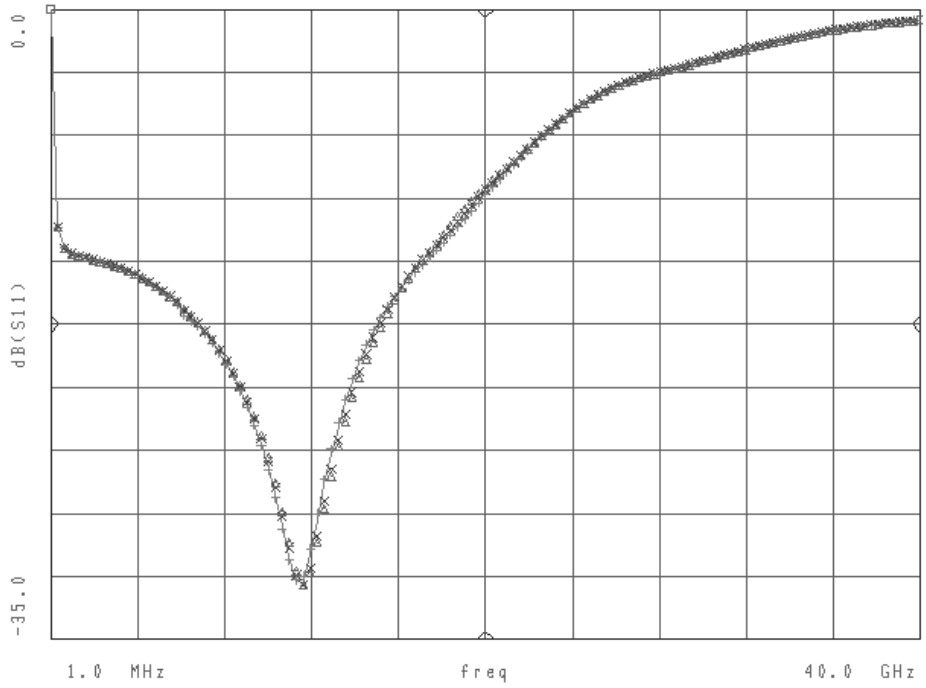
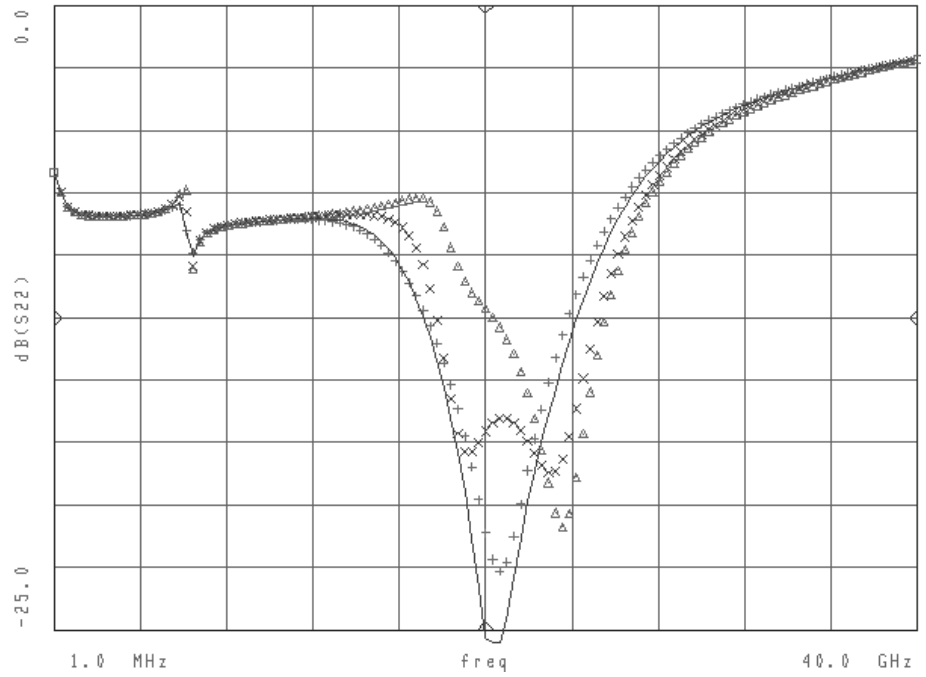


Figura 4.1 - Potência da componente discreta gerada a 20 GHz a partir de uma sequência NRZ a 20 Gbit/s, utilizando diferentes tensões de porta para o HEMT quadrador (-0.9 V< V_{GS}<-0.4 V)



a)



b)

Figura 4.2 - Influência das diferentes tensões de porta aplicadas ao HEMT quadrador (Δ, V_{GS}=-0.9 V; x, V_{GS}=-0.7 V; —, V_{GS}=-0.5 V; +, V_{GS}=-0.4 V) nas adaptações do NLC. *a)* Perdas por reflexão à entrada. *b)* Perdas por reflexão à saída

Observando a Figura 4.1, e tendo presente que o nível ruído na vizinhança da componente de 20 GHz se mantém praticamente inalterável nas situações estudadas, pode-se concluir que o HEMT quadrador deve ser polarizado com uma tensão de porta aproximadamente igual a -0.5 V. Nessa situação, a potência da componente discreta gerada a 20 GHz é aproximadamente igual a 0.2 dBm. Adicionalmente, para essa tensão de porta consegue-se a melhor adaptação de saída como se pode constatar observando a Figura 4.2 *b)*. Para V_{GS}=-0.5 V a adaptação à saída é melhor que 25 dB (-20log|S_{22}|). Quanto à adaptação de entrada não sofre qualquer alteração com a tensão de porta como se observa na Figura 4.2 *a)*.

No capítulo 3 havia-se concluído que o HEMT quadrador deve ser polarizado perto da entrada em condução. Estes resultados de simulação embora não confirmem plenamente a conclusão obtida no capítulo 3, fazem-no em parte, uma vez que para V_{GS}=-0.5 V e V_{DS}=3.0 V, tem-se I_{DS}=2.43 mA, ou seja, apesar do HEMT estar já em condução não circula ainda muita corrente.

Nas secções seguintes apresentam-se os resultados das várias simulações efectuadas com o circuito não-linear usando as polarizações referidas, nomeadamente a simulação não-linear, a simulação linear (adaptação à entrada e à saída), a análise de Monte-Carlo e a análise da estabilidade.

4.2.1 Simulação não-linear

Numa primeira fase apresentam-se os resultados da análise não-linear "Harmonic Balance"[Mds], que consiste em introduzir à entrada do NLC uma sinusóide e analisar a potência dos vários harmónicos à saída. Esta primeira análise dá-nos uma ideia da capacidade do NLC em gerar à saída uma frequência dupla da de entrada. Assim, introduziu-se à entrada uma sinusóide a 10 GHz de potência -11 dBm. Analisando a representação espectral à saída (Figura 4.3) facilmente se constata que dos harmónicos gerados, o de 20 GHz é o que apresenta uma maior potência (-26 dBm), concluindo-se assim que o NLC efectivamente duplica a frequência do sinal que lhe é aplicado à entrada.

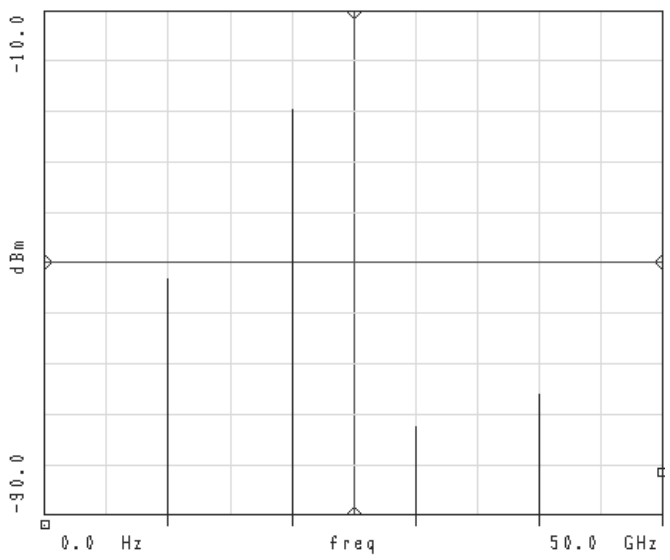


Figura 4.3 - Representação espectral dos harmónicos à saída do NLC resultantes da análise "Harmonic Balance"

Seguidamente apresenta-se uma análise não-linear mais consistente e realista, já que se considera um sinal de entrada do tipo do que efectivamente vai ser aplicado ao NLC aquando da sua operação numa situação prática. Este tipo de análise já foi utilizado no estudo efectuado para se concluir qual a melhor polarização a usar para o HEMT quadrador.

Introduziu-se então uma sequência pseudo-aleatória NRZ a 20 Gbit/s (T=50 ps) com comprimento 2^{10}-1 bits e amplitude 500 mV à entrada do circuito não-linear (na Figura 4.4 *a)* apresenta-se um extracto dessa sequência), e observou-se o espectro do sinal à sua saída. Como se pode verificar observando a Figura 4.4 *c)* o espectro correspondente à sequência NRZ à entrada do NLC tem pouca potência à frequência de transmissão dos dados, mais propriamente -36 dBm. Por acção do NLC gera-se uma componente discreta a 20 GHz, como se pode constatar da observação da Figura 4.4 *d)* onde se apresenta o espectro do sinal à saída do NLC. A potência dessa componente gerada a 20 GHz é cerca de 0.2 dBm. Na Figura 4.4 *b)* apresenta-se um extracto do sinal à saída do NLC, no domínio do tempo, verificando-se que o sinal tem uma amplitude aproximadamente igual a 200 mV_{pp}.

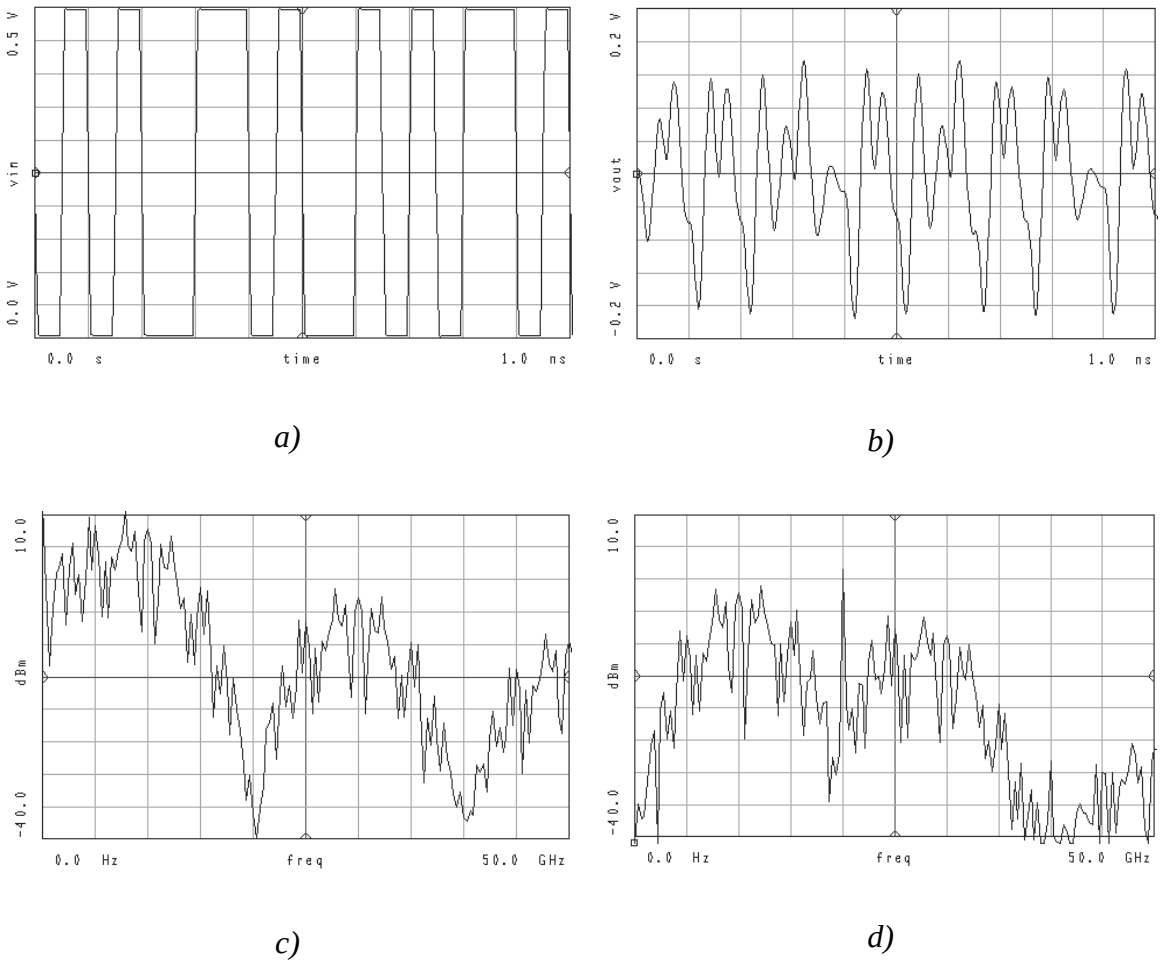


Figura 4.4 - Sinais à entrada e saída do NLC. *a)* Extracto de uma sequência NRZ a 20 Gbit/s à entrada do NLC no domínio do tempo. *b)* Extracto do sinal à saída do NLC no domínio do tempo. *c)* Espectro do sinal à entrada do NLC. *d)* Espectro do sinal à saída do NLC

Analisando estes resultados, prevê-se que o NLC projectado seja perfeitamente capaz de gerar uma componente à frequência de transmissão com potência suficiente, de tal forma que o amplificador e o NBPF a jusante consigam extrair um sinal de relógio com um nível adequado.

4.2.2 Simulação linear

Na Figura 4.5 apresentam-se as adaptações à entrada e à saída, numa gama de frequências desde 1 MHz até 40 GHz.

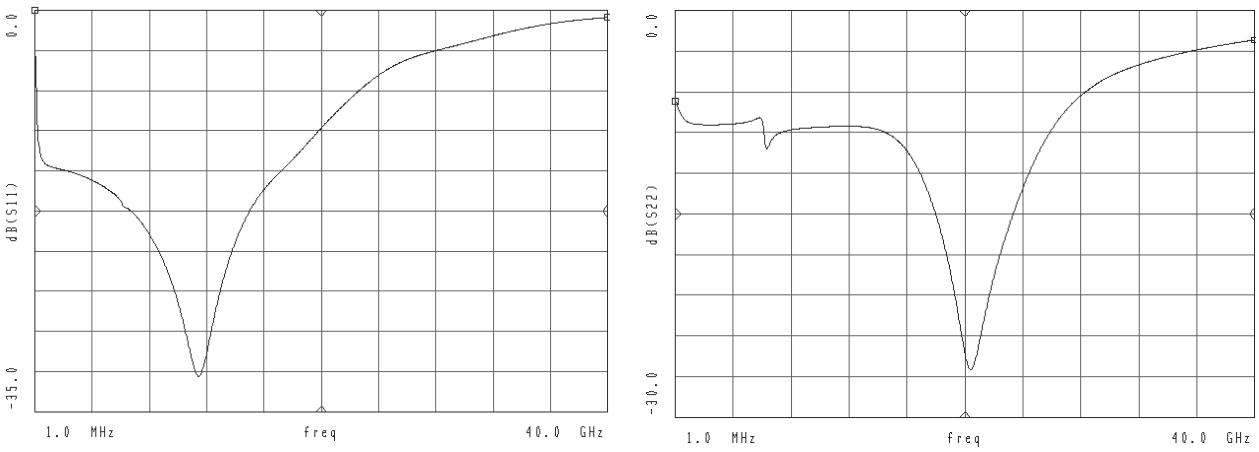


Figura 4.5 - Adaptações à entrada (S_{11}) e saída (S_{22}) do NLC

Observando esta figura constata-se que a adaptação de entrada do NLC é melhor que 15 dB (-20log|S_{11}|) numa gama de frequências que excede os 16.5 GHz. A adaptação de saída encontra-se praticamente sintonizada nos 20 GHz, sendo a essa frequência um pouco melhor que 25 dB (-20log|S_{22}|). Considerando estes resultados de simulação pode-se concluir que o NLC apresenta as adaptações muito próximas das idealizadas aquando do seu projecto.

4.2.3 Análise de Monte-Carlo

Com o objectivo de estudar a variação da resposta em frequência do NLC com a variação do valor dos componentes usados na sua construção, devido à sua tolerância de fabrico, foram feitas simulações usando a análise de Monte-Carlo[Mds]. Dos componentes usados apenas os condensadores apresentam variâncias a considerar, sendo o valor do desvio padrão de 4.5 % com uma distribuição Gaussiana[Pml]. Os resultados dessa análise são apresentados na Figura 4.6.

As modificações na resposta linear do NLC resultantes da tolerância dos condensadores revelaram-se insignificantes. Apenas no caso da adaptação de entrada se verifica alguma variação na vizinhança de 12 GHz, mas não é preocupante uma vez que no pior caso a adaptação é melhor que 30 dB (-20log|S_{11}|).

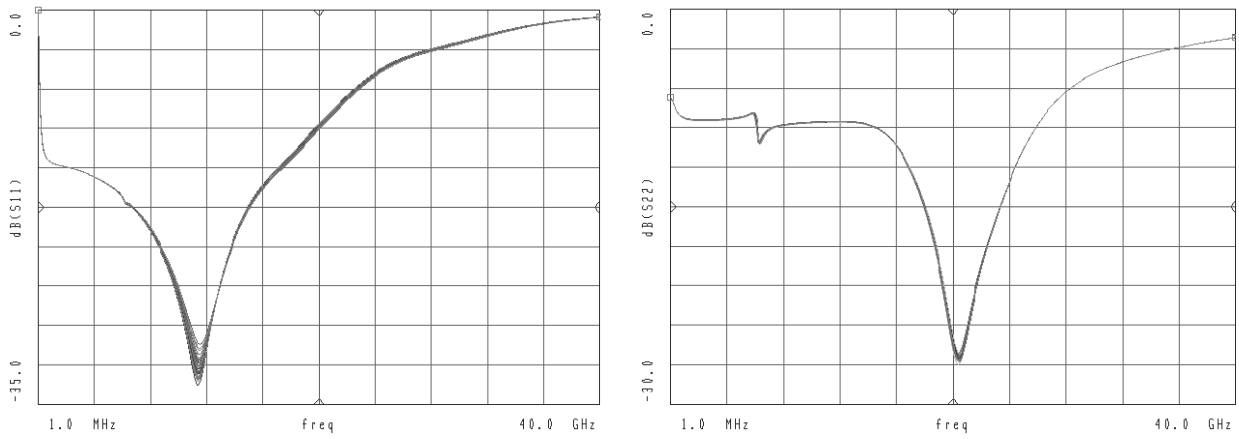


Figura 4.6 - Variação das adaptações de entrada (S_{11}) e saída (S_{22}) do NLC (análise de Monte-Carlo)

4.2.4 Análise da estabilidade

Finalmente, apresentam-se a seguir os resultados da análise à estabilidade do NLC, que é talvez o aspecto mais importante a considerar no projecto deste tipo de circuitos, já que a oscilação a uma qualquer frequência, mesmo que fora da banda de trabalho inutilizaria completamente o desempenho do circuito.

Para que um circuito seja estável são condições necessárias e suficientes que $|\Delta|<1$ e $K>1$[Gon]. Estes dois parâmetros da estabilidade são definidos pelas equações (3.3) e (3.4) apresentadas no capítulo 3. Na Figura 4.7 apresenta-se a variação destes dois parâmetros em função da frequência. Considera-se a gama de frequências desde 1 MHz até à máxima frequência de oscilação[Lad], $f_{máx}$ (60 GHz).

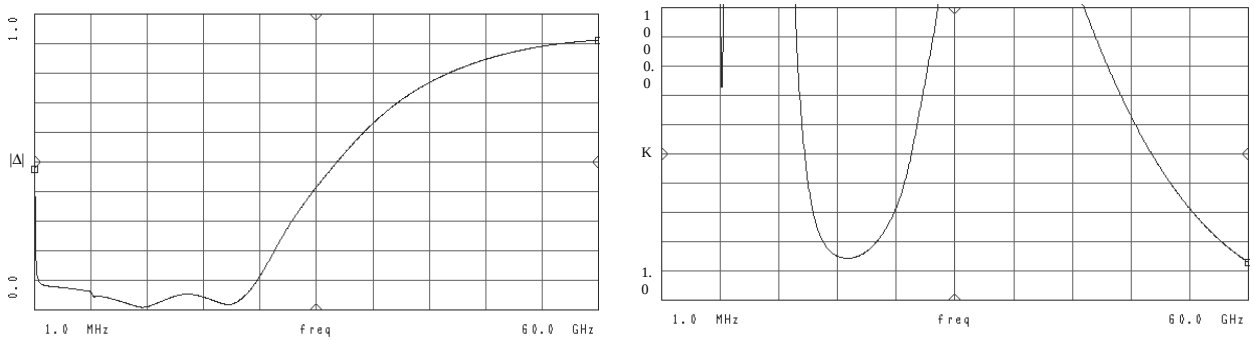


Figura 4.7 - Parâmetros da estabilidade, |Δ| e K

Como se pode verificar observando a Figura 4.7, |Δ|<1 e K>1, para toda a gama de frequências considerada, pelo que o circuito é incondicionalmente estável.

Por fim convém referir que, mesmo não usando as polarizações que se entendeu pelas razões expostas no capítulo 3 serem as indicadas, nunca se verificaram problemas de estabilidade.

4.3 Amplificador

Tal como se fez para o NLC, vai-se de seguida apresentar e comentar os resultados das simulações efectuadas com o amplificador projectado.

4.3.1 Parâmetros S

Na Figura 4.8 apresenta-se a variação dos vários parâmetros S, numa gama de frequências desde 1 MHz até 40 GHz.

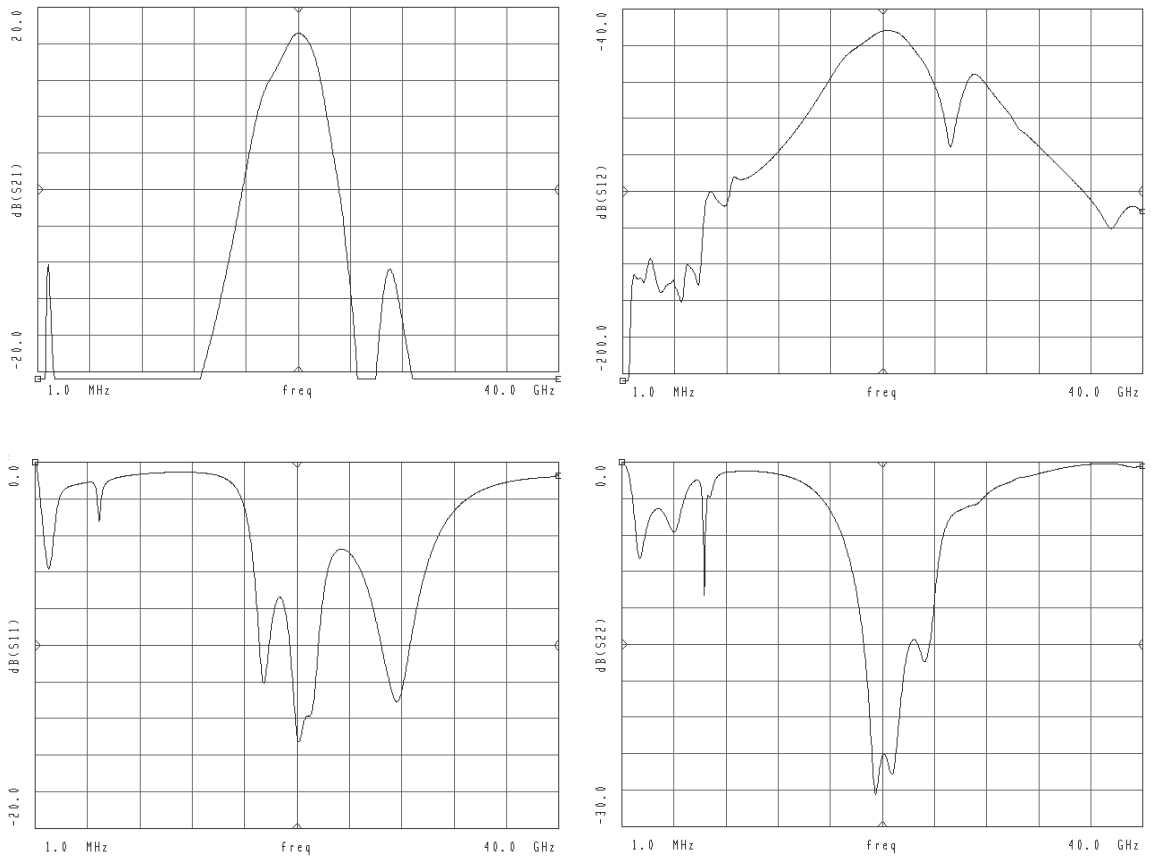


Figura 4.8 - Parâmetros S do amplificador

Na Figura 4.9 apresentam-se pormenorizadamente esses mesmos parâmetros S na gama de frequências em torno de 20 GHz (19 GHz a 21 GHz).

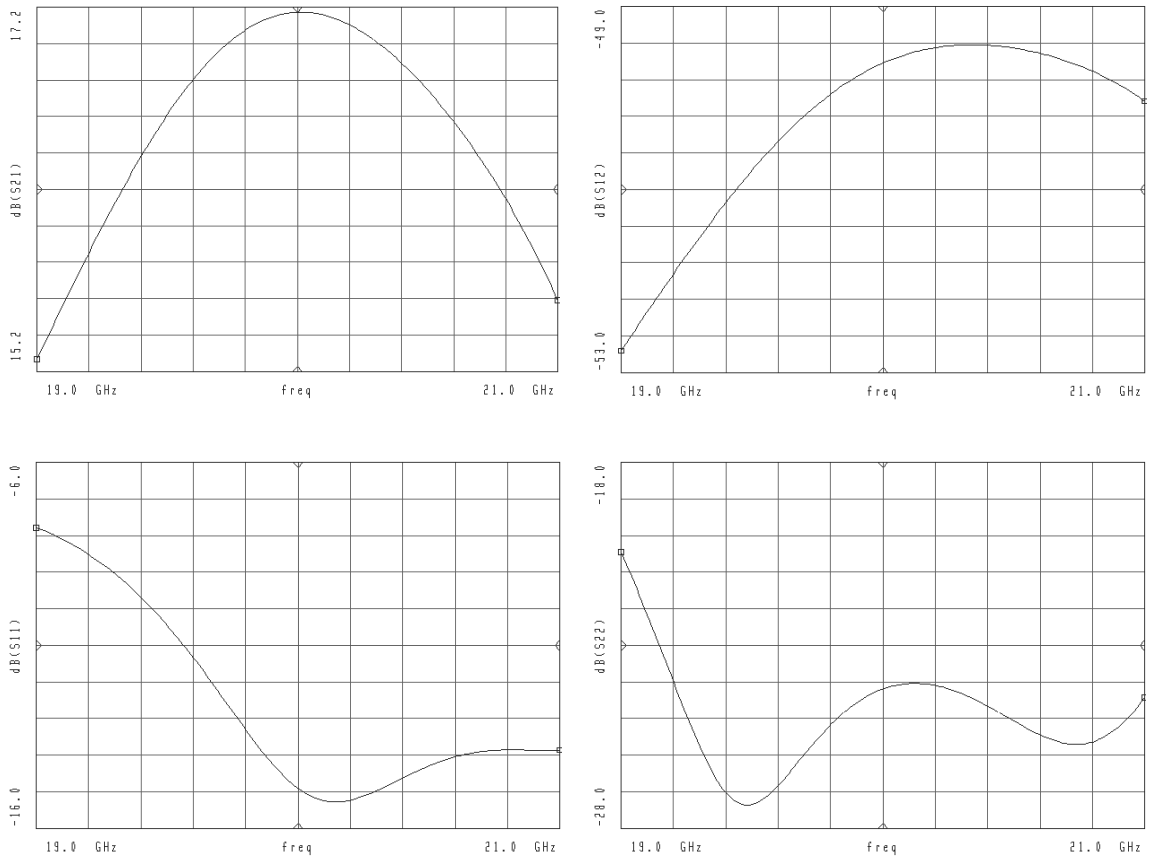


Figura 4.9 - Parâmetros S do amplificador (na vizinhança de 20 GHz)

As especificações pretendidas para o amplificador foram apresentadas no ponto 3.3. Tendo por base essas especificações vai-se agora analisar os resultados apresentados.

Observando a Figura 4.8 e a Figura 4.9 constata-se que o ganho se encontra perfeitamente sintonizado em 20 GHz, sendo a essa frequência aproximadamente 17.2 dB ($20\log|S_{21}|$). A filtragem fora da banda de trabalho é efectuada com um ganho inferior a -5 dB na gama de frequências desde 0 a 15 GHz, e com um ganho inferior a -36 dB para frequências superiores a 25 GHz. As duas ressonâncias espúrias às frequências f=800 MHz e f=27 GHz não são preocupantes uma vez que em ambos os casos o ganho é inferior a -8 dB. O amplificador apresenta uma adaptação à entrada superior a 15 dB ($-20\log|S_{11}|$) a 20 GHz, ultrapassando os 10 dB pretendidos. Nessa

mesma frequência a adaptação de saída é melhor que 24 dB (-20log|S_{22}|), superando também os 10 dB desejados. Finalmente, apenas uma referência ao coeficiente de transmissão para trás, que é bastante reduzido para 20 GHz, sendo aproximadamente igual a -50 dB.

Considerando estes resultados verifica-se que o amplificador cumpre as especificações pretendidas.

Na Figura 4.10 apresentam-se os parâmetros S do NBPF disponível (resultados experimentais[Mon1]).

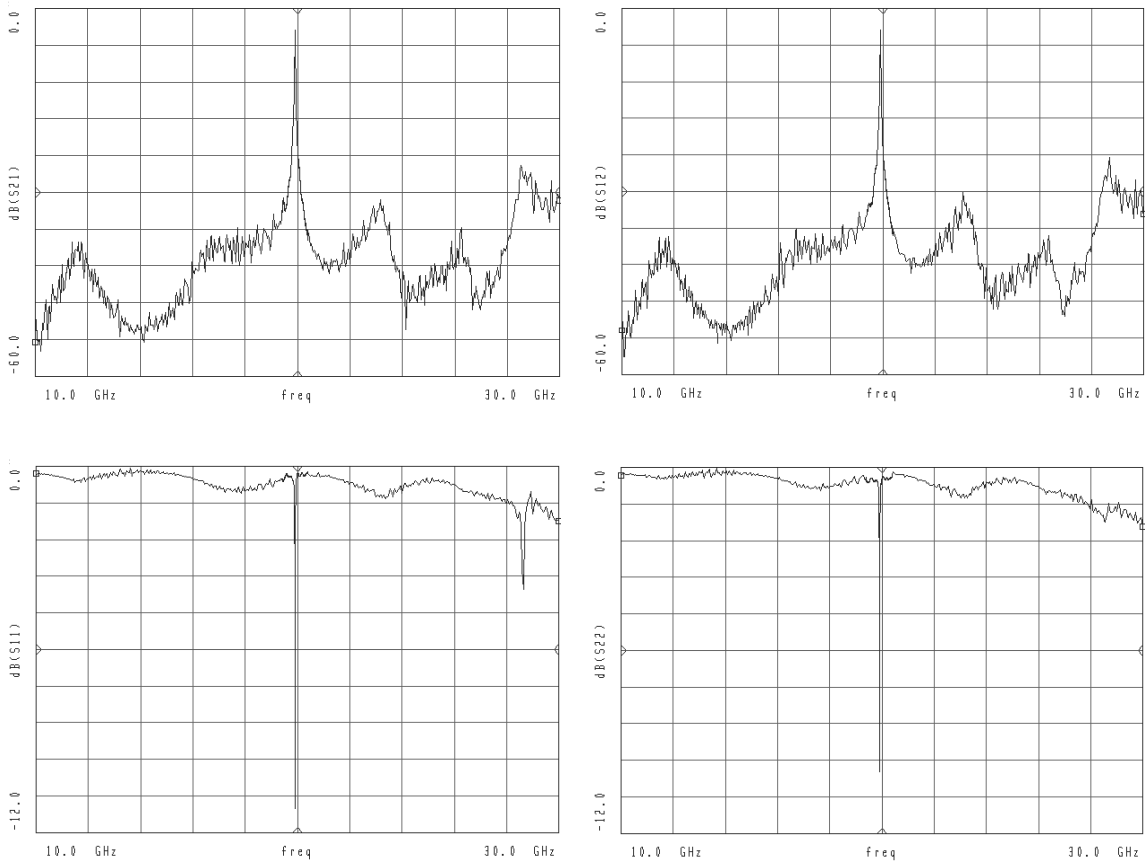


Figura 4.10 - Parâmetros S do NBPF

Na Figura 4.11 apresenta-se a resposta conjunta do amplificador projectado (resultados de simulação) e do NBPF desde 10 GHz até 30 GHz, obtida usando uma funcionalidade disponível no HP-MDS[Mds].

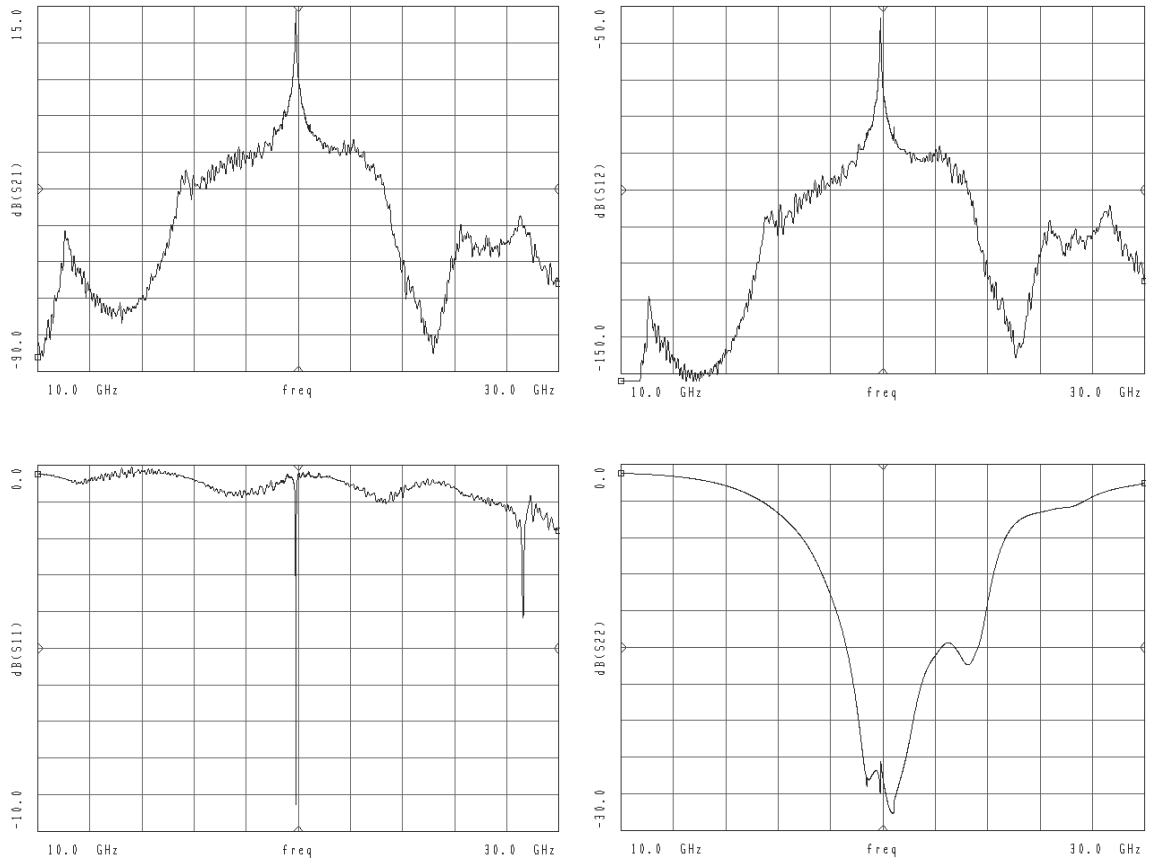


Figura 4.11 - Parâmetros S do amplificador em série com o NBPF

Observando essas duas figuras (Figura 4.10 e Figura 4.11) verifica-se que o amplificador atenua os modos espúrios do NBPF, e a resposta em frequência destes dois circuitos em série encontra-se perfeitamente sintonizada à frequência de transmissão. A essa frequência o ganho é aproximadamente 13.5 dB e as adaptações à entrada e à saída superiores a 9 dB e a 26 dB, respectivamente.

Tendo em conta estes resultados, pode-se concluir que apenas a componente discreta gerada pelo NLC (ver Figura 4.4 *d)*) vai ser amplificada para os níveis desejados, permitindo assim uma recuperação eficiente do sinal de relógio com baixo ruído.

4.3.2 Análise de Monte-Carlo

Tal como efectuado no caso do NLC, foi-se estudar a variação da resposta em frequência do amplificador com a variação do valor dos condensadores usados na sua construção, usando a análise de Monte-Carlo[Mds]. A variação do valor dos condensadores obedece a

uma distribuição Gaussiana[Pml] com desvio padrão de 4.5 %. Os resultados dessa análise são apresentados na Figura 4.12.

Tal como se havia verificado para o caso do NLC, as variações resultantes desta análise na resposta em frequência do amplificador revelaram-se insignificantes. Apenas no caso da adaptação de saída se verifica alguma variação na vizinhança dos 20 GHz, mas não é preocupante uma vez que no pior caso a adaptação é superior a 22 dB.

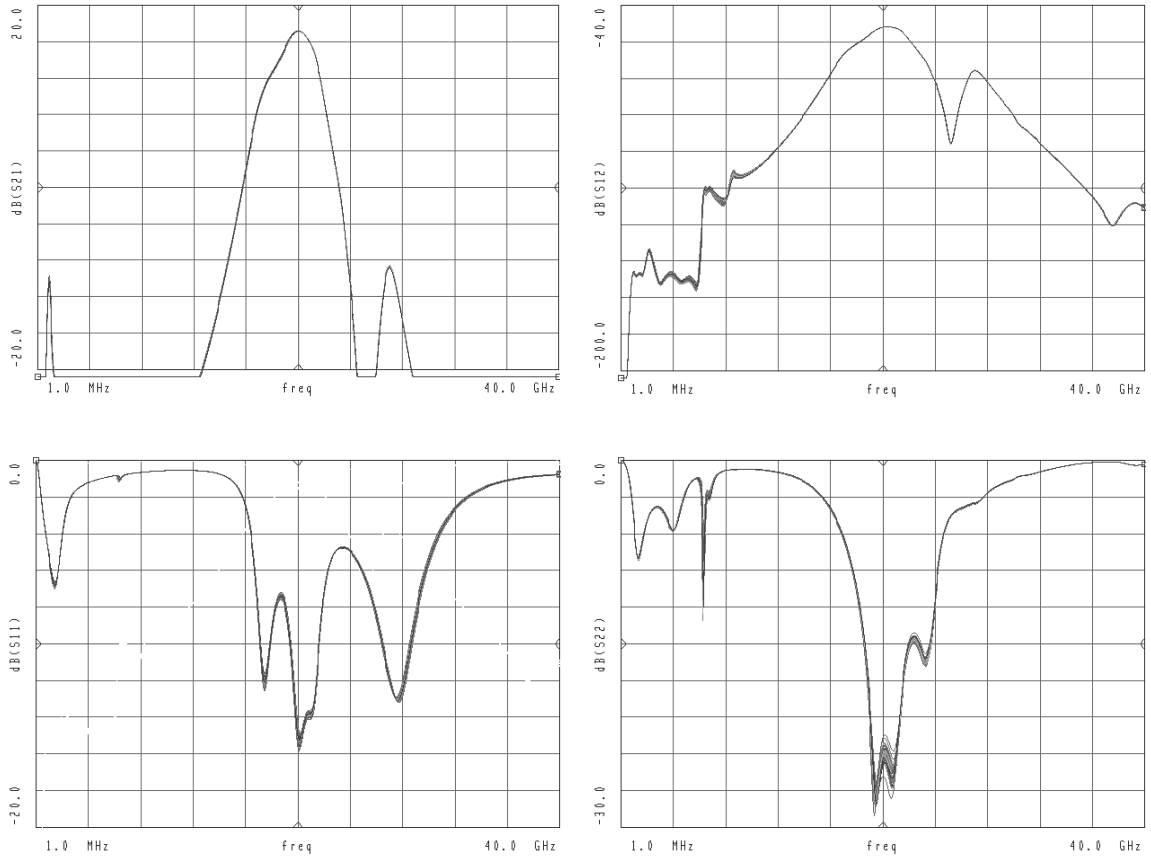


Figura 4.12 - Variação dos parâmetros S do amplificador (análise de Monte-Carlo)

4.3.3 Figura de ruído

Na Figura 4.13 encontra-se apresentada a figura de ruído do amplificador na gama de frequências desde 1 MHz até 40 GHz.

A figura de ruído à frequência de 20 GHz é aproximadamente igual 7.8 dB. Este valor pode-se considerar aceitável, tendo em conta o número de andares usado (três), e que aquando do projecto se optimizou o desempenho do amplificador para a obtenção do máximo ganho, em detrimento da sua figura de ruído.

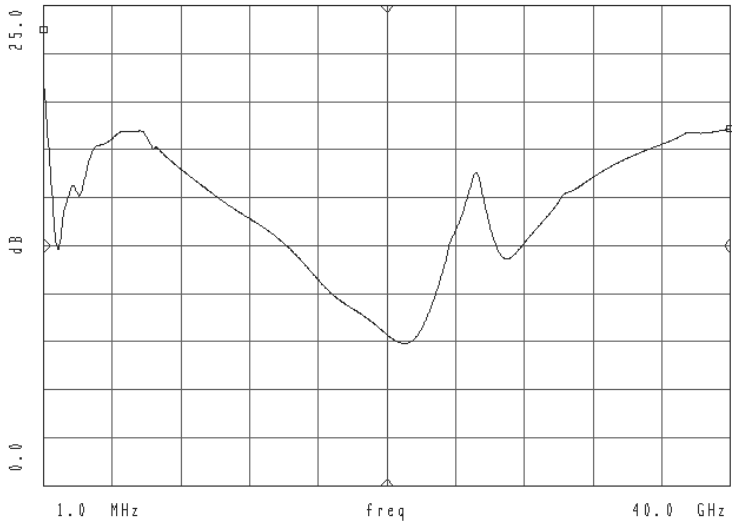


Figura 4.13 - Figura de ruído do amplificador

4.3.4 Análise da estabilidade

Seguidamente, apresentam-se os resultados da análise à estabilidade do amplificador. Para que um circuito seja estável são condições necessárias e suficientes que $|\Delta|<1$ e $K>1$[Gon], sendo estes dois parâmetros da estabilidade dados pelas equações (3.3) e (3.4) apresentadas no capítulo 3. Na Figura 4.14 apresenta-se a variação destes dois parâmetros da estabilidade em função da frequência, tendo-se considerado, tal como no caso do NLC, a gama de frequências desde 1 MHz até à máxima frequência de oscilação[Lad], $f_{máx}$ (60 GHz).

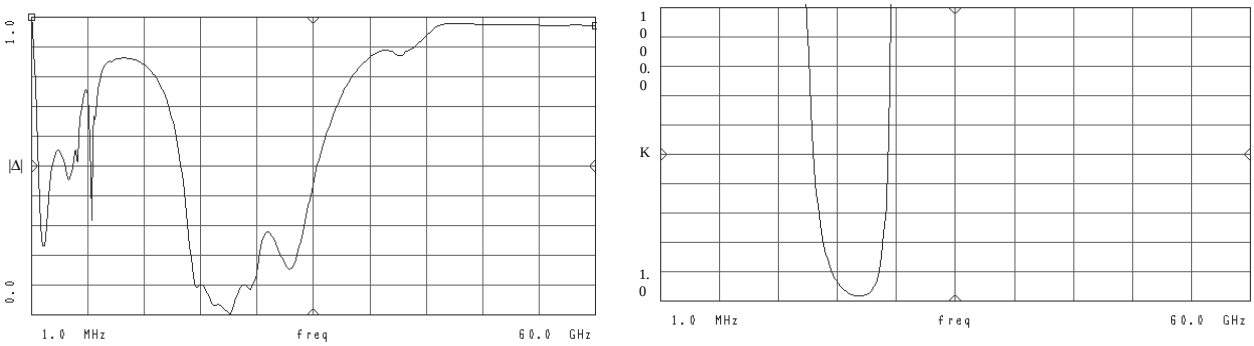


Figura 4.14- Parâmetros da estabilidade, $|\Delta|$ e K

Observando esta figura constata-se que $|\Delta|<1$ e $K>1$, para toda a gama de frequências considerada, pelo que o amplificador é incondicionalmente estável.

4.4 Conclusões

Apresentaram-se os resultados de simulação do circuito não-linear e do amplificador sintonizado projectados. De acordo com esses resultados de simulação, os circuitos projectados cumprem as especificações pretendidas, apresentadas no capítulo 3.

A partir de uma sequência NRZ a 20 Gbit/s de amplitude 500 mV e comprimento 2^{10}-1 bits, cujo espectro apresenta pouca potência à frequência de transmissão (-36 dBm), o NLC gera uma componente discreta a essa frequência com potência aproximadamente igual a 0.2 dBm. O amplificador revelou-se capaz de eliminar os modos espúrios do NBPF, e a resposta conjunta destes dois circuitos encontra-se sintonizada à frequência de transmissão, sendo a essa frequência o ganho aproximadamente igual a 13.5 dB. Assim, esse conjunto (NBPF e amplificador) irá amplificar apenas a componente discreta gerada pelo NLC, prevendo-se à saída um sinal de relógio com pouco ruído (*jitter*) associado.

Capítulo 5

Desempenho do Circuito Recuperador de Relógio Projectado (Simulação)

5.1 Introdução

Neste capítulo vai-se efectuar um estudo ao desempenho do circuito recuperador de relógio em malha aberta que usa os dois circuitos projectados (NLC e amplificador) bem como o NBPF já existente. Este estudo é realizado com o intuito de se confirmarem algumas das conclusões a que se chegaram no capítulo 2, nomeadamente no que diz respeito às características do pré-filtro a usar para reduzir o *jitter* introduzido pelo CRU (*jitter* intrínseco), e de se avançarem com estimativas para os valores de *jitter* esperados em sistemas práticos, que serão depois apresentados no capítulo 7.

De acordo com o apresentado por Trischitta *et al*[Tri] e por Bures *et al*[Bur], e já referido no capítulo 2, o pré-filtro pode ser simplesmente um filtro passa-alto. Além disso, segundo Bubrouski *et al*, usando um filtro de elevado factor de qualidade, como é o caso ($Q \cong 750$), os valores de *jitter* que se obtêm usando diferentes tipos de pré-filtros aproximam-se. Por estas razões no estudo efectuado neste capítulo vai-se efectuar a pré-filtragem usando filtros do tipo passa-alto (HPF: *Highpass Filter*).

A análise efectuada divide-se em duas partes. Numa primeira fase investiga-se o ruído de fase intrínseco do CRU, quando se consideram diferentes esquemas de codificação.

Numa fase posterior analisa-se o desempenho do CRU, quando utilizado para recuperar o sinal de relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade.

De referir que no caso do *jitter* intrínseco se mantêm as considerações do capítulo 2. Tal como acontecia nesse capítulo considera-se uma sequência sem *jitter* à entrada e não se considera o efeito do ruído. A única diferença é que agora se considera uma sequência de entrada pseudo-aleatória, e não aleatória como acontecia no capítulo 2, pelo que o valor do *jitter* vem diminuído, uma vez que a parcela do *jitter* dependente da sequência é menor[Bur]. De facto, o espectro de uma sequência pseudo-aleatória de tamanho M bits é formado por linhas discretas separadas por 1/MT (T é o período), pelo que, se M aumentar, assim teremos mais linhas discretas adicionais a passarem pelo NBPF, que se traduzirão em mais *jitter*. No limite, quando $M \rightarrow \infty$, as linhas discretas aproximam-se infinitamente e tem-se o espectro contínuo, sendo nesse caso a parcela de *jitter*, dependente da sequência, máxima.

De referir também que no caso do estudo do desempenho do CRU num sistema de transmissão de alta velocidade se considera o ruído.

Todas as simulações necessárias a este estudo foram efectuadas usando o programa SCORE[Rib] desenvolvido na Universidade de Aveiro. No apêndice A apresenta-se sumariamente a constituição deste simulador. Os modelos usados para o CRU, nomeadamente para o NLC, o amplificador sintonizado e o NBPF, baseiam-se nos dois primeiros casos nos resultados de simulação (ver pontos 4.2 e 4.3 do capítulo 4), e no caso do NBPF nos resultados experimentais[Mon1]. No que diz respeito a todos os componentes do sistema de transmissão óptica considerado, os modelos baseiam-se no estudo efectuado por Ribeiro[Rib1]. A descrição dos vários modelos é efectuada no apêndice B. Para o cálculo do *jitter* associado a um sinal gerado pelo programa SCORE, adoptou-se um processo que consiste em converter esse sinal para um ficheiro ASCII (construiu-se para o efeito um bloco do SCORE) e depois efectuar o tratamento desse ficheiro em Matlab[Mlab], usando rotinas que permitem visualizar o *jitter* associado ao sinal de relógio recuperado e calcular o desvio padrão correspondente.

5.2 Ruído de fase intrínseco

Os esquemas de codificação considerados na análise do *jitter* intrínseco do CRU são a codificação binária NRZ e a codificação multinível (4 níveis), a 20 Gsimb/s. Como já se referiu o tipo de pré-filtro usado é um filtro passa-alto (ver apêndice B.7.1). De seguida investiga-se qual a frequência de corte óptima do HPF que conduz à minimização do *jitter* intrínseco, considerando as duas codificações referidas.

5.2.1 Codificação binária NRZ

Inseriu-se à entrada do CRU uma sequência NRZ pseudo-aleatória a 20 Gbit/s livre de ruído e de *jitter*, de comprimento 2^{10}-1 bits (ver apêndice B.1.1). De acordo com o apresentado no apêndice B.7.2, para que o modelo do circuito não-linear seja válido, é necessário que o sinal à sua entrada seja simétrico e tenha amplitude não muito superior a 300 mV. Por essa razão, o sinal inserido à entrada do CRU tinha amplitude 600 mV_{pp} e era simétrico (componente DC era nula). Como se referiu no capítulo 2, um sinal deste tipo conduzirá a um valor inferior do *jitter* do que no caso NRZ com a mesma amplitude pico a pico.

Na Figura 5.1 exemplifica-se o *jitter* do relógio obtido por simulação (histograma e forma conectada), usando o método descrito anteriormente, quando se considera um HPF com frequência de corte igual a 3 GHz.

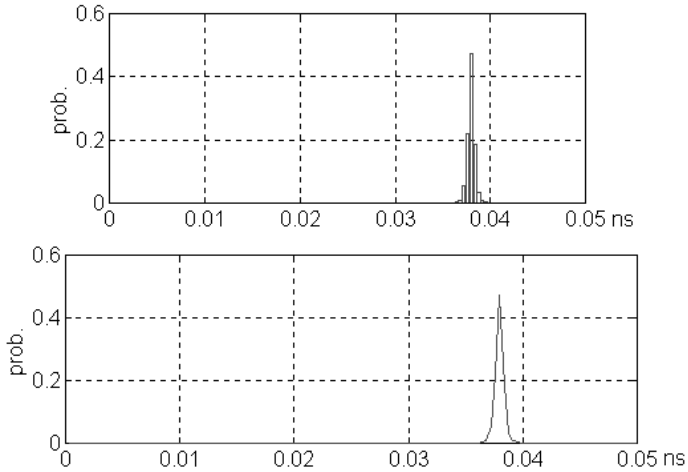


Figura 5.1 - *Jitter* do relógio recuperado usando um HPF com frequência de corte igual a 3 GHz ($\sigma \cong 0.01$ UI RMS)

O atraso obtido no histograma e no gráfico conectado, que é cerca de 0.04 ns, deve-se aos atrasos intrínsecos dos componentes do sistema. O desvio padrão (σ) do *jitter* do relógio é neste caso aproximadamente igual a 0.01 UI RMS. Mediu-se então o valor do desvio padrão do *jitter* do relógio recuperado para vários valores da frequência de corte do HPF, obtendo-se a variação apresentada no gráfico da Figura 5.2. O valor mínimo do *jitter* é de 0.0057 UI RMS, obtido para uma frequência de corte do HPF de 7 GHz.

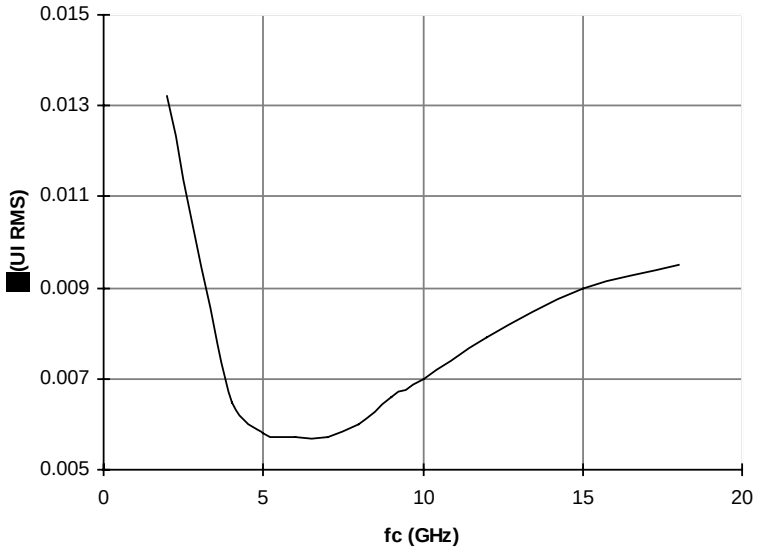


Figura 5.2 - Variação do *jitter* do relógio recuperado com a frequência de corte do HPF (codificação binária NRZ)

O facto de não se conseguir obter um valor de *jitter* nulo para nenhuma das frequências de corte do HPF testadas pode parecer estranho numa primeira análise, mas na realidade não se verificam as condições apresentadas no capítulo 2, que conduziam à recuperação de um sinal de relógio sem *jitter*. De facto, apesar da resposta em frequência do NBPF utilizado obedecer à condição imposta (é simetricamente par em torno de $\pm 1/T$ e a sua banda está limitada a $1/2T<|f|<3/2T$, sendo $1/T$ a frequência de transmissão), o mesmo não se passa com o espectro do sinal à saída do pré-filtro (não é simetricamente par em torno de de $\pm 1/2T$ nem está limitado a $1/4T<|f|<3/4T$). Além disso, a não-linearidade é não-balanceada e os modelos usados não são ideais, pelo que se justifica a não obtenção de valores de *jitter* nulos qualquer que seja a frequência de corte usada.

5.2.2 Codificação Multinível (4 níveis)

Para se comparar com o caso NRZ estudado no ponto anterior, introduziu-se à entrada do CRU uma sequência pseudo-aleatória a 40 Gbit/s (20 Gsimb/s) livre de ruído e de *jitter*, de comprimento 2^{10}-1 bits (ver apêndice B.1.2), com o mesmo valor de amplitude pico a pico, e com componente DC nula para que o modelo do NLC fosse válido.

Usando novamente um HPF mediu-se o *jitter* do relógio para vários valores da sua frequência de corte obtendo-se a variação apresentada no gráfico da Figura 5.3.

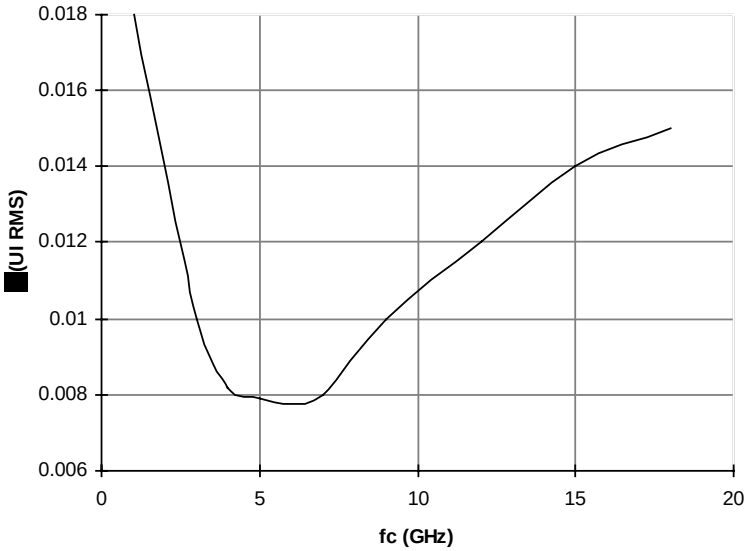


Figura 5.3 - Variação do *jitter* do relógio recuperado com a frequência de corte do HPF (codificação Multinível, 4 níveis)

O valor mínimo do *jitter* é de 0.0078 UI RMS, obtido para uma frequência de corte de 6 GHz.

5.2.3 Conclusões

A variação do *jitter* associado ao sinal de relógio recuperado com a frequência de corte do HPF é semelhante para os dois esquemas de codificação estudados, embora para o caso multinível haja um maior incremento do *jitter* para frequências de corte maiores do que a óptima, como se pode constatar observando a Figura 5.2 e a Figura 5.3.

Outro facto a salientar é que no caso multinível o *jitter* do relógio é maior, confirmando-se assim o comportamento previsto na secção 2.3.2 do capítulo 2 e por Bubrouski *et al*[Bub].

Os valores óptimos para as frequências de corte do HPF são diferentes dos apresentados na literatura[Tri], onde se refere que a frequência de corte do HPF deve ser aproximadamente 10 GHz (*1/2T*). De facto os valores óptimos obtidos foram inferiores, respectivamente 7 GHz e 6 GHz para a codificação binária NRZ e para a codificação multinível (4 níveis).

Estas diferenças obtidas nos valores das frequências de corte óptimas devem-se ao facto de se estarem a considerar diferentes formatos para os sinais à entrada do CRU. Os resultados apresentados neste capítulo referem-se ao caso geral, considerando-se sequências de dados em que os impulsos elementares têm formato rectangular. No caso apresentado na literatura considerou-se uma formatação do tipo cosseno elevado a 100%. Assim, apesar do pré-filtro usado ser semelhante (com decaimento de terceira ordem na banda de rejeição) obtinham-se diferentes valores para as frequências de corte óptimas.

5.3 Recuperação do relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade

Uma vez estudado o CRU isoladamente, foi-se analisar o seu desempenho na recuperação do sinal de relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade. Esse sistema utiliza um método de transmissão que se tem revelado bastante eficaz para comunicações de longa distância a muito alta velocidade através de fibra óptica monomodo (SMF: *Single Mode Fibre*). Esse método, apresentado por Wedding *et al*[Wed], é designado por transmissão suportada por dispersão (DST: *Dispersion Supported Transmission*), e permite comprimentos de ligação, sem regeneração, superiores ao limite de dispersão convencional para sistemas com modulação de intensidade e detecção directa.

Esse comprimento de ligação, sem regeneração, pode ainda ser aumentado usando codificação multinível. Num estudo efectuado por Wedding *et al*[Wed1], comparando a codificação binária com a codificação multinível (4 níveis) para uma dada taxa de transmissão, foi concluído que no caso da codificação com 4 níveis só é requerida

metade da largura de banda e consegue-se um comprimento de ligação, sem regeneração, quatro vezes superior. A única penalidade é um aumento da potência óptica no transmissor de cerca de 3 dB.

O desempenho do CRU foi então estudado para um sistema DST multinível (4 níveis) a 20 Gsimb/s (40 Gbit/s). O diagrama de blocos do sistema simulado é apresentado na Figura 5.4.

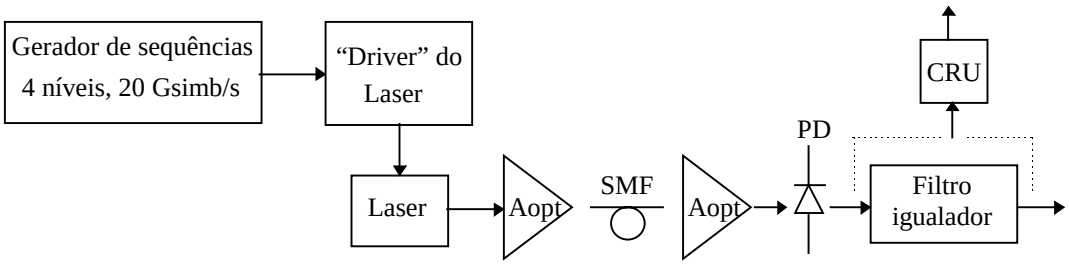


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do sistema simulado (Aopt - Amplificador óptico; SMF - Fibra óptica monomodo; PD - Fotodíodo; CRU - Unidade de recuperação do relógio)

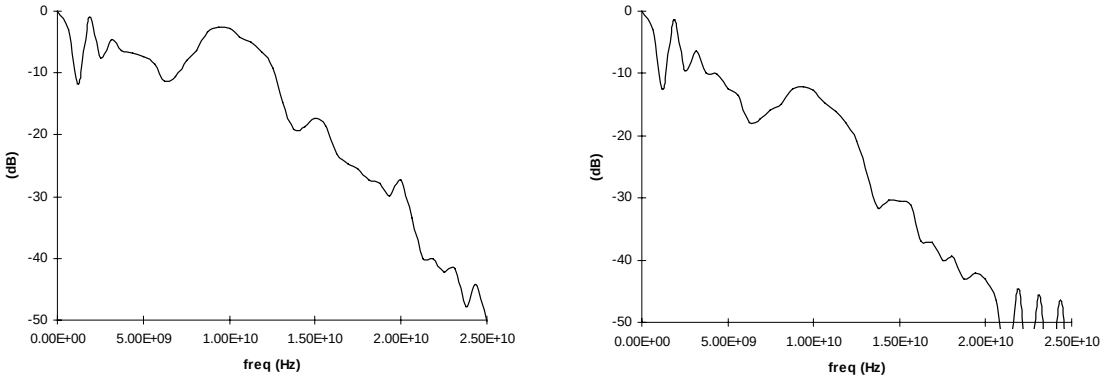
Para as simulações considerou-se uma fibra óptica monomodo com uma dispersão cromática de 17 ps/nm.Km (apêndice B.3) e o transmissor era um Laser semicondutor (apêndice B.2), com os seus parâmetros intrínsecos optimizados de tal forma que a sua resposta se aproximasse o mais possível da resposta conhecida de um Laser prático. À entrada e saída da fibra usaram-se amplificadores ópticos (apêndice B.4), que efectuam respectivamente a pré-amplificação e a compensação da atenuação introduzida pela fibra. O modelo do receptor inclui um fotodetector (apêndice B.5) e um filtro passa-baixo para igualizar a resposta do sistema formado pelo Laser e pela SMF (apêndice B.6).

No estudo efectuado, começa por se optimizar o desempenho do CRU para este sistema em particular, e numa fase posterior analisa-se a dependência do desempenho com o ruído.

5.3.1 Optimização do desempenho do CRU

Inseriu-se uma sequência pseudo-aleatória de 4 níveis a 40 Gbit/s (20 Gsimb/s), de comprimento 2^{10}-1 bits (ver apêndice B.1.2), com amplitude 1 V_{pp} e componente DC nula. Considerou-se um comprimento de 30 Km para a SMF, pelo que o filtro igualador tinha uma frequência de corte de aproximadamente 3.3 GHz (determinada pela equação b.10 do apêndice B). Os ganhos considerados para os amplificadores ópticos foram tais que à saída do fotodetector se tinha um sinal com aproximadamente 400 mV_{pp}. Este facto é importante pois permite constatar que o sinal a ser tratado pelo NLC obedecia à condição de validade do seu modelo (ver apêndice B.7.2).

Na Figura 5.5 apresentam-se os espectros dos sinais antes e depois do filtro igualador. Da observação dessa figura pode-se constatar que o conteúdo espectral em torno de 10 GHz apresenta um nível de potência cerca de 10 dB inferior à saída do filtro igualador. Por esta razão, é previsível que a recuperação do sinal de relógio seja mais eficiente usando o sinal antes da igualização. Vai-se de seguida comparar as duas situações (CRU antes ou depois do filtro igualador) para se tentar validar esta dedução. Outro factor a optimizar é a frequência de corte do HPF que se vai usar como pré-filtro.



a) *b)*

Figura 5.5 - Espectros dos sinais no sistema DST. *a)* Antes do filtro igualador. *b)* Depois do filtro igualador

5.3.1.1 Recuperação do relógio antes do filtro igualador

Usando a sequência pseudo-aleatória de 4 níveis a 20 Gsimb/s descrita anteriormente (5.3.1), foi-se medir o valor do desvio padrão do *jitter* associado ao sinal de relógio recuperado, quando se consideravam diferentes frequências de corte para o HPF, obtendo-se a variação apresentada na Figura 5.6.

O valor mínimo do *jitter* é de 0.014 UI RMS, obtido para uma frequência de corte de 6 GHz. Como se esperava este valor é superior ao valor do *jitter* intrínseco obtido na secção 5.2.2, uma vez que se recuperou o sinal de relógio a partir de um sinal com *jitter* e se considerou o ruído.

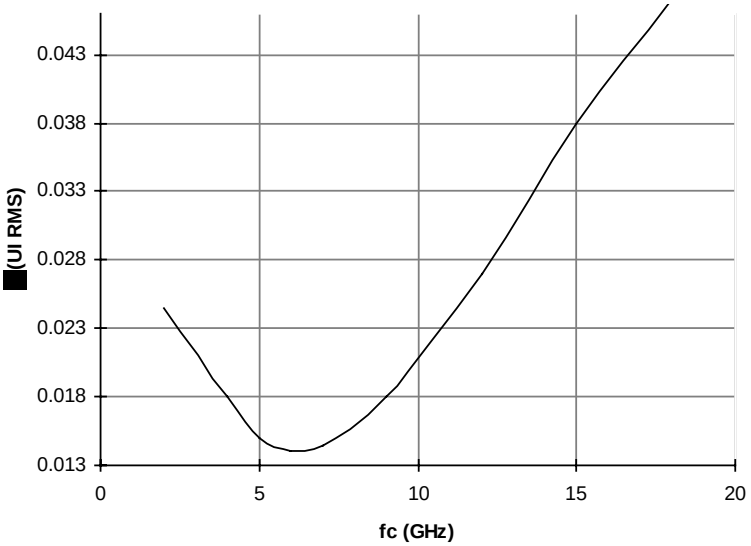


Figura 5.6 - Variação do *jitter* do relógio recuperado com a frequência de corte do HPF (sistema DST)

5.3.1.2 Recuperação do relógio depois do filtro igualador

Estudou-se também a recuperação do relógio usando o sinal após a igualização. A variação do *jitter* do sinal de relógio recuperado com a frequência de corte é bastante semelhante, mas transferida para valores mais elevados. Assim, o valor mínimo do *jitter* do relógio é neste caso, σ=0.027 UI RMS.

5.3.1.3 Conclusões

Para o sistema estudado (sistema DST de 4 níveis a 40 Gbit/s), o melhor desempenho do CRU é conseguido (de entre as opções consideradas) recuperando o relógio a partir do sinal antes de ser igualizado, e usando para pré-filtro um HPF com frequência de corte igual a 6 GHz.

Convém referir que estas conclusões são extensíveis quando se consideram outros comprimentos para a SMF. Variou-se o comprimento da SMF desde os 30 Km considerados inicialmente até 50 Km, tendo-se obtido variações semelhantes do *jitter* do relógio com a frequência de corte do HPF, mas transferidas para valores superiores. A explicação para este comportamento assenta no facto que, à medida que se aumenta o comprimento da fibra, o espectro à saída do sistema vai-se alargando (mantém a potência média, e diminui a potência máxima), mantendo aproximadamente a mesma forma mas com nível de potência mais baixo. Assim, para 50 Km, o mínimo valor do *jitter* do relógio, usando o sinal antes da igualização e efectuando a pré-filtragem com um HPF de frequência de corte igual a 6 GHz, é de 0.029 UI RMS.

Para ilustrar a validade das conclusões, e para comprovar a capacidade do CRU projectado em recuperar o sinal de relógio num sistema como o descrito, utilizou-se o CRU com o pré-filtro optimizado, para recuperar o sinal de relógio num sistema DST de 4 níveis a 40 Gbit/s, com um comprimento de fibra igual a 45 Km. Para este caso, o filtro igualador tinha uma frequência de corte de aproximadamente 2.4 GHz (determinada pela equação b.10 do apêndice B).

Na Figura 5.7 *a)* e *b)* apresentam-se os diagramas de olho dos sinais à saída do sistema em análise antes e depois da igualização, respectivamente. Da observação dessas duas figuras pode-se concluir que a igualização é de extrema importância para recuperar a informação transmitida, dado que seria impossível a sua recuperação usando o sinal não igualizado. Contudo, para recuperar o sinal de relógio é preferível usar o sinal antes da igualização, como se provou anteriormente. Na Figura 5.7 *c)* apresenta-se o sinal de relógio recuperado e na Figura 5.7 *d)* o *jitter* a ele associado (σ=0.0225 UI RMS).

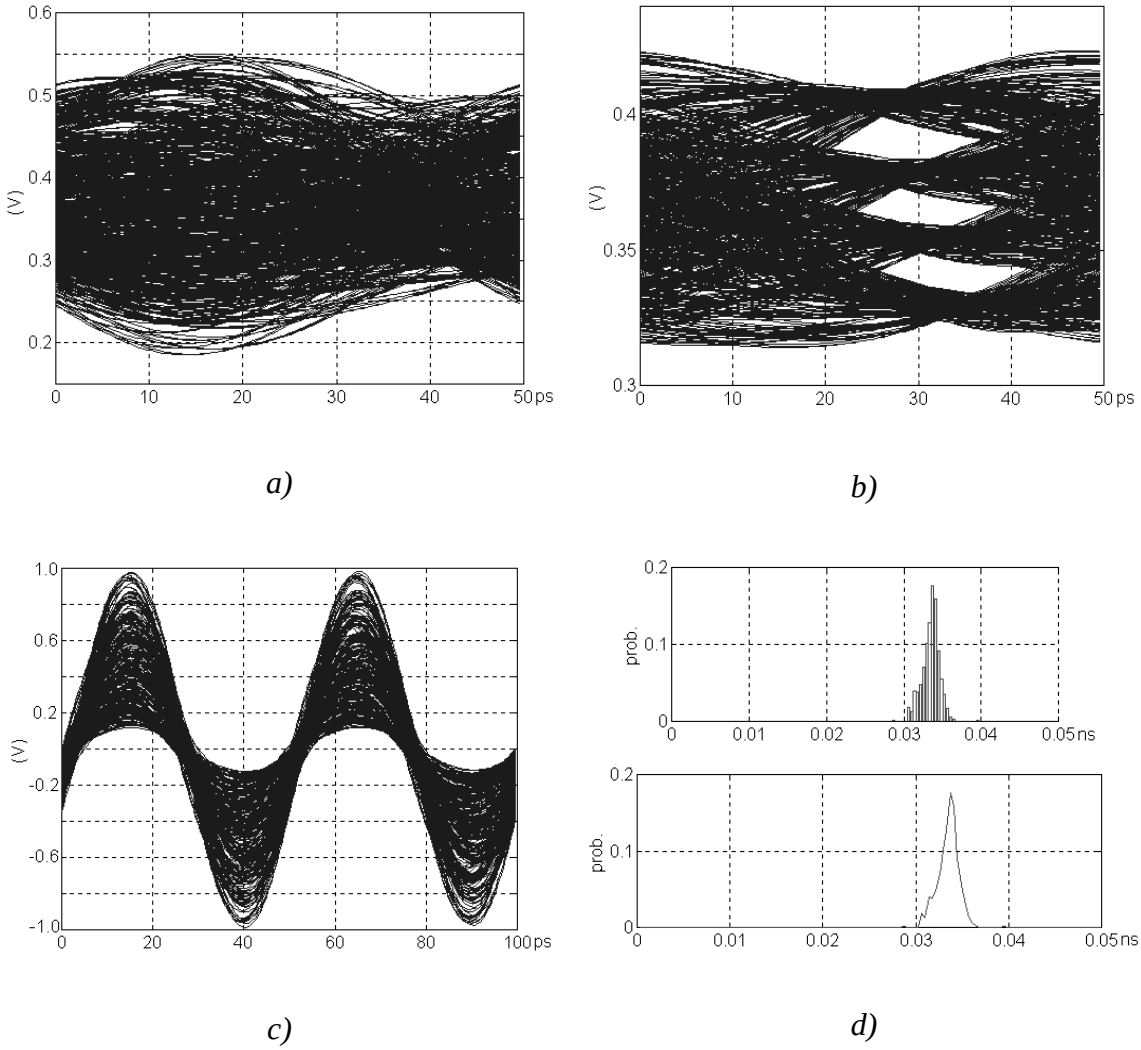


Figura 5.7 - Sinais do sistema DST e relógio recuperado. *a)* Diagrama de olho do sinal antes da igualização. *b)* Diagrama de olho do sinal depois da igualização. *c)* Sobreposição de porções de 100 ps do sinal de relógio recuperado. *d) Jitter* do relógio recuperado (σ=0.0225 UI RMS)

5.3.2 Dependência do desempenho do CRU com o ruído

Neste ponto analisa-se o efeito do ruído no desempenho do CRU, quando utilizado para recuperar o sinal de relógio num sistema como o apresentado (sistema DST de 4 níveis a 40 Gbit/s) e compara-se com a situação em que se utiliza codificação binária NRZ (sistema DST binário a 20 Gbit/s). Nas simulações o comprimento utilizado para a SMF foi de 45 Km, pelo que a frequência de corte do filtro igualador era de 2.4 GHz. Para a recuperação do relógio, tal como se concluiu no ponto anterior, utilizou-se o sinal de saída não igualizado, e o pré-filtro era um HPF com uma frequência de corte de 6 GHz.

O ruído total que afecta o sistema é determinado basicamente pelo ruído do Laser. Por essa razão, na análise considerou-se apenas a variação do ruído de intensidade relativo (RIN: *Relative Intensity Noise*) do Laser[Agr]. Durante a análise, todas as outras fontes de ruído (por exemplo, o ruído introduzido pelos amplificadores ópticos) se mantiveram constantes.

Consideraram-se então dois esquemas de codificação, binário e multinível (4 níveis). Para comparar o desempenho do CRU usando os dois esquemas de codificação referidos, considerou-se o mesmo valor pico a pico para o sinal óptico transmitido em ambas as situações.

Na Figura 5.8 apresenta-se, para ambos os sistemas DST, a variação do *jitter* do relógio recuperado com o RIN do Laser. Da observação da figura pode-se concluir que ambos os sistemas apresentam a mesma variação do *jitter* (aproximadamente exponencial) com o RIN do Laser, mas com diferentes valores. Para valores do RIN do Laser (a 20 GHz) na gama de -180 dB até -145 dB, o *jitter* é inferior a 0.021 UI RMS para o sistema binário e inferior a 0.028 UI RMS para o sistema multinível (4 níveis).

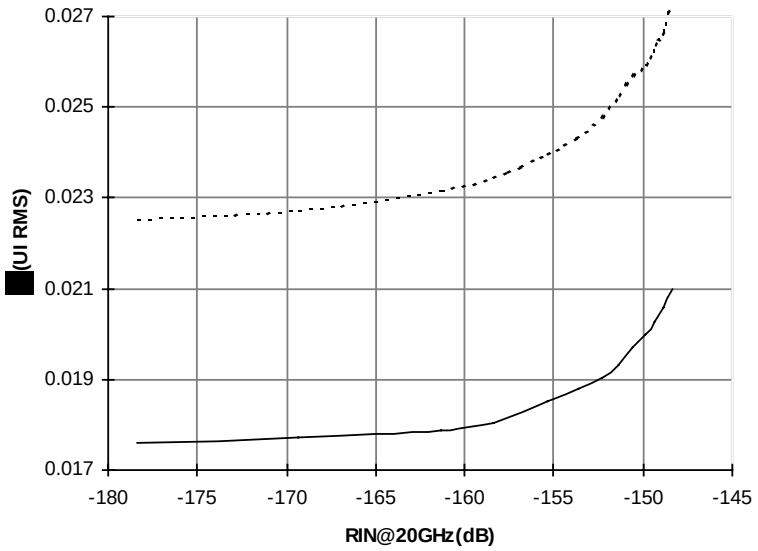


Figura 5.8- Variação do *jitter* do relógio com o RIN do Laser, considerando codificação binária e 4 níveis (a cheio e a tracejado, respectivamente)

Estes resultados vêm demonstrar que o ruído presente num sistema contribui com uma parcela importante para o *jitter* do relógio recuperado, tal como se havia concluído no capítulo 2 e anteriormente neste capítulo.

5.4 Conclusões

Efectuou-se a análise ao desempenho do CRU que usa os dois circuitos projectados (NLC e amplificador sintonizado) e o NBPF já existente.

Confirmaram-se as conclusões apresentadas no capítulo 2 relativas às características do pré-filtro e do NBPF, para minimização do *jitter* intrínseco. De facto, para o NBPF considerado ($Q \cong 750$), usando simplesmente um HPF com frequência de corte e ordem apropriadas, conseguem-se valores de *jitter* intrínseco reduzidos, quer se considere codificação binária NRZ ou codificação multinível (4 níveis).

Relativamente aos esquemas de codificação (binário ou 4 níveis), confirmou-se que o *jitter* intrínseco é superior no caso multinível.

Analisou-se também o desempenho do CRU projectado quando usado para recuperar o relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade, mais propriamente um sistema DST de 4 níveis a 40 Gbit/s. Mostrou-se a capacidade do CRU em recuperar o sinal de relógio num sistema do tipo, e avançaram-se com estimativas para os valores de *jitter* esperados. Para este sistema analisou-se também o efeito do ruído considerando dois esquemas de codificação (binário e 4 níveis), verificando-se que o *jitter* cresce com o ruído em ambos os casos, sendo maior para o caso multinível.

Capítulo 6

Caracterização Experimental dos Circuitos Implementados

6.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais do circuito integrado (NLC e amplificador) submetido para fabrico, do qual foram já apresentados resultados de simulação no capítulo 4, bem como do NBPF já implementado[Mon1].

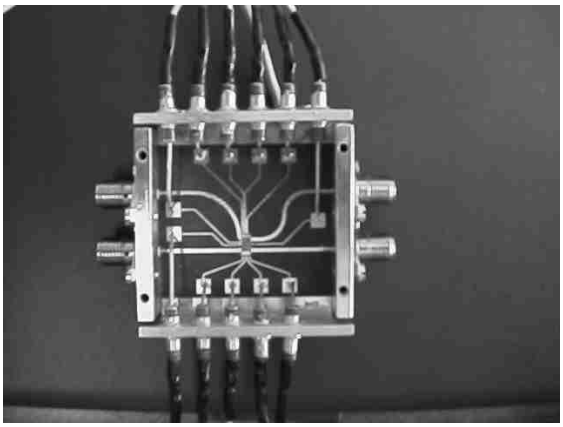


Figura 6.1 - Protótipo construído (NLC e amplificador)

Para que o circuito monolítico projectado pudesse ser usado em aplicações práticas, construiu-se uma caixa metálica, que permitisse a conexão a outros circuitos, nomeadamente ao NBPF, da forma explicitada no capítulo 3 (secção 3.3.3), e alimentar os vários HEMTs usados. O projecto destes circuitos auxiliares ao monolítico é apresentado no apêndice C. Na Figura 6.1 apresenta-se a fotografia do protótipo construído.

6.2 Resultados do circuito não-linear

A função pretendida para o NLC é gerar uma componente discreta à frequência de 20 GHz, a partir de uma sequência de dados a 20 Gsimb/s, com uma codificação de linha tal que o espectro correspondente tenha pouca potência à frequência de transmissão. De acordo com o concluído no capítulo 3 e no capítulo 4 (para o andar quadrador) as polarizações para os HEMTs dos três andares que permitiam a obtenção da risca espectral a 20 GHz de maior potência eram: para o HEMT do andar de entrada V_{D1}=3 V (V_{GS}=-0.4 V e V_{DS}=2.35 V), a que correspondia $I_{DS}\cong$1.7 mA, para o HEMT do andar quadrador V_{G2}=-0.5 V e V_{D2}=3 V ($I_{DS}\cong$2.4 mA), e o HEMT do andar de saída com V_{G3}=-0.2 V e V_{D3}=3 V (V_{DS}=1.75 V e $I_{DS}\cong$6.9 mA).

De seguida conclui-se qual a polarização a usar para o HEMT quadrador que conduz ao melhor desempenho do NLC, e apresentam-se os resultados das suas respostas não-linear e linear.

6.2.1 Resposta não-linear

Começou por se efectuar uma análise semelhante ao “Harmonic Balance” descrita na secção 4.2.1 do capítulo 4. Assim, usando as polarizações indicadas para o NLC implementado, inseriu-se à sua entrada uma sinusóide a 10 GHz, de potência -11.5 dBm, e analisou-se a potência das frequências 10 GHz e 20 GHz à saída (o analisador de espectros disponível só permitiu analisar estas duas). De referir que a sinusóide aplicada foi visionada no analisador de espectros, apresentando a 20 GHz uma potência de -102.8 dBm (além dos -11.5 dBm a 10 GHz). À saída do NLC obteve-se uma potência de -20 dBm e de -37 dBm, para as frequências de 10 GHz e de 20 GHz, respectivamente. Enquanto a componente de 10 GHz diminuiu, a de 20 GHz, que à entrada tinha uma

potência insignificante (-102.8 dBm), aumentou consideravelmente. Analisando estes resultados, facilmente se constata que o NLC implementado gera à saída uma frequência dupla da de entrada.

O passo seguinte foi medir a potência associada às duas frequências de 10 GHz e 20 GHz considerando outras polarizações para o HEMT quadrador, no sentido de se esclarecer qual a polarização que conduz à obtenção do maior valor de potência para o harmónico de 20 GHz. Fixou-se a tensão de dreno (V_D=V_{DS}=3 V) e variou-se a tensão entre porta e fonte, obtendo-se diferentes valores para as potências das frequências de 10 GHz e 20 GHz. Na Figura 6.2 apresenta-se a variação da potência associada a essas frequências, quando se considera a tensão entre porta e fonte entre -0.8 V e -0.1 V, a que corresponde uma variação de corrente desde 0.2 mA até 12 mA (evoluiu-se do corte até à saturação).

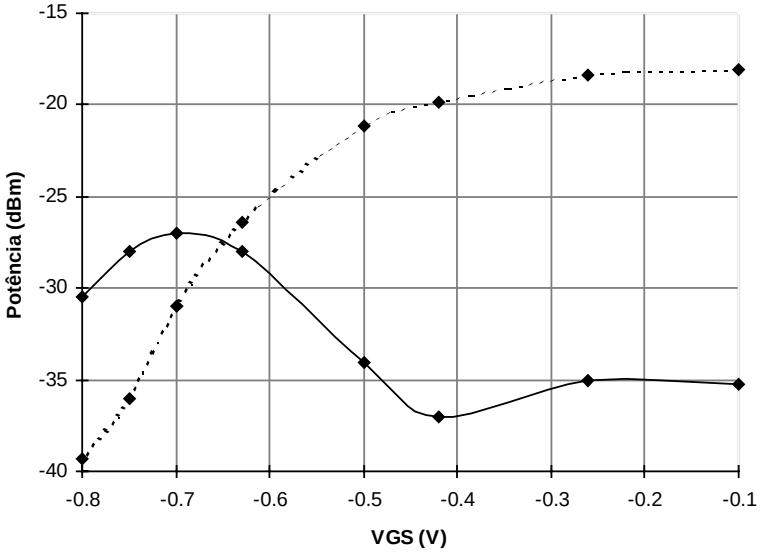


Figura 6.2 - Variação da potência às frequências de 10 GHz e 20 GHz (a tracejado e a cheio, respectivamente) com a polarização do andar quadrador (V_{DS}=3.0 V e V_{GS} entre -0.8 V e -0.1 V)

Observando a Figura 6.2 verifica-se que a potência a 10 GHz cresce com o aumento de V_{GS} (e consequentemente da corrente) como se previa, já que se avança de uma situação em que o transístor está cortado para uma operação na zona de saturação. Quanto à

potência associada ao harmónico de 20 GHz, esta atinge o máximo (-27 dBm) para V_{GS}=-0.7 V, a que corresponde uma corrente I_{DS}≅0.5 mA.

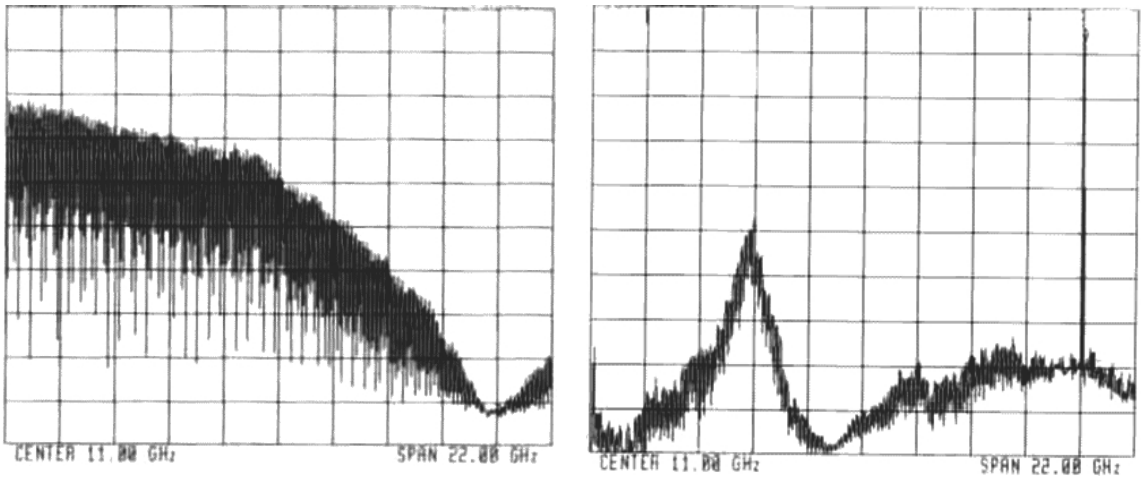
Estes resultados experimentais demonstram que o HEMT do andar quadrador deve ser polarizado no limiar da entrada em condução, confirmando-se assim a conclusão a que se havia chegado nos capítulos 3 e 4.

Esta análise inicial permitiu aferir do comportamento não-linear do NLC e avançar com a polarização que permite gerar um harmónico a 20 GHz com o maior nível de potência.

De seguida apresenta-se uma análise mais consistente ao comportamento do NLC, considerando sinais de entrada com codificações de linha tais que o espectro associado tenha pouca potência à frequência de transmissão, e verificando se o NLC projectado, com o HEMT quadrador polarizado como se concluiu anteriormente (V_{GS}=-0.7), consegue gerar uma componente discreta à frequência de transmissão. Assim, introduziram-se à sua entrada sequências pseudo-aleatórias a 20 Gsimb/s, usando codificação NRZ (20 Gbit/s) e multinível (4 níveis, 40 Gbit/s). Mais concretamente, as sequências tinham uma velocidade de transmissão igual a 19.90656 Gsimb/s, correspondente a um canal de transmissão referenciado por "2*STM-64", comprimentos de 2^{31}-1 bits e amplitude de aproximadamente 600 mV_{pp}.

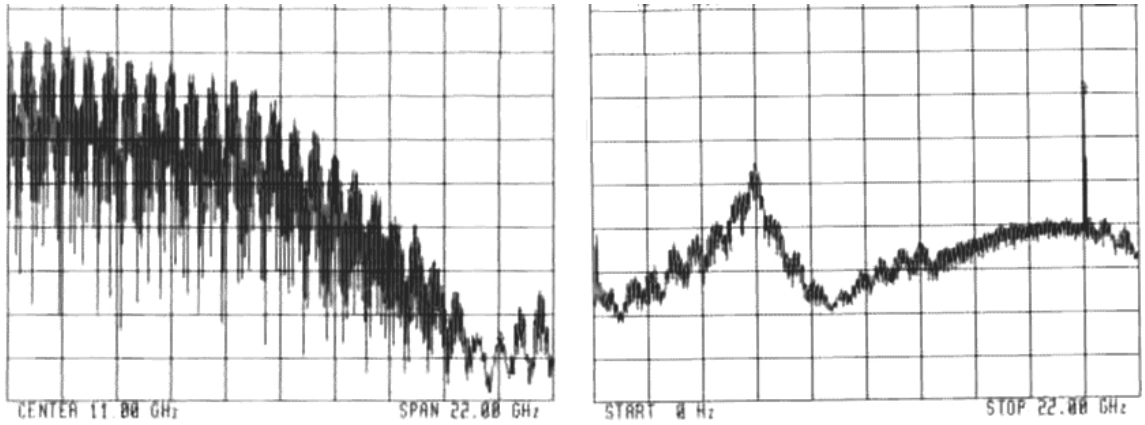
Observando a Figura 6.3 e a Figura 6.4 constata-se que por acção do NLC, geram-se efectivamente componentes discretas à frequência de transmissão a partir de sequências de dados com pouca potência a essa frequência, mais propriamente componentes de potências -25.8 dBm e -29 dBm, para os casos binário e multinível, respectivamente.

Considerando outras polarizações para o HEMT quadrador obtêm-se diferentes valores de potência associados à frequência de transmissão, mas também diferentes valores para o nível de potência de ruído na vizinhança dessa frequência. Assim, só aquando da medição do *jitter* do sinal de relógio (capítulo 7) e sua variação com a polarização do HEMT quadrador se poderá concluir definitivamente qual a polarização a usar. No entanto, considerando os resultados apresentados já se pode concluir que o NLC gera a componente pretendida à frequência de transmissão, a partir de uma sequência com pouca potência a essa frequência.



a) *b)*

Figura 6.3 - Espectros à entrada e saída do NLC considerando codificação NRZ a 20 Gbit/s (19.90656 Gbit/s). *a)* Entrada do NLC (-65.9 dBm a 19.90656 GHz, 5 dB/div). *b)* Saída do NLC (-25.8 dBm a 19.90656 GHz, 5 dB/div)



a) *b)*

Figura 6.4 - Espectros à entrada e saída do NLC considerando codificação multinível (4 níveis) a 40 Gibt/s (39.81312 Gbit/s). *a)* Entrada do NLC (-62.8 dBm a 19.90656 GHz, 5 dB/div). *b)* Saída do NLC (-29 dBm a 19.90656 GHz, 10 dB/div)

Outra conclusão a que se pode chegar é que não é necessário o recurso a um pré-filtro para formatação do sinal. De facto, por efeito do condensador de entrada (ver secção 3.2.4 do capítulo 3), as baixas frequências são cortadas, conferindo ao espectro do sinal

uma forma adequada, que permite a criação de uma componente à frequência de transmissão por efeito do andar quadrador, não sendo, portanto, necessário usar um pré-filtro. Este facto vai ser confirmado quando se apresentarem as medições do *jitter* no próximo capítulo, já que os valores obtidos não se afastam dos valores apresentados na literatura quando se utiliza um pré-fitro.

6.2.2 Resposta linear

Considerando as polarizações para os três HEMTs, que se concluiu serem as indicadas para o melhor desempenho do NLC, apresentam-se de seguida as adaptações à entrada e à saída do NLC na gama de frequências até 40 GHz (Figura 6.5).

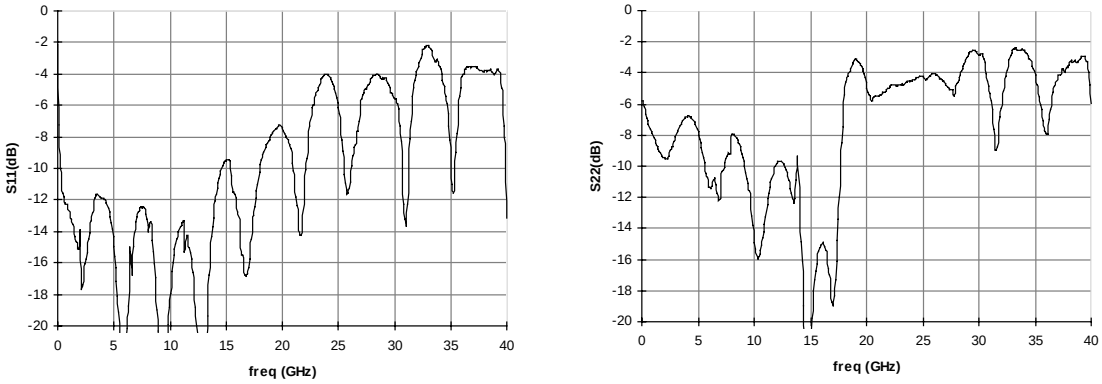


Figura 6.5 - Adaptações medidas à entrada (S_{11}) e saída (S_{22}) do NLC

Observando esta figura constata-se que as configurações usadas para o andar de entrada e de saída se revelaram capazes de proporcionar as adaptações de entrada e de saída próximas do pretendido (principalmente a de entrada). Efectivamente, o NLC apresenta uma adaptação à entrada superior a 9 dB numa gama de frequências que excede os 18 GHz e uma adaptação de saída um pouco superior a 5 dB, à frequência de 20 GHz. A adaptação de saída encontra-se um pouco aquém do esperado uma vez que se apresenta um pouco dessintonizada, possivelmente devido ao facto de o fio de *bonding* de saída não ter o comprimento assumido na simulação.

Tal como se fez aquando das simulações efectuadas com o NLC, foi-se analisar até que ponto as alterações na polarização do HEMT quadrador provocavam modificações

significativas na resposta linear, ou seja, nas adaptações de entrada e de saída. Assim, fixou-se V_{DS}=3 V e aplicaram-se tensões entre porta e fonte desde -0.8 V até -0.1 V. A adaptação de entrada não sofreu qualquer alteração, como se havia previsto aquando das simulações efectuadas. Já a adaptação de saída, embora varie um pouco, apresenta variações menores que o previsto, como se pode constatar observando a Figura 6.6. A adaptação de saída para 20 GHz melhora à medida que V_{GS} se torna menos negativo, sendo no melhor caso (V_{GS}=-0.1 V) um pouco melhor que 7.5 dB.

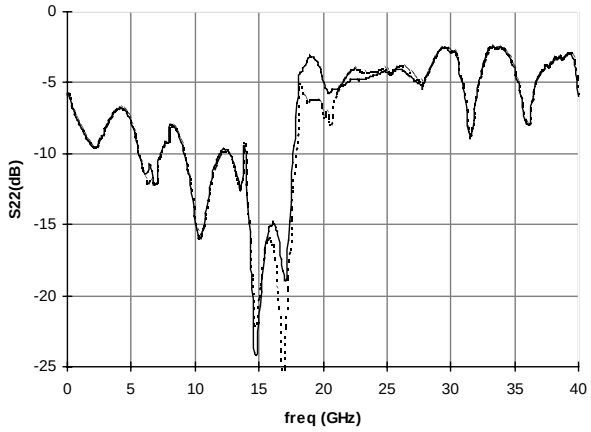


Figura 6.6 - Influência da tensão de porta aplicada ao HEMT quadrador na adaptação de saída do NLC (V_{GS}=-0.1 V a tracejado e V_{GS}=-0.8 V a cheio)

6.3 Resultados do filtro de banda estreita

O NBPF usado em conjunto com o NLC e o amplificador sintonizado projectados, para a construção de um CRU em malha aberta, foi implementado por Monteiro *et al*[Mon1] usando um ressoador dieléctrico, da forma ilustrada no capítulo 3 (secção 3.4). As características experimentais do NBPF implementado estão ilustradas na Figura 6.7 e na Figura 6.8.

O factor de qualidade é aproximadamente 750, o declive do atraso de fase no centro da banda passante é -4.4º/MHz e as perdas por inserção inferiores a 3 dB, para a versão com conectores SMA.

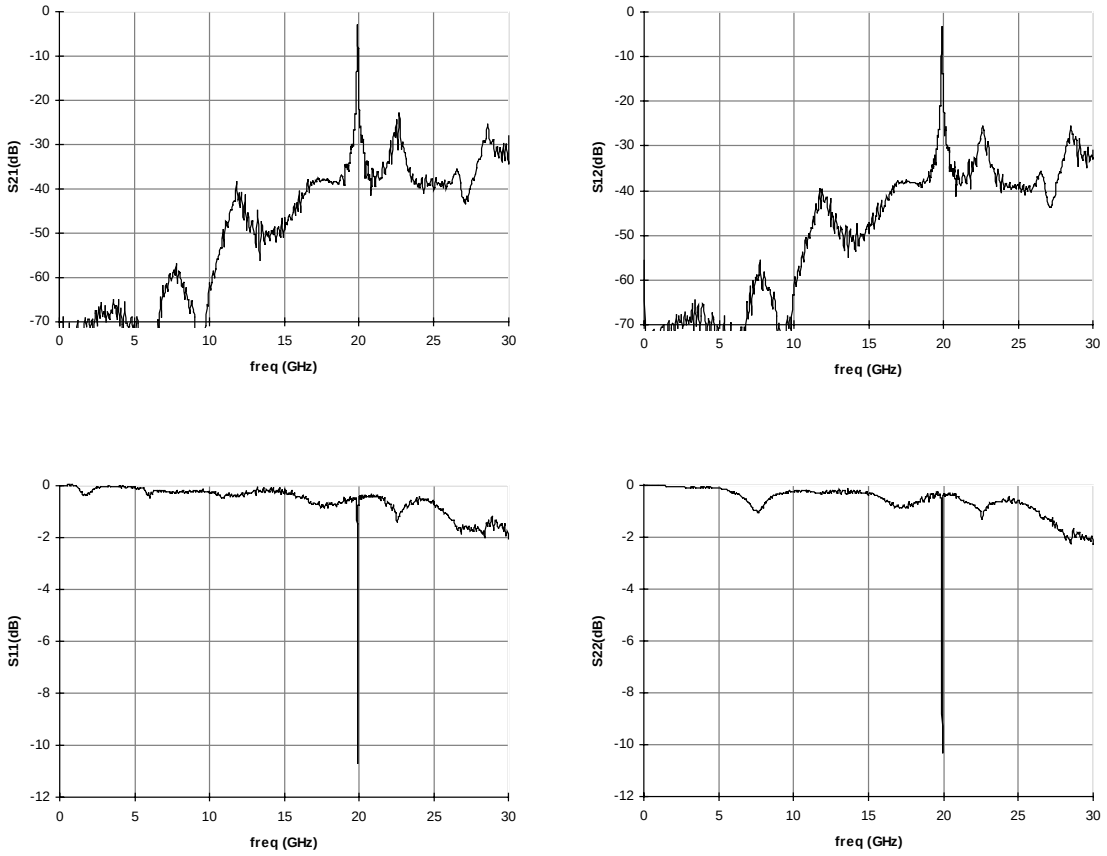


Figura 6.7 - Parâmetros S do NBPF

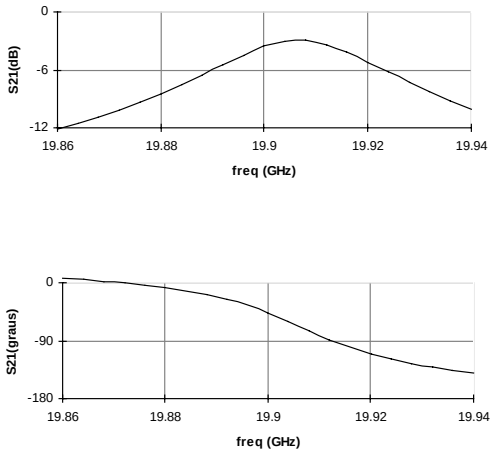


Figura 6.8 - Resposta em amplitude e fase do NBPF

6.4 Resultados do amplificador

Como se concluiu no projecto do amplificador, o melhor desempenho é conseguido polarizando os três HEMTs 2x50 µm com V_{GS}=-0.3 V e V_{DS}=2.5 V (a que corresponde

I_{DS}≅9.3 mA). Aquando da sua implementação prática efectuaram-se alguns reajustes nas polarizações dos vários HEMTs em relação aos valores iniciais referidos, tendo em vista a obtenção da melhor resposta para o amplificador. Esses reajustes melhoraram basicamente o seu ganho, já que as adaptações se mantiveram praticamente inalteráveis.

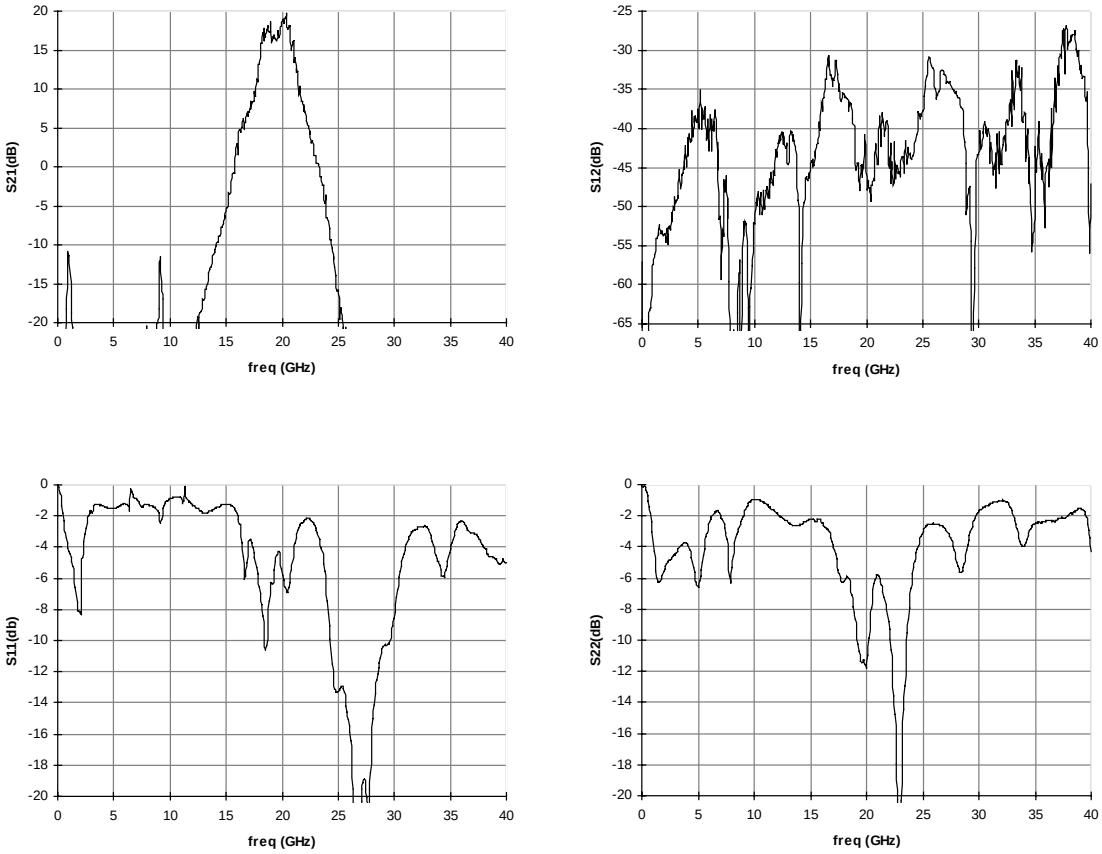


Figura 6.9 - Parâmetros S do amplificador

Assim, o HEMT do andar de entrada foi polarizado com V_{GS}=-0.15 V e V_{DS}=2.5 V (I_{DS}≅12 mA), o andar intermédio com V_{GS}=0 V e V_{DS}=2.5 V (I_{DS}≅19 mA) e o andar de saída com V_{GS}=-0.15 V e V_{DS}=2.5 V (I_{DS}≅12 mA). Na Figura 6.9 apresentam-se os parâmetros S medidos usando estas polarizações, numa gama de frequências até 40 GHz.

O amplificador apresenta, à frequência de 20 GHz, um ganho de 18.9 dB, adaptação à entrada superior a 6 dB e adaptação à saída melhor que 12 dB. Considerando estes valores verifica-se que o ganho supera as especificações pretendidas, a adaptação de

saída aproxima-se do pretendido e apenas a adaptação de entrada fica aquém do esperado, devido a encontrar-se um pouco dessintonizada.

Na Figura 6.10 apresenta-se a resposta em frequência conjunta do NBPF e do amplificador.

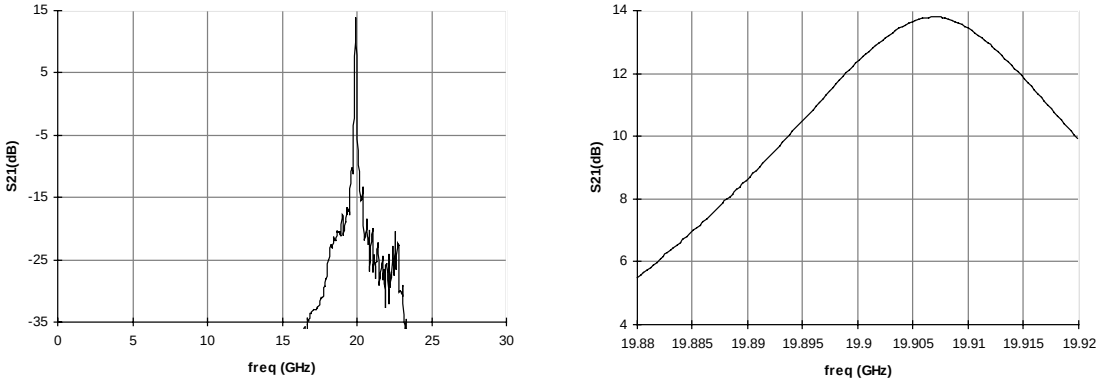


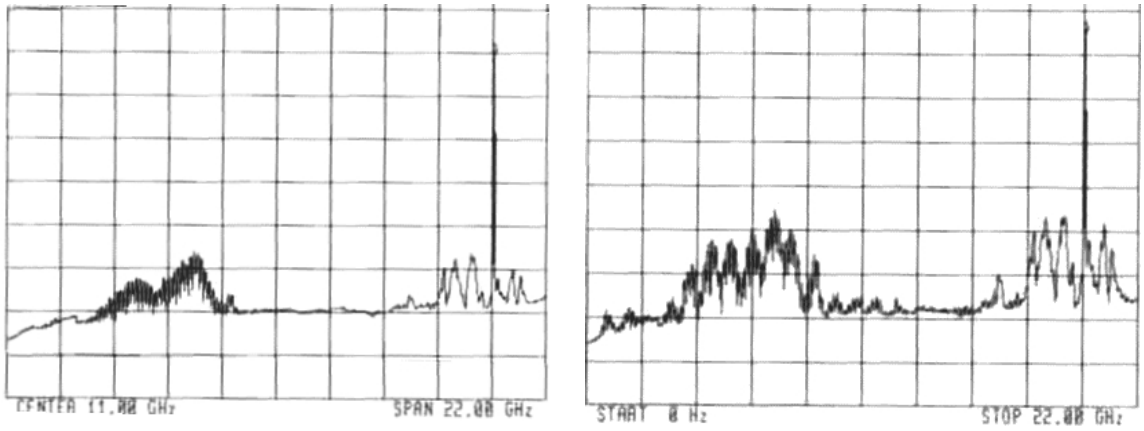
Figura 6.10 - Resposta em frequência do amplificador e NBPF, considerando diferentes gamas de frequência

Observando esta figura, e comparando com a Figura 6.7 (resposta do NBPF isolado), constata-se que os modos espúrios do NBPF são completamente atenuados. À frequência de transmissão (19.90656 Gbit/s, como se referiu anteriormente), o ganho do conjunto é aproximadamente 13.8 dB e na sua vizinhança o ganho decresce abruptamente, pelo que se encontra perfeitamente sintonizado a essa frequência. Assim, pode-se esperar que apenas a componente discreta gerada pelo NLC seja amplificada, permitindo dessa forma a recuperação do sinal de relógio com pouco ruído.

Na Figura 6.11 apresentam-se os sinais à saída do CRU, quando se aplica o sinal de saída do NLC obtido a partir de sequências pseudo-aleatórias a 20 Gsimb/s, considerando diferentes codificações, ao conjunto NBPF seguido do amplificador. Em ambos os casos obtém-se a componente de relógio com um nível de potência satisfatório (-9.4 dBm e -13.9 dBm para o caso binário e multinível, respectivamente), tendo em conta o nível de ruído na vizinhança da frequência de transmissão. De referir que, apesar de se estarem a obter níveis de potência à frequência de relógio abaixo do esperado

aquando das simulações (capítulo 4), também o nível de ruído na vizinhança dessa frequência é mais reduzido, pelo que se vai obter um sinal de relógio de menor amplitude, mas com um *jitter* associado de valor semelhante quando comparado com os valores obtidos por simulação (capítulo 5), como se verificará no capítulo 7. A justificação para o facto de na simulação se obterem níveis de potência globalmente mais elevados é que nessa situação o gerador de sequências é ideal.

Outro facto a salientar é que no caso da codificação multinível o nível de potência do sinal de relógio é inferior, e o do ruído associado maior, quando comparado com o caso da codificação binária, pelo que se espera um valor de *jitter* maior para este caso (multinível).



a) *b)*

Figura 6.11 - Espectros dos sinais à saída do CRU considerando diferentes codificações a 20 Gsimb/s (19.90656 Gsimb/s). *a)* Codificação NRZ (-9.4 dBm a 19.90656 GHz, 10 dB/div). *b)* Codificação multinível, 4 níveis (-13.9 dBm a 19.90656 GHz, 10 dB/div)

6.5 Conclusões

Primeiramente convém referir que os resultados de simulação se revelaram bastante fiáveis, já que, aparte algumas dessintonias nas adaptações (devidas possivelmente ao facto de os fios de *bonding* não terem o comprimento assumido na simulação, e/ou ao facto de as linhas de transmissão de 50 Ω que permitem a ligação às entradas e saídas do monolítico serem demasiado compridas), os resultados experimentais confirmaram os resultados previstos aquando das simulações.

Como foi referido, o CRU implementado usando os três circuitos apresentados (NLC, NBPF e amplificador) tem por finalidade a recuperação do relógio a partir do sinal à saída de um canal de transmissão referenciado por "2*STM-64", com velocidade de transmissão de 19.90656 Gbit/s. Por essa razão o NBPF encontra-se sintonizado a essa frequência (ver Figura 6.8).

Os resultados obtidos para o NLC confirmam a sua capacidade em gerar uma componente à frequência de transmissão a partir de sequências cujo espectro apresente pouca potência a essa frequência, sem prévia formatação do espectro do sinal à sua entrada. Assim, prevê-se que não seja necessário utilizar um pré-filtro para se obterem valores de *jitter* do relógio recuperado bastante aceitáveis, e comparáveis aos obtidos na situação em que a ele se recorre.

O amplificador revelou-se capaz de atenuar eficazmente os modos espúrios do NBPF, apresentando juntamente com este um ganho de aproximadamente 13.8 dB perfeitamente sintonizado à frequência de transmissão. Por outro lado, apesar de se obterem níveis de potência à saída do CRU, à frequência de relógio, abaixo do previsto com as simulações (capítulo 4), também o nível de ruído na vizinhança dessa frequência é mais reduzido, pelo que se prevê a recuperação do sinal de relógio com menor nível de potência mas com *jitter* semelhante quando comparado com as simulações (capítulo 5).

Finalmente, dos resultados obtidos para a codificação binária e multinível (4 níveis), constata-se que no caso binário o nível de potência do sinal de relógio é superior e do ruído associado menor, comparando com o caso multinível, pelo que se prevê um valor de *jitter* menor, de acordo com os resultados dos capítulos 2 e 5.

Capítulo 7

Desempenho do Circuito Recuperador de relógio Implementado

7.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os valores medidos do *jitter* intrínseco do sinal de relógio recuperado, usando os dois circuitos implementados (NLC e amplificador), ligados pelo NBPF existente[Mon1] da forma apresentada na Figura 7.1, considerando dois códigos de linha (binário NRZ e multinível - 4 níveis) cujo espectro apresenta pouca potência à frequência de transmissão (20 Gsimb/s).

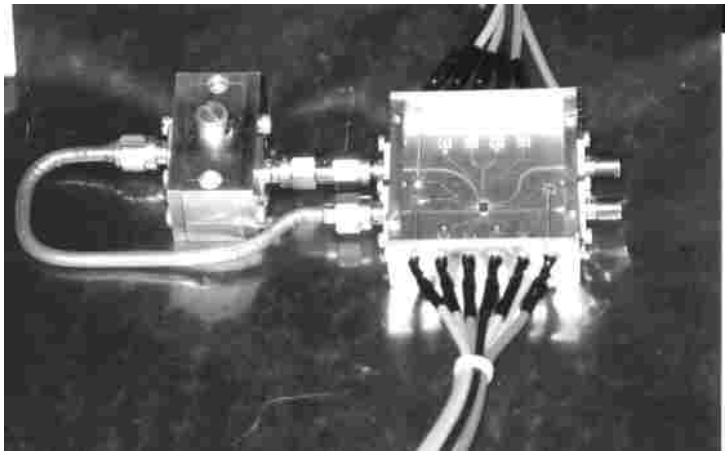


Figura 7.1 - Circuito recuperador de relógio implementado

Numa fase posterior apresentam-se valores medidos do *jitter* do relógio recuperado a partir do sinal à saída de um sistema DST com comprimento de fibra de 40 Km, considerando novamente as duas codificações referidas.

De referir que, ao contrário do que sucede no capítulo 2 e no capítulo 5, em que o *jitter* intrínseco se refere ao desvio de fase introduzido pelo CRU sem se considerar o efeito do ruído e quando à sua entrada se tem um sinal sem *jitter*, no caso presente, o *jitter* intrínseco medido refere-se apenas à situação sem *jitter* para o sinal de entrada mas considerando o ruído, sempre presente em qualquer sistema prático.

Outro facto a realçar em relação ao verificado no capítulo 5, é que nas medições de *jitter* apresentadas neste capítulo usaram-se sequências pseudo-aleatórias de tamanho 2^{31}-1 bits, e não 2^{10}-1 bits como se usou no capítulo 5. De acordo com o referido no capítulo 5, esta situação conduz a um valor de *jitter* maior.

De notar também que, uma vez que as sequências de dados foram geradas por um gerador de sequências sujeito ao efeito do ruído, e como o próprio aparelho de medida introduzia *jitter*, todas as medições vinham afectadas de um erro[Yoo]. Assim, foi-se medir directamente qual o *jitter* associado a uma sequência de entrada, para posteriormente se efectuarem correcções aos valores de *jitter* medidos, no sentido de estes não virem afectados de erro.

Na Figura 7.2 apresenta-se a medição do erro referido, presente em todas as medições de *jitter* efectuadas, e pretende-se também ilustrar o método usado para se medirem os valores de *jitter* apresentados. Nessa figura mostra-se em detalhe o sinal em torno do seu valor médio e os histogramas do *jitter* obtidos (referentes às passagens por esse valor médio), utilizando um osciloscópio digital (HP-54752A). Para a realização dos histogramas utilizou-se uma janela de aquisição de 5 mV. De referir que nas situações medidas não se observaram diferenças nos histogramas referentes às diversas transições, e consequentemente nos valores de *jitter* obtidos.

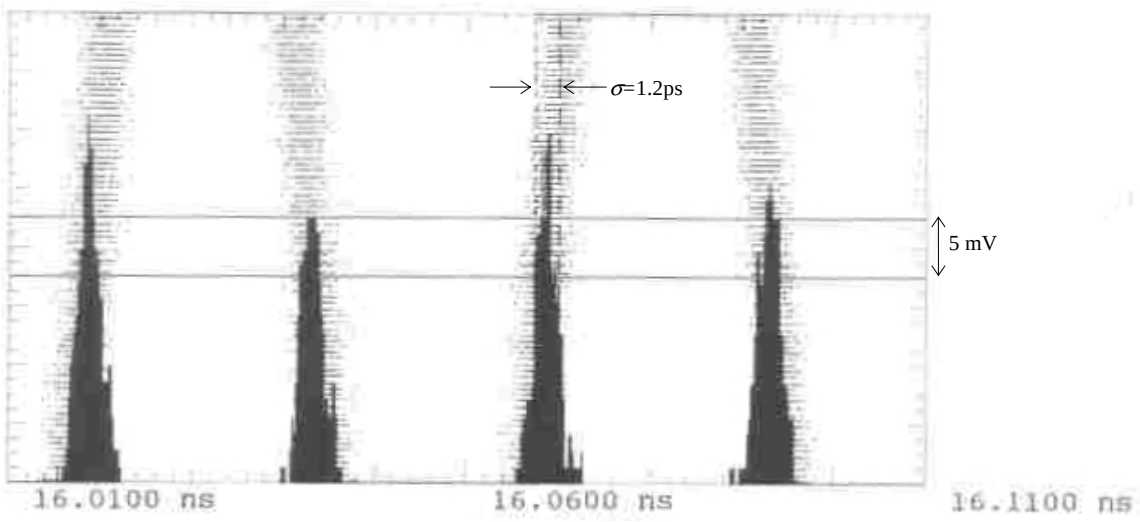


Figura 7.2 - Obtenção do erro presente nas medições efectuadas

O valor do desvio padrão do *jitter* de erro medido foi σ_{erro}=1.2 ps. Para se obter o valor correcto do *jitter*, σ_{real}, deve-se fazer $\sigma_{real}=(\sigma_{medido}^2-\sigma_{erro}^2)^{1/2}$, já que $\sigma_{medido}^2=\sigma_{real}^2+\sigma_{erro}^2$[Yoo]. Todos os valores de *jitter* apresentados nas secções seguintes são os valores reais, obtidos a partir dos valores medidos e efectuando a correcção referida.

7.2 Ruído de fase intrínseco

Para se obterem os valores de *jitter* pretendidos, inseriram-se então sequências pseudo-aleatórias a 20 Gsimb/s, mais concretamente a 19.90656 Gsimb/s (correspondente a "2*STM-64", como se referiu no capítulo 6), usando codificação binária NRZ e multinível (4 níveis), e mediu-se o *jitter* à saída do CRU. Em ambos os casos consideraram-se sequências de tamanho 2^{31}-1 bits, de amplitude 600 mV_{pp}.

7.2.1 Codificação binária NRZ

Começou-se por analisar como varia o *jitter* do relógio com a polarização do HEMT quadrador, para se determinar a polarização que conduz à obtenção do *jitter* mínimo. No capítulo 6 concluiu-se que o HEMT quadrador deve ser polarizado perto da entrada em condução, mais propriamente com V_{GS}=-0.7 V (e V_{DS}=3 V) a que corresponde uma

corrente I_{DS}≅0.5 mA. Contudo, só com a análise dos valores de *jitter* medidos apresentados de seguida se poderá concluir definitivamente qual a polarização a usar.

Na Figura 7.3 apresenta-se a variação do *jitter* do relógio com a tensão aplicada entre a porta e a fonte do HEMT quadrador (V_{DS}=3 V). Como se pode verificar observando essa figura, o valor mínimo do *jitter* obtém-se para V_{GS}≅-0.7 V, como se havia previsto no capítulo anterior, e de acordo com o apresentado nos capítulos 3 e 4. Esse valor mínimo é 0.01 UI RMS.

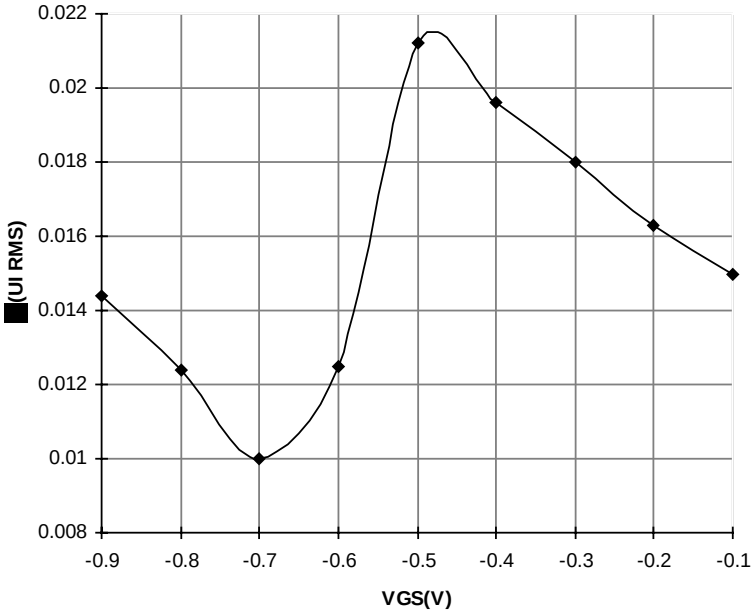


Figura 7.3 - Variação do *jitter* do relógio com a polarização do HEMT quadrador (V_{DS}=3 V, -0.9 V<V_{GS}<-0.1 V), usando codificação binária NRZ

Na Figura 7.4 apresenta-se o diagrama de olho do sinal binário NRZ a 20 Gbit/s à entrada do CRU e do sinal de relógio recuperado, utilizando a polarização referida.

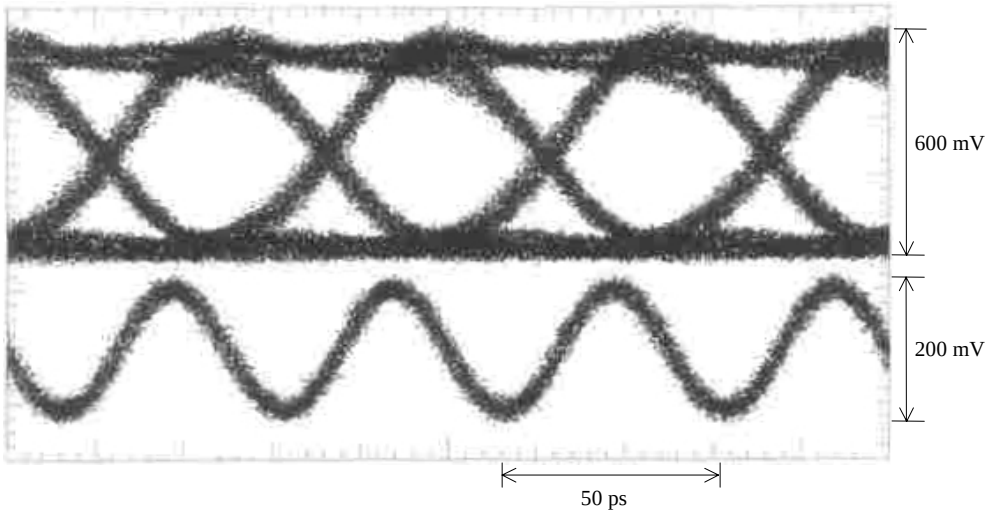


Figura 7.4 - Diagramas de olho dos sinais à entrada (em cima) e saída (em baixo) do CRU usando codificação binária NRZ (σ=0.01 UI RMS)

7.2.2 Codificação Multinível (4 níveis)

Analisou-se novamente a variação do *jitter* do relógio com a polarização do HEMT quadrador, neste caso usando codificação multinível (4 níveis), obtendo-se o gráfico apresentado na Figura 7.5.

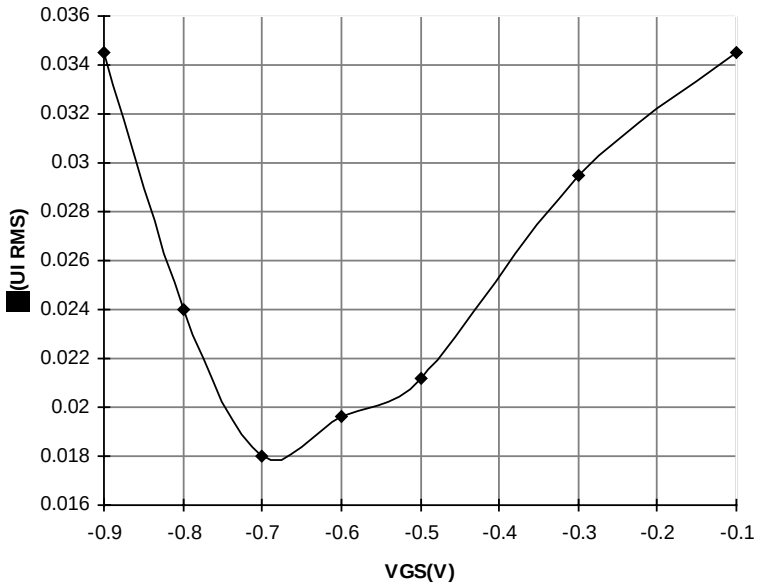


Figura 7.5 - Variação do *jitter* do relógio com a polarização do HEMT quadrador (V_{DS}=3 V, -0.9 V<V_{GS}<-0.1 V), usando codificação multinível (4 níveis)

Observando essa figura constata-se que o valor mínimo do *jitter* se obtém novamente para V_{GS}≅-0.7 V (V_{DS}=3 V), sendo neste caso 0.018 UI RMS. Este valor mínimo, e também os outros valores obtidos com as outras polarizações do HEMT quadrador, são superiores aos obtidos para a codificação binária NRZ, como se havia previsto no capítulo anterior e aquando das simulações (capítulo 5), e de acordo com o estudo teórico efectuado no capítulo 2. Na Figura 7.6 apresenta-se o diagrama de olho do sinal de 4 níveis a 20 Gsimb/s à entrada do CRU e do sinal de relógio recuperado, usando a polarização referida. Apesar de todos os valores de *jitter* terem sido medidos com um tamanho de sequência 2^{31}-1 bits, para os diagramas de olho apresentados na Figura 7.6 usou-se uma sequência de tamanho 2^{7}-1 bits, por forma a obter-se um diagrama de olho do sinal à entrada do CRU mais limpo.

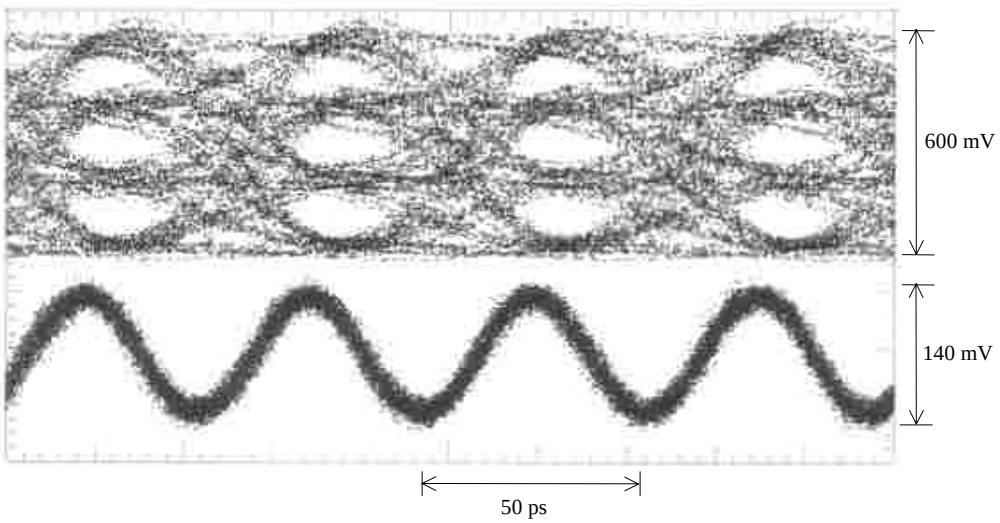


Figura 7.6 - Diagramas de olho dos sinais à entrada (em cima) e saída (em baixo) do CRU usando codificação multinível, 4 níveis (σ=0.018 UI RMS)

7.3 Ruído de fase do relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade

Neste ponto analisa-se o desempenho do CRU na recuperação do sinal de relógio num sistema de transmissão óptica de muito alta velocidade, mais concretamente apresentam-se os valores medidos do *jitter* do relógio recuperado a partir do sinal à saída de um sistema DST a 20 Gsimb/s, considerando novamente as codificações binária NRZ e multinível (4 níveis).

O transmissor óptico usado foi um Laser semicondutor de poço quântico múltiplo (MQW: *Multiple Quantum Well*). O comprimento da SMF era de 40 Km e usou-se um amplificador óptico (EDFA) para que o sinal à saída do sistema, a partir do qual se foi extrair o relógio tivesse uma amplitude de aproximadamente 600 mV_{pp}. No CRU o HEMT do andar quadrador estava polarizado com V_{GS}=-0.7 V (e V_{DS}=3.0 V) como se concluiu no ponto anterior.

Modulou-se então o Laser com uma sequência pseudo-aleatória a 19.90656 Gsimb/s, de tamanho 2^{31}-1 bits e mediu-se o *jitter* do sinal de relógio recuperado, considerando as duas codificações referidas.

Na Figura 7.7 apresentam-se os diagramas de olho do sinal à saída do sistema referido e do sinal de relógio recuperado, considerando codificação binária NRZ. O valor do *jitter* do relógio medido é de 0.021 UI RMS.

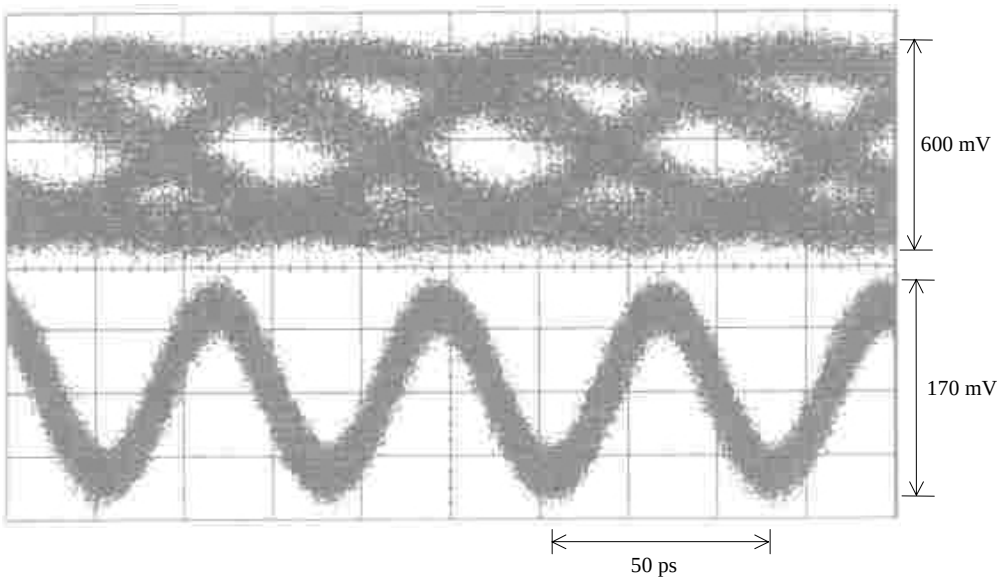


Figura 7.7 - Diagramas de olho do sinal à saída do sistema DST (em cima) e do sinal de relógio recuperado (em baixo), usando codificação binária NRZ (σ=0.021 UI RMS)

Para o caso da codificação multinível o valor do *jitter* obtido é de 0.032 UI RMS. Para este caso não se apresentam os diagramas de olho como no caso anterior (NRZ), uma vez que o diagrama de olho à entrada do CRU se encontrava muito fechado.

7.4 Conclusões

Apresentaram-se as medidas do *jitter* do sinal de relógio recuperado, a partir de uma sequência sem *jitter* e a partir do sinal de saída de um sistema DST experimental, a 20 Gsimb/s, considerando codificação binária NRZ e multinível (4 níveis).

Apesar de no capítulo 5 se ter analisado a variação do *jitter* do relógio com a frequência de corte de um HPF usado como pré-filtro e se ter concluído qual a frequência de corte óptima para o minimizar, com o NLC usado pode-se prescindir do pré-filtro para formatação do sinal de entrada, como se havia previsto no capítulo 6. Essa formatação do sinal é feita internamente no NLC (pelo condensador de desacoplamento à entrada), conferindo ao espectro do sinal um formato adequado, que permite ao andar quadrador do NLC gerar uma componente espectral com potência suficiente em relação ao nível de ruído na sua vizinhança, e recuperar posteriormente o sinal de relógio com pouco *jitter*. De facto, obtêm-se resultados bastante aceitáveis quando comparados com resultados apresentados na literatura, referentes a sistemas recuperadores de relógio a esta taxa de transmissão (20 Gsimb/s). Os valores de *jitter* obtidos, 0.01 UI RMS e 0.018 UI RMS, respectivamente para a codificação NRZ e 4 níveis, são inferiores ao apresentado por Wang *et al*[Wan1] usando codificação NRZ, que é 0.04 UI RMS.

Outro aspecto a salientar é que com a utilização de uma não-linearidade não-balanceada, apesar de se obter um sinal de relógio de amplitude não muito elevada, não se obtêm valores elevados para o *jitter*, confirmando-se assim as razões apresentadas no capítulo 3 e por Matos *et al*[Mat1], que levaram à escolha de uma tal não-linearidade em detrimento da estrutura balanceada. Como se referiu anteriormente, o valor de *jitter* obtido por Wang *et al*[Wan1], para codificação NRZ e usando uma não-linearidade balanceada, é de 0.04 UI RMS, valor este que se pode considerar elevado quando comparado com o valor apresentado usando a não-linearidade não-balanceada, 0.01 UI RMS.

Em relação aos valores obtidos usando as duas codificações referidas, para o caso multinível (4 níveis) mediram-se valores de *jitter* mais elevados, confirmando assim as previsões do capítulo 6 e os resultados de simulação apresentados no capítulo 5.

Confirma-se também que, embora o sinal de relógio recuperado seja de potência mais reduzida que o previsto nas simulações, o mesmo se passa com o nível de ruído na

vizinhança da componente à frequência de transmissão, pelo que os valores de *jitter* intrínseco medidos não se afastam muito dos simulados (0.0058 UI RMS no caso da codificação NRZ e 0.0078 UI RMS no caso multinível). A diferença verificada justifica-se pelo facto de, nas simulações, não se ter considerado o ruído para o cálculo do *jitter* intrínseco, do tamanho da sequência aleatória ser menor, e de se considerarem sinais de média nula (sem componente DC), pelo que se obtêm valores mais reduzidos.

O CRU projectado revelou também um excelente desempenho ao recuperar o sinal de relógio num sistema DST prático, obtendo-se valores de *jitter* de 0.021 UI RMS e 0.032 UI RMS, respectivamente para codificação binária NRZ e multinível (4 níveis). De referir por último que esses valores de *jitter* medidos para o sistema DST (40 Km) prático usando codificação binária e multinível (respectivamente, 0.021 UI RMS e 0.032 UI RMS) não se afastaram muito dos esperados (respectivamente, 0.021 UI RMS e 0.028 UI RMS, para 45 Km), apresentados no capítulo 5, apesar desses valores terem sido obtidos usando um pré-filtro HPF com a frequência de corte optimizada, e efectuando a recuperação de relógio antes da igualização DST.

Capítulo 8

Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

O trabalho desenvolvido nos capítulos anteriores inseriu-se na área de projecto e implementação de circuitos usados em sistemas de sincronismo de sinais a uma elevada taxa de transmissão, mais concretamente a 20 Gsimb/s, e com codificações de linha cujo espectro apresenta pouca energia à frequência de transmissão.

A esta velocidade de transmissão deve-se usar uma estrutura em malha aberta, e o NBPF deve ser implementado usando um ressoador dieléctrico[Mat]. Como já existia um NBPF implementado que apresenta um excelente desempenho na prática[Mon1] foi-se apenas implementar os restantes constituintes. Outro aspecto a considerar a esta taxa de transmissão elevada é a integração, que apresenta muitas vantagens em termos de custo, tamanho, fiabilidade e desempenho[Run], pelo que o NLC e o amplificador foram desenvolvidos no mesmo circuito monolítico de Arsenieto de Gálio (GaAs MMIC). Assim, havia que estudar alternativas que simplificassem o projecto dos referidos circuitos por forma a facilitar-se a sua integração.

No segundo capítulo concluiu-se que, usando uma não-linearidade não-balanceada, facilmente implementável polarizando um transístor perto da entrada em condução (V_{DS} elevado e $V_{GS} \cong V_{TO}$) como se mostra no capítulo 3, obtém-se à sua saída uma componente espectral à frequência de transmissão 6 dB inferior à obtida usando um quadrador completo (estrutura balanceada), mas com ruído de fase próximo. Além disso, de acordo

com o que é referido nesse capítulo, os resultados apresentados por Bubrouski *et al*[Bub] demonstram que usando um NBPF com um factor de qualidade elevado (da ordem das centenas), não é necessário um pré-filtro de elevada qualidade, desde que o espectro do sinal à sua saída seja aproximadamente simétrico em relação a metade da frequência de transmissão, para se conseguirem resultados de *jitter* bastante aceitáveis. Inclusive, segundo Trischitta *et al*[Tri] e Bures *et al*[Bur], o pré-filtro pode ser simplesmente um filtro passa-alto.

Tendo presentes as características pretendidas para os circuitos, que conduziam à sua simplificação, e simultaneamente o seu correcto desempenho no sistema de recuperação de relógio, avançou-se para o projecto do NLC não-balanceado e do amplificador sintonizado. Do projecto destes dois circuitos, de referir apenas um aspecto relativo ao NLC que conduziu à simplificação do CRU. À entrada do NLC, além do andar de entrada em porta comum, utiliza-se também uma capacidade para desacoplamento do sinal, que juntamente com a resistência equivalente do circuito a jusante funciona como um filtro passa-alto. Dessa forma, produz-se o efeito desejado no espectro do sinal, permitindo que o andar quadrador do NLC gere a componente discreta à frequência de transmissão com potência suficiente em relação ao nível de ruído (ver Figura 6.3 e Figura 6.4 do capítulo 6), não sendo portanto necessário recorrer a um pré-filtro adicional à entrada do NLC para se recuperar um sinal de relógio com pouco *jitter*.

De acordo com as simulações efectuadas, os melhores resultados em termos da potência da componente discreta gerada em relação ao nível de potência de ruído na sua vizinhança obtêm-se polarizando o NLC com uma tensão entre porta e fonte igual a -0.5 V (e V_{DS} elevado). Usando V_{DS}=3 V, tem-se I_{DS}≅2.4 mA, ou seja, apesar de o transístor estar já em condução circula ainda pouca corrente. Polarizando o NLC desta forma, este gera uma componente discreta à frequência de transmissão de potência 0.2 dBm, a partir de uma sequência de dados NRZ de amplitude 500 mV. Ainda de acordo com os resultados de simulação, o conjunto formado pelo amplificador projectado e o NBPF apresenta um ganho perfeitamente sintonizado à frequência de transmissão de aproximadamente 13.5 dB, pelo que se previa que fosse possível recuperar o sinal de relógio com pouco *jitter*.

No capítulo 5, construíram-se modelos baseados nos resultados de simulação para os constituintes do CRU, e modelos para os constituintes de um sistema de transmissão óptica de alta velocidade (baseados num estudo efectuado por Ribeiro[Rib1]), e efectuaram-se simulações usando o programa SCORE. Os resultados dessas simulações vão de encontro aos apresentados por Bubrouski *et al*[Bub] e por Trischitta *et al*[Tri] já referidos neste capítulo, mostrando que desde que o pós-filtro tenha um factor de qualidade elevado, como tem o NBPF usado ($Q \cong 750$), não é necessária uma pré-filtragem muito exigente. Com um filtro passa-alto Butterworth de 3ª ordem obtiveram-se valores de *jitter* do relógio recuperado (considerando uma sequência de entrada sem *jitter* e não considerando o efeito do ruído) de 0.0057 UI RMS e 0.0078 UI RMS, respectivamente para codificação binária NRZ e codificação multinível (4 níveis). Nesse capítulo mostrou-se também a capacidade do CRU em recuperar o sinal de relógio num sistema DST de 45 Km a 20 Gsimb/s com valores de *jitter* inferiores a 0.021 UI RMS e 0.028 UI RMS para a codificação NRZ e multinível (4 níveis), respectivamente.

Segundo os resultados experimentais do capítulo 6, o andar quadrador do NLC deve ser polarizado com V_{DS} elevado e $V_{GS} \cong -0.7$ V ($I_{DS} \cong 0.5$ mA para $V_{DS}=3$ V), ou seja, no limiar da entrada em condução, estando, portanto, de acordo com o concluído nos capítulos 3 e 4. Polarizando então o transístor quadrador perto da entrada em condução, e inserindo uma sequência de dados na sua entrada a 19.90656 Gsimb/s ("2*STM-64"), de comprimento 2^{31}-1 bits e amplitude 600 mV_{pp}, considerando codificação binária NRZ e multinível (4 níveis), geram-se componentes discretas à frequência de transmissão de amplitudes -25.8 dBm e -29 dBm, respectivamente. O conjunto formado pelo amplificador e o NBPF apresenta um ganho de 13.8 dB, perfeitamente sintonizado à frequência de transmissão, e as potências das componentes de relógio a essa frequência, à sua saída, considerando codificação binária NRZ e multinível (4 níveis), são respectivamente -9.4 dBm e -13.9 dBm. Obtiveram-se valores de potência associados à componente discreta à frequência de transmissão mais reduzidos que nas simulações, mas o mesmo se passou com os níveis de ruído na sua vizinhança, pelo que o *jitter* do relógio seria semelhante.

Os valores medidos de *jitter* do relógio recuperado a partir de uma sequência sem *jitter* e a partir do sinal à saída de um sistema DST de 40 Km, ambos a 19.90656 Gsimb/s,

apresentados no capítulo 7, considerando codificação binária NRZ e codificação multinível (4 níveis), confirmaram as conclusões e estimativas obtidas no capítulo 5. Os valores medidos na prática foram, para o caso do *jitter* intrínseco (introduzido pelo CRU) 0.01 UI RMS e 0.018 UI RMS, e para o caso do sistema DST 0.021 UI RMS e 0.032 UI RMS, respectivamente para a codificação NRZ e multinível (4 níveis). Comparando com os valores apresentados no capítulo 5 e anteriormente neste capítulo, constata-se que apenas no caso do *jitter* intrínseco se registam diferenças assinaláveis, mas tal deve-se ao facto de nessa situação, aquando das simulações, não se ter considerado o efeito do ruído, do comprimento da sequência usada ser menor e dos sinais considerados à entrada não terem componente DC. Em relação aos valores obtidos usando as duas codificações referidas, e indo de encontro ao concluído nos capítulos 2 e 5, confirma-se que, usando codificação multinível (4 níveis), se obtêm valores de *jitter* superiores do que no caso binário NRZ, mas também se consegue enviar o dobro da informação (com a mesma largura de banda).

Os valores de *jitter* medidos (0.01 UI RMS e 0.018 UI RMS, respectivamente para o caso NRZ e 4 níveis) são inferiores aos apresentados na literatura a que se teve acesso para esta taxa de transmissão (20 Gbit/s). Assim, Wang *et al*[Wan1] obteve um *jitter* de 0.04 UI RMS, para codificação binária NRZ, usando uma estrutura balanceada para a não-linearidade, tendo no entanto a vantagem da unidade de recuperação do relógio ser totalmente integrada. Considerando este valor pode-se concluir que os esforços efectuados no sentido de se simplificar ao máximo a unidade recuperadora de relógio, e consequentemente facilitar a integração, nomeadamente a utilização de um NLC não-balanceado com um andar de entrada que pré-formata o sinal, foram compensados, uma vez que os valores de *jitter* obtidos são bastante aceitáveis.

Nos parágrafos anteriores procurou-se sintetizar o trabalho contido na dissertação, e apresentar as principais conclusões. No âmbito deste trabalho existem ainda vários aspectos que podem ser aprofundados. Não se pretende no entanto enumerar todos os assuntos que merecem uma investigação mais cuidada, mas sim apresentar algumas preferências que de momento parecem merecedoras de dedicação.

No seguimento do esforço efectuado nesta dissertação apresentam-se de seguida propostas que visam uma maior integração da unidade de recuperação de relógio, com

todas as vantagens daí inerentes. Como já se referiu, o ressoador dieléctrico para implementar o NBPF não pode ser integrado em tecnologia monolítica. Assim, uma solução é usar um filtro transversal sintonizável que pode substituir o conjunto NBPF e amplificador. Outra solução é uma integração híbrida do circuito monolítico (amplificador e NLC) com o ressoador dieléctrico existente, evitando as transições *microstrip*-coaxial-*microstrip* entre eles. Desta forma, não se consegue a integração efectiva, mas melhora-se o desempenho da unidade de recuperação do relógio e reduz-se o seu tamanho.

Outro trabalho possível é a investigação de novas unidades de recuperação de relógio para velocidades de transmissão mais elevadas, por exemplo a 40 Gbit/s.

Apêndice A

Simulador de Sistemas SCORE

A complexidade dos sistemas de comunicação actuais torna muito difícil estimar o seu desempenho por meios analíticos. Por outro lado, a implementação e teste em laboratório requer muitos recursos humanos e materiais. Com o crescente poder de cálculo dos computadores, principalmente nos últimos anos, a simulação de sistemas tem-se imposto como uma alternativa viável aos métodos analíticos e experimentais. Actualmente, a simulação é considerada como a principal ferramenta de análise e projecto de sistemas de comunicação, com um tempo de resposta e custo muito competitivos.

Nesta perspectiva foi criado o SCORE que é um pacote de *software* para simulação de sistemas de transmissão, especialmente vocacionado para sistemas ópticos digitais. O seu nome resulta de *Simulator for Communications Research*, e tem sido desenvolvido especialmente pelo Grupo de Comunicações Ópticas da Universidade de Aveiro[Rib].

Entre as características deste simulador destacam-se a orientação por blocos, a interface gráfica para *MS-Windows*, a definição hierárquica de sistemas com um número arbitrário de níveis, a biblioteca de modelos, o uso de taxas de transmissão diferentes ao longo do sistema, cálculo de estatísticas dos sinais, reutilização de simulações com vista a combinações posteriores, entre outras.

A sua estrutura, tal como a maior parte dos simuladores para sistemas de comunicação, pode ser dividida em quatro partes principais que são a biblioteca de modelos, o configurador do sistema, o executor da simulação e o pós-processador. A biblioteca de modelos é um conjunto de rotinas em código fonte (código C), em que cada uma

implementa um modelo de um dispositivo físico. No apêndice B são apresentadas alguns desses modelos, que foram usados nos estudos descritos no capítulo 5. Existem também rotinas sem correspondente físico, relacionadas com a amostragem temporal dos sinais. O configurador do sistema permite ao utilizador definir a topologia do sistema através do desenho de um diagrama de blocos, e especificar qual o modelo a usar para implementar cada bloco. O executor da simulação tem como função executar a simulação especificada durante a fase de configuração. Os resultados são então armazenados em ficheiros. O pós-processador proporciona os meios adequados para apresentação dos resultados de simulação e calcula medidas de mérito do sistema. A Figura A.1 apresenta o ambiente gráfico *MS-Windows*, onde se observam as janelas referentes ao configurador do sistema, que é no caso ilustrado um recuperador de relógio em malha aberta, e ao pós-processador. Nas janelas relativas a este último apresenta-se a evolução temporal do sinal à entrada do circuito não-linear, bem como o diagrama de olho e o espectro de potência do sinal de saída (relógio).

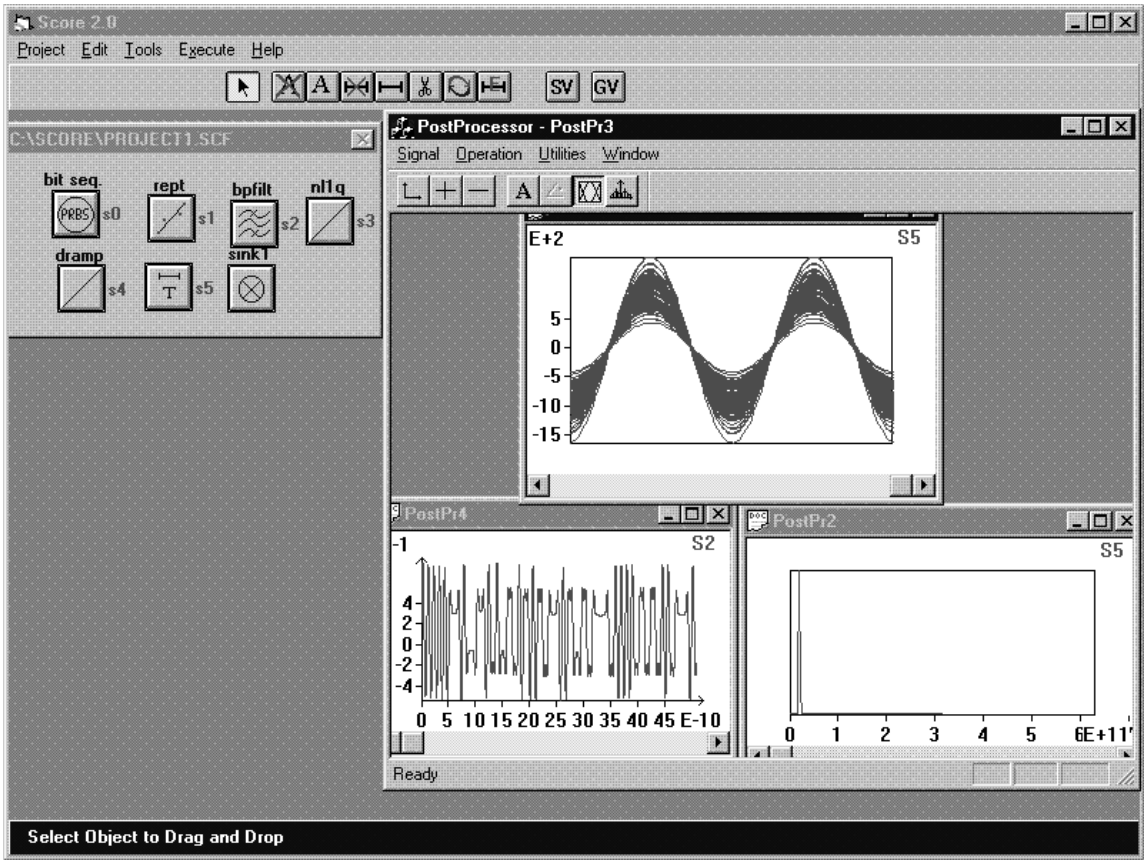


Figura A.1 - Perspectiva do simulador SCORE

Apêndice B

Descrição dos Modelos Usados no SCORE

Neste apêndice descrevem-se os modelos de vários dispositivos para a simulação de sistemas ópticos apresentados no capítulo 5, usando o simulador SCORE. Não se pretende fazer um estudo exaustivo sobre os vários dispositivos, mas apenas descrever as propriedades relevantes para a sua caracterização e modelação, com o objectivo de reproduzir com rigor o seu desempenho nos sistemas estudados.

B.1 Geradores de sequências pseudo-aleatórias

B.1.1 Sequência NRZ

Para avaliar o desempenho de um sistema por simulação, necessitamos de um sinal de informação de teste. No modelo construído utiliza-se uma sequência binária pseudo-aleatória com comprimento variável. A característica aleatória é baseada na teoria dos polinómios primitivos de módulo 2, e para um comprimento do padrão *n*, esta teoria produz uma sequência de comprimento 2^n-1 e garante conter todas as sequências de *n* bits, excepto *n* símbolos “0” consecutivos. Cada novo bit é calculado recursivamente a partir dos *n* bits anteriores. Após 2^n-1 bits a sequência repete-se.

B.1.2 Sequência multinível (4 níveis)

Para se obter uma sequência multinível de 4 níveis a partir da sequência NRZ descrita acima, utiliza-se um bloco codificador que transforma dois bits da sequência NRZ num único símbolo com quatro amplitudes possíveis (0, 1, 2, 3 que correspondem respectivamente às combinações à entrada “00”, “01”, “10”, “11”), e um outro bloco que

multiplique esse sinal por uma constante, para que sequência multinível tenha igual amplitude pico a pico à da sequência NRZ.

B.2 Laser semicondutor

Considera-se um Laser monomodo. A saída de um Laser semicondutor apresenta flutuações na intensidade, fase e frequência, mesmo quando o Laser é polarizado com uma corrente constante. Na aplicação de díodos Laser em comunicações ópticas, é importante caracterizar bem estes ruídos presentes no campo electromagnético, através da sua composição espectral. Uma metodologia para a caracterização desses ruídos, insere fontes de ruído nas equações de estado que governam o Laser, e é conhecida como o tratamento semiclássico. Esta teoria, aplicada a um Laser monomodo como o que se pretende simular, resulta num sistema de três equações diferenciais não-lineares, designadas por equações de taxa, que definem a evolução da potência óptica no modo do Laser, da fase do respectivo campo electromagnético e do número de portadores. Uma forma possível para estas equações é[Agr]:

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - g(t)S(t) - \frac{N(t)}{\tau_n} + f_n(t) \tag{b.1}$$

$$\frac{dS(t)}{dt} = \Gamma g(t)S(t) - \frac{S(t)}{\tau_p} + \frac{\Gamma \beta_s N(t)}{\tau_n} + f_s(t) \tag{b.2}$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha_H}{2}\Gamma g_o\left[N(t) - N_t\right] + f_\phi(t) \tag{b.3}$$

onde $S(t)$ e $N(t)$ são as densidades de fotões e portadores, respectivamente, $\phi(t)$ é a fase do campo eléctrico e $I(t)$ a corrente de injecção. $g(t)$ é o ganho de emissão estimulada e g_o é a sua constante do declive. τ_p e τ_n são os tempos de vida dos fotões e portadores, respectivamente. Γ é o factor de confinamento do modo, β_s o factor de emissão espontânea, q a carga electrónica, V_a o volume da zona activa, α_H é o factor de alargamento da largura de linha e N_t a densidade de portadores na transparência. Nas equações (b.1) a (b.3), $f_s(t)$, $f_n(t)$ e $f_\phi(t)$ são forças de Langevin, inseridas para ter em conta as flutuações provenientes da emissão espontânea, e da natureza discreta na

geração e recombinação de portadores, representando portanto o ruído. Quanto ao ganho, *g(t)*, é descrito por:

$$g(t) = g_o \frac{N(t) - N_t}{1 + \varepsilon S(t)} \tag{b.4}$$

onde ε é o factor de compressão do ganho. A potência óptica emitida por cada face, *P(t)* é proporcional à densidade de fotões, *S(t)*, e é dada por:

$$P(t) = \frac{V_a \eta h \nu}{\Gamma \tau_p} S(t) \tag{b.5}$$

onde η é a eficiência quântica por face, h é a constante de Planck e ν é a frequência óptica. O modelo construído usa o método Runge-Kutta para a integração das equações de taxa apresentadas anteriormente. Os parâmetros a definir para esse modelo são g_o, N_t, τ_p, τ_n, Γ, ε, β_s, V_a, η, α_H, ν e I. A seguir vai-se apresentar a gama de valores correspondente a cada um desses parâmetros[Rib2, Tat]:

τ_n=0.5 ns	τ_p=*1.0 ps*
α_H=[1.0, 3.0]	$g_o = g_o^{'} v_g$, $g_o^{'}$=[11.5x10^{-20},16.1x10^{-20}]m^2 e v_g=c/n com n=3.4; logo: g_o=[10.1x10^{-12},14.2x10^{-12}]m^{3}s^{-1}
Γ=[0.023, 0.356]	V_a=[7.2x10^{-18},9.21x10^{-17}]m^3
β_s=[10^{-5}, 10^{-4}]	η=[0.0, 1.0]
ε=[2.5x10^{-23},5.0x10^{-23}] m^3	N_t=[1.0x10^{24},2.0x10^{24}]m^{-3}
ν=c/λ; para λ=1.5 μm, ν=1.96x10^{14} s^{-1}	I=NI_{th} ; I_{th} - corrente de threshold e N inteiro $I_{th} = \frac{qV_a}{\tau_n}\left(N_t + \frac{1}{\Gamma g_o \tau_p}\right)$

B.3 Fibra óptica

A diversidade de fenómenos que se manifestam numa fibra óptica, incluindo não-linearidades, levam a que a modelação da fibra se possa tornar bastante complexa, dependendo das condições de funcionamento. A fibra monomodo é constituída por um núcleo de sílica envolto por um revestimento cujo índice de refracção é ligeiramente inferior ao do núcleo. O diâmetro do núcleo tem que ser suficientemente pequeno (8 a 12 μm) para garantir a existência de apenas um modo de propagação.

Se representarmos o campo electromagnético pela sua envolvente complexa E, a equação de propagação ao longo da SMF pode ser expressa por[Agr1]:

$$\frac{\partial E}{\partial L} + \beta_1 \frac{\partial E}{\partial t} - \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2}E + j\gamma_{nl}\left|E\right|^2 E = 0 \qquad \text{(b.6)}$$

onde L representa a distância de transmissão. β_1, β_2 e β_3 são os coeficientes da expansão da constante de fase $\beta(w)$ (definida por $\beta(w)=n(w)w/c$, em que $n(w)$ é o índice de refracção dependente da frequência óptica, w, e c a velocidade da luz no vazio) em série de Taylor, em torno da frequência óptica central, w_o. β_1 define a velocidade de grupo, v_g, a que a envolvente do impulso se propaga, através da relação $v_g=1/\beta_1$, e os coeficientes dos termos com ordem igual ou superior a 2 são responsáveis pela dispersão cromática. Na prática, os termos com ordem superior a 3 são insignificantes. Em comunicações ópticas é comum utilizar o parâmetro de dispersão, D, dado por $D=-2\pi c\beta_2/\lambda^2$ onde c e λ são a velocidade da luz e o comprimento de onda, respectivamente, no vazio. O alargamento do impulso, τ_g, pode ser aproximado por $\tau_g=L|D|\sigma_\lambda$, em que σ_λ é o valor eficaz (*rms*) para a largura espectral do impulso. α é a constante de atenuação da potência e γ_{nl} é o coeficiente não-linear dado por $\gamma_{nl}=n_2 w_o/(cA_{eff})$ onde A_{eff} é a área efectiva do núcleo e n_2 a parte do índice de refracção proporcional à susceptibilidade de 3ª ordem.

O modelo construído implementa a equação de propagação (b.6) ao longo da SMF usando um método numérico, uma vez que essa equação não é propensa a uma resolução analítica. O método utilizado foi o "split-step Fourier"[Agr1], que consiste em calcular separadamente os efeitos lineares e não-lineares. Os parâmetros a definir para o modelo são β_2, β_3, α, γ_{nl}, L e o passo a usar no método "split-step Fourier". Os valores usuais

para esses parâmetros são β_2=2.11x10^{-26} ps^{2}m^{-1} (D=17 ps/nm.Km), β_3=1.39x10^{-40} ps^{3}m^{-1}, α=0.21 dB/Km, γ_{nl}=1.39x10^{-3} W^{-1}m^{-1}[Agr1].

B.4 Amplificador óptico

O amplificador óptico modelado é um amplificador de fibra dopada com Érbio (EDFA: *Erbium Dopated Fibre Amplifier*).

O princípio de funcionamento de um amplificador óptico é amplificar a luz incidente por meio de emissão estimulada. Para conseguir esse objectivo, é necessário obter a inversão da população, o que pode ser feito por uma fonte eléctrica ou óptica. Os EDFAs usam um Laser bomba para excitar os átomos de Érbio. Considerando apenas os átomos de Érbio, o espectro do ganho dos ADFEs teria uma forma lorentziana. No entanto, devido aos vários processos que influenciam o ganho dos EDFAs, como a presença da sílica e de outros dopantes, a sua variação espectral apresenta uma forma complexa e fortemente variável com a configuração física do amplificador. No entanto, para sistemas monocanal, como o que é estudado no capítulo 5, a largura espectral do sinal é muito inferior à largura espectral do ganho de potência, pelo que se pode considerar o ganho constante na gama espectral do sinal.

Nos EDFAs há emissão espontânea, produzindo ruído adicional. A densidade espectral de ruído no campo electromagnético, $S_{sp}(f)$, é função do ganho de potência $G(f)$, e é dada por:

$$S_{sp}(f) = \frac{F_n}{2}[G(f)-1]h\nu \qquad \text{(b.7)}$$

onde F_n é o factor de ruído do amplificador (o dobro do factor de inversão da população).

Tal como acontecia para o ganho, não se conhecia com exactidão a variação espectral do ruído. Assim, no modelo construído para se considerar o efeito do ruído supôs-se que $S_{sp}(f)$ tinha um formato Gaussiano.

B.5 Fotodetector

Geralmente, os fotodetectores apresentam uma resposta em frequência superior aos conversores electro-ópticos (Lasers ou moduladores externos), pelo que em certas situações, o seu comportamento pode ser considerado ideal. Contudo, para taxas de transmissão muito elevadas, a resposta em frequência do fotodetector deve ser considerada.

O fotodíodo geralmente utilizado é o tipo PIN (positivo-intrínseco-negativo). Este fotodíodo é constituído por uma junção p-n com a zona de depleção na fronteira dos dois tipos de semicondutor substancialmente aumentada através da introdução de uma camada de semicondutor intrínseco. Este método permite aumentar muito o tamanho da zona activa da junção, com um correspondente aumento na eficiência do processo de detecção. No processo de detecção cada fotão absorvido gera um par electrão-lacuna, sendo a fotocorrente média igual a:

$$I(t) = \frac{\eta q}{h\nu} P(t) \tag{b.8}$$

onde *P(t)* é a potência óptica incidente, η é a eficiência quântica (fracção de fotões incidentes que geram um par de portadores), ν a frequência óptica e *h* é a constante de Planck. Um outro aspecto a considerar é o efeito do tempo de trânsito dos portadores no semicondutor. Quando a luz incide pelo lado *n* do fotodetector, a respectiva resposta em frequência, determinada pelo tempo de trânsito, é dada por[Bow]:

$$\frac{i(w)}{i(0)} = \frac{1}{1-e^{-\alpha L}}\left[\frac{1-e^{-\alpha L - jw\tau_n}}{\alpha L + jw\tau_n} + e^{-\alpha L}\frac{e^{-jw\tau_n}-1}{jw\tau_n} + \frac{1-e^{jw\tau_p}}{jw\tau_p} + e^{-\alpha L}\frac{1-e^{\alpha L - jw\tau_p}}{\alpha L - jw\tau_p}\right] \tag{b.9}$$

onde *w* é a frequência angular de modulação, *L* é a espessura da zona activa, α é o coeficiente de absorção da camada intrínseca, τ_n (igual a L/v_n, sendo v_n a velocidade dos electrões) é o tempo de trânsito dos electrões e τ_p (igual a L/v_p, sendo v_p a velocidade das lacunas) é o tempo de trânsito das lacunas. No caso da iluminação ser pelo lado *p*, a equação (b.9) continua a ser válida desde que se troquem os índices *n* e *p*.

O modelo do fotodetector é, portanto, constituído por um bloco quadrador, já que como se mostra na equação (b.8) o fotodíodo actua como uma fonte de corrente proporcional à

potência incidente, que por sua vez é proporcional ao quadrado do campo eléctrico, e um outro bloco que implementa a resposta em frequência dada pela equação (b.9). Os parâmetros a definir serão então L, v_n, v_p e α. Os valores usuais para estes parâmetros quando se consideram fotodetectores PIN de InGaAs são L=1 μm, v_n=6.5x10^6 cm/s, v_p=4.8x10^6 cm/s e α=1.16 μm^{-1} [Bow].

B.6 Filtro igualador DST

No método de transmissão suportada por dispersão (DST), a igualização no receptor é de primordial importância no recuperar da informação transmitida. Foi demonstrado por Wedding[Wed2] que um transmissor óptico modulado em frequência, conjuntamente com uma SMF podem ter características de um filtro passa-alto. Assim, o filtro igualador deve ser um filtro passa-baixo (LPF: *Lowpass Filter*), com uma frequência de corte dada por[Wed2]:

$$f_c = \frac{c}{2\pi E_{FM}\left(I_0 - I_{th}\right)\lambda^2 DL} \tag{b.10}$$

onde E_{FM} é a eficiência FM do Laser, I_o é a corrente de polarização, I_{th} é a corrente de *threshold*, λ é o comprimento de onda, D é o parâmetro de dispersão cromática e L o comprimento da SMF.

Para o modelo deste filtro igualador usou-se um LPF de primeira ordem com a frequência de corte determinada pela equação (b.10).

B.7 Circuito recuperador de relógio

B.7.1 Pré-Filtro

O pré-filtro a considerar é o filtro passa-alto. O modelo deste filtro deverá retractar filtros reais, pelo que não poderá ser obtido usando a sua resposta em frequência ideal. Assim, para modelar o filtro passa-alto usa-se um filtro *Butterworth* de terceira ordem[Car].

B.7.2 Circuito não-linear

Para se construir o modelo do NLC considerou-se a sua função de transferência (v_{out}/v_{in}) e a sua resposta em frequência. Usando o simulador HP-MDS[Mds], introduziu-se uma forma de onda em rampa à entrada (para se testarem vários valores de v_{in}) e mediu-se a amplitude à saída. Seguidamente, usando um ficheiro em Matlab para optimização de funções por interpolação polinomial, determinou-se o polinómio ($v_{out}=p(v_{in})$) que melhor aproximava os vários pontos (v_{in}, v_{out}) conhecidos, como se observa na Figura B.1, obtendo-se a seguinte função de transferência:

$$v_{out} = 0.651v_{in}^6 + 0.96v_{in}^5 - 0.392v_{in}^4 - 0.422v_{in}^3 + 0.126v_{in}^2 + 0.129v_{in} + 0.0002 \qquad \text{(b.11)}$$

A resposta em frequência simulada foi aproximada por uma função baseada numa soma de exponenciais, como se observa na Figura B.2, e depois convertida para unidades lineares, obtendo-se a seguinte expressão:

$$NL(f) = 2.34e^{-1.5x10^{-18}(f-6.16x10^9)^2} + 2.39e^{-0.048x10^{-18}(f-18.5x10^9)^2} + 0.3e^{-0.03x10^{-18}(f-27x10^9)^2} \qquad \text{(b.12)}$$

Quanto à validade deste modelo, observando a Figura B.1 constata-se que só para valores de v_{in} em torno de 0 e com uma amplitude que não ultrapasse aproximadamente 300 mV, ou seja, um sinal simétrico de 600 mV_{pp}, é que se terá um comportamento quadrático próximo do esperado.

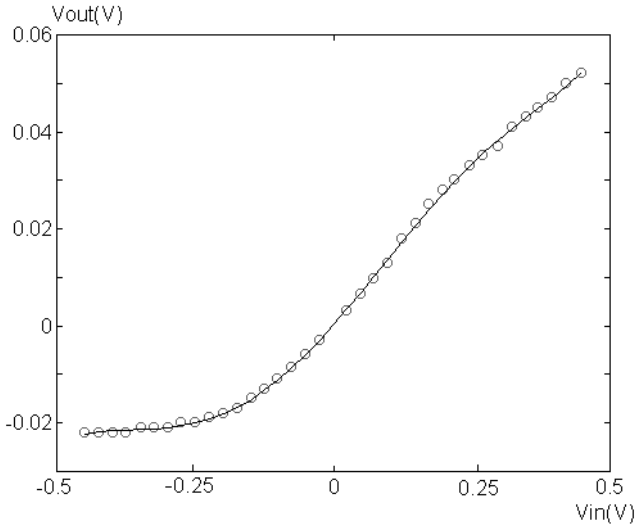


Figura B.1 - Função de transferência do NLC (pontos medidos e função aproximada)

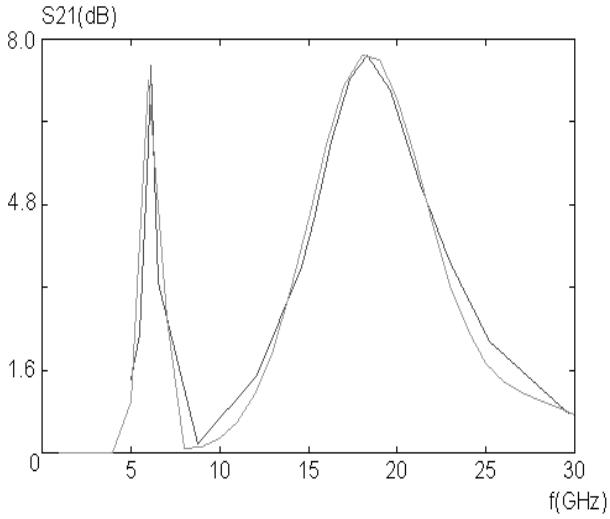


Figura B.2 - Resposta em frequência do NLC (resposta simulada e função aproximada)

B.7.3 Amplificador sintonizado e NBPF

O modelo para o conjunto formado pelo NBPF e o amplificador sintonizado baseou-se nas suas respostas em frequência, mais propriamente na resposta conjunta apresentada na Figura 4.11 do capítulo 4. Essa resposta é aproximada pela função (já convertida para unidades lineares) descrita na equação (b.13), como se observa na Figura B.3.

$$ADR(f) = 10^{4.0-0.04\|f-19.9x10^9|^{0.24}|} \qquad \text{(b.13)}$$

A função aproximada afasta-se da resposta em frequência simulada para frequências superiores a 22 GHz e inferiores a 18 GHz. Esse afastamento não é, contudo, preocupante, nem terá influência significativa nos resultados. De facto, na gama de interesse para quantificação do *jitter*, que é na vizinhança dos 20 GHz, a resposta e a função aproximada são coincidentes. Além disso quando se começam a verificar diferenças já se está aproximadamente 40 dB abaixo do valor máximo, pelo que essas diferenças já não influenciarão grandemente os resultados.

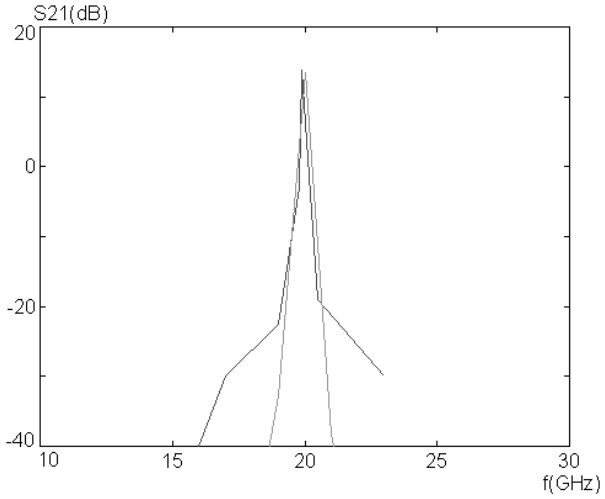


Figura B.3 - Resposta em frequência do conjunto NBPF e amplificador (resposta simulada e função aproximada)

Apêndice C

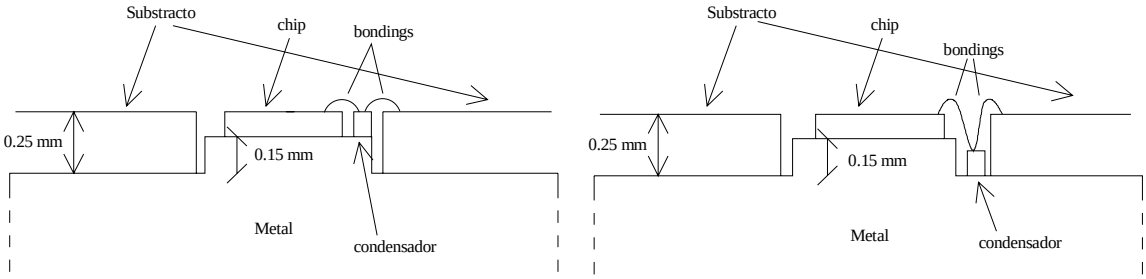
Projecto dos Circuitos Auxiliares ao Monolítico

C.1 Interligação do monolítico aos circuitos externos

No projecto do amplificador foram integrados no próprio circuito os vários condensadores de desacoplamento usados nas alimentações (ver secção 3.3.3 do capítulo 3). O mesmo não se verificou no caso do NLC, em que se optou por colocar esses condensadores exteriormente ao circuito. De facto, o NLC trabalha numa banda larga de frequências pelo que os condensadores de desacoplamento devem ser de elevada capacidade, logo de dimensões elevadas. Assim, por questões de economia de espaço foi preferível colocar os condensadores exteriormente. Mesmo no caso do amplificador, em que como já se referiu se tinham integrado os condensadores de desacoplamento no próprio monolítico, por uma questão de imunidade ao ruído fora da banda colocaram-se também condensadores de desacoplamento externos. Usaram-se condensadores cerâmicos de microondas, de camada simples (*single layer*). Estes condensadores permitem obter valores de capacidade elevados (desde 68 pF até 1nF), livres de ressonâncias espúrias nas frequências de trabalho, sendo de reduzidas dimensões (as maiores dimensões, correspondentes a 1nF, são de 0.89 mm x 1mm).

Tendo em conta as muito altas frequências de trabalho deste circuito, verificou-se por simulação a necessidade de colocar os condensadores de desacoplamento exteriores o mais próximo possível do circuito monolítico. A solução foi ligar-se cada *pad* de alimentação do monolítico directamente ao condensador e este à linha de alimentação, usando para o efeito dois fios de *bonding* (ouro muito fino, com cerca de 17 μm de diâmetro) como se ilustra na Figura C.1 *a)*. O monolítico (0.1 mm de espessura) foi colocado sobre uma “ilha” de 0.15 mm de altura juntamente com os condensadores (0.1

mm entre as placas), para facilitar o *bonding* até estes e destes às linhas de transmissão sobre o substracto (de espessura 0.25 mm).



a) *b)*

Figura C.1 - Vista de perfil da disposição do monolítico, dos condensadores de desacoplamento e do substracto. *a)* Situação em que os condensadores estão no mesmo plano do monolítico (sobre a "ilha"). *b)* Situação em que os condensadores estão num plano abaixo (sobre o metal)

Contudo, as ligações aos condensadores de desacoplamento das alimentações que se encontram nas mesmas faces das entradas e saídas de RF não puderam ser efectuadas usando este método, dado que seriam necessários fios de *bonding* muito compridos entre o monolítico e as linhas de transmissão de RF. Assim, as ligações a esses condensadores foram efectuadas como se mostra na Figura C.1 *b).*

Na Figura C.2 apresenta-se a máscara do substracto (a estrutura das linhas de interligação do monolítico ao circuito externo), desenhada tendo em conta as considerações anteriores.

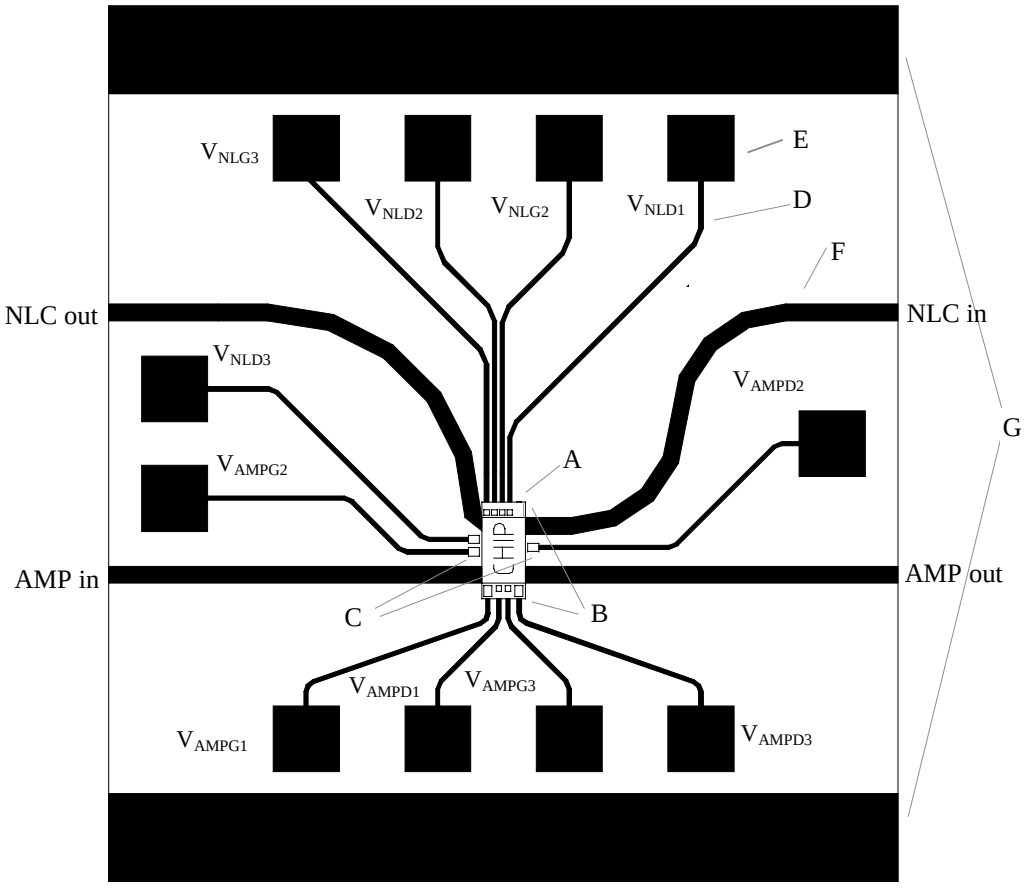


Figura C.2 - Máscara do substracto para o monolítico (representado por CHIP) de dimensões 30 mm x 40 mm

A- "Ilha" metálica onde se colocou o monolítico e alguns condensadores de desacoplamento

B- Condensadores de desacoplamento colocados sobre a "ilha"

C- Condensadores de desacoplamento colocados sobre o metal

D- Linhas de alimentação sobre o substracto (largura de 200 μm)

E- *Pads* para ligação às fontes de alimentação exteriores (usando *feedthroughs*)

F- Linhas de transmissão de RF sobre o substracto (largura de 760 μm, 50Ω) onde se ligam os conectores SMA correspondentes às entradas e saídas dos circuitos (NLC e amplificador)

G- Planos de massa

C.2 Fonte de alimentação sequencial

Para evitar transitórios de corrente elevados num HEMT quando este é alimentado, deve-se fornecer a tensão negativa entre porta e fonte (V_{GS}) antes da tensão positiva entre dreno e fonte (V_{DS}).

O diagrama de blocos usado, correspondente à alimentação de um HEMT é apresentado na Figura C.3.

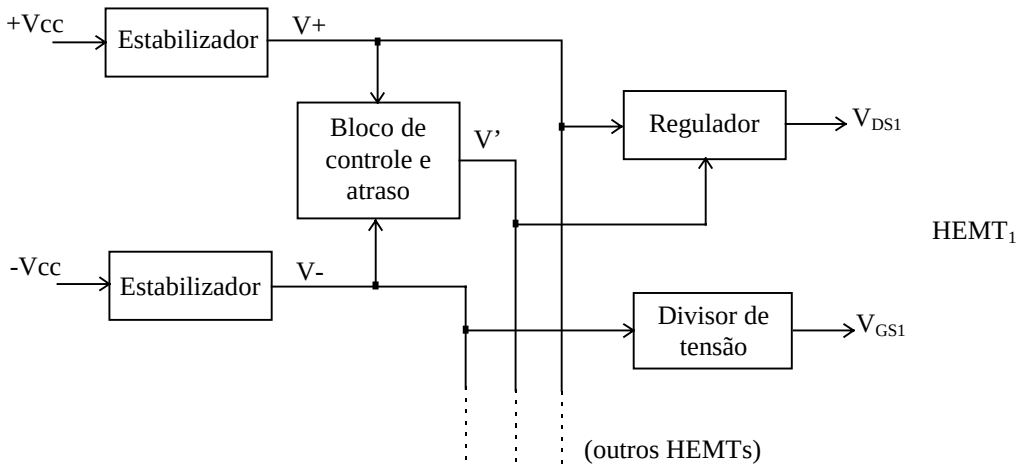


Figura C.3 - Diagrama de blocos da fonte de alimentação de um HEMT

Este esquema de alimentação utiliza à entrada dois conversores de tensão (um para a tensão positiva e outro para a tensão negativa) que devem proteger as alimentações aplicadas aos HEMT de possíveis oscilações nas alimentações de entrada ($+V_{CC}$ e $-V_{CC}$). Os estabilizadores usados são, respectivamente, o LM7805 e o LM7905 da Texas Instruments. Segue-se o bloco de controle e atraso cujo esquema eléctrico é apresentado na Figura C.4.

O transístor T_1 (2N2222) funciona como um interruptor controlado pela tensão negativa. Quando a alimentação é ligada (tem-se +5 V à saída do estabilizador), se não houver tensão negativa, o díodo Zener (5V1) não conduz, o transístor T_2 (BC547) satura, e consequentemente o transístor T_1 corta. Assim, na ausência de tensão negativa, a tensão positiva (V') é cortada. Quando a tensão negativa é aplicada (-5 V à saída do estabilizador), a queda de tensão no díodo Zener faz com que o transístor T_2 não

conduza, ficando por isso o transístor T_1 em condução. Assim, só temos a tensão positiva à saída depois de aplicada a tensão negativa. Este efeito é reforçado, colocando no caminho da tensão positiva uma malha de atraso (filtro passa-baixo).

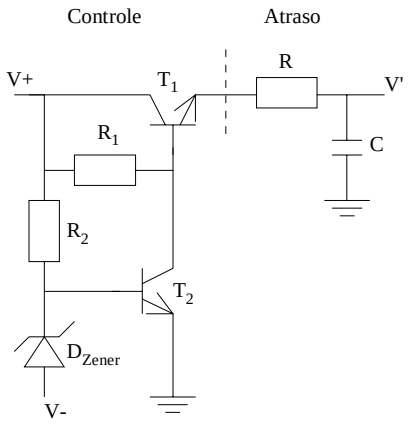


Figura C.4 - Esquema eléctrico do bloco de controle e atraso

Seguidamente, para se obterem as gamas de tensões positivas e negativas desejadas, no caso das tensões negativas usam-se divisores de tensão com potenciómetros, e no caso das tensões positivas, em vez dos divisores resistivos, usam-se reguladores de tensão que permitem a obtenção de uma fonte de tensão positiva de baixa impedância. Neste caso, a tensão à saída do bloco de atraso (V') é aplicada ao *shutdown* do regulador (MAX8862R da MAXIM), aparecendo tensão à sua saída quando no *shutdown* se tiver uma tensão superior a 2.0 V. Com a configuração usada à saída do regulador, a tensão de saída é determinada pelo potencial presente no SET do regulador (1.25 V).

A fonte construída permite alimentar os seis HEMTs, três do amplificador e três do NLC, com o primeiro HEMT deste a ser alimentado apenas com tensão de dreno como se viu no capítulo 3. O seu circuito eléctrico é apresentado na Figura C.5. De referir que o regulador usado (MAX8862R) é um regulador duplo, permitindo fornecer duas tensões à saída.

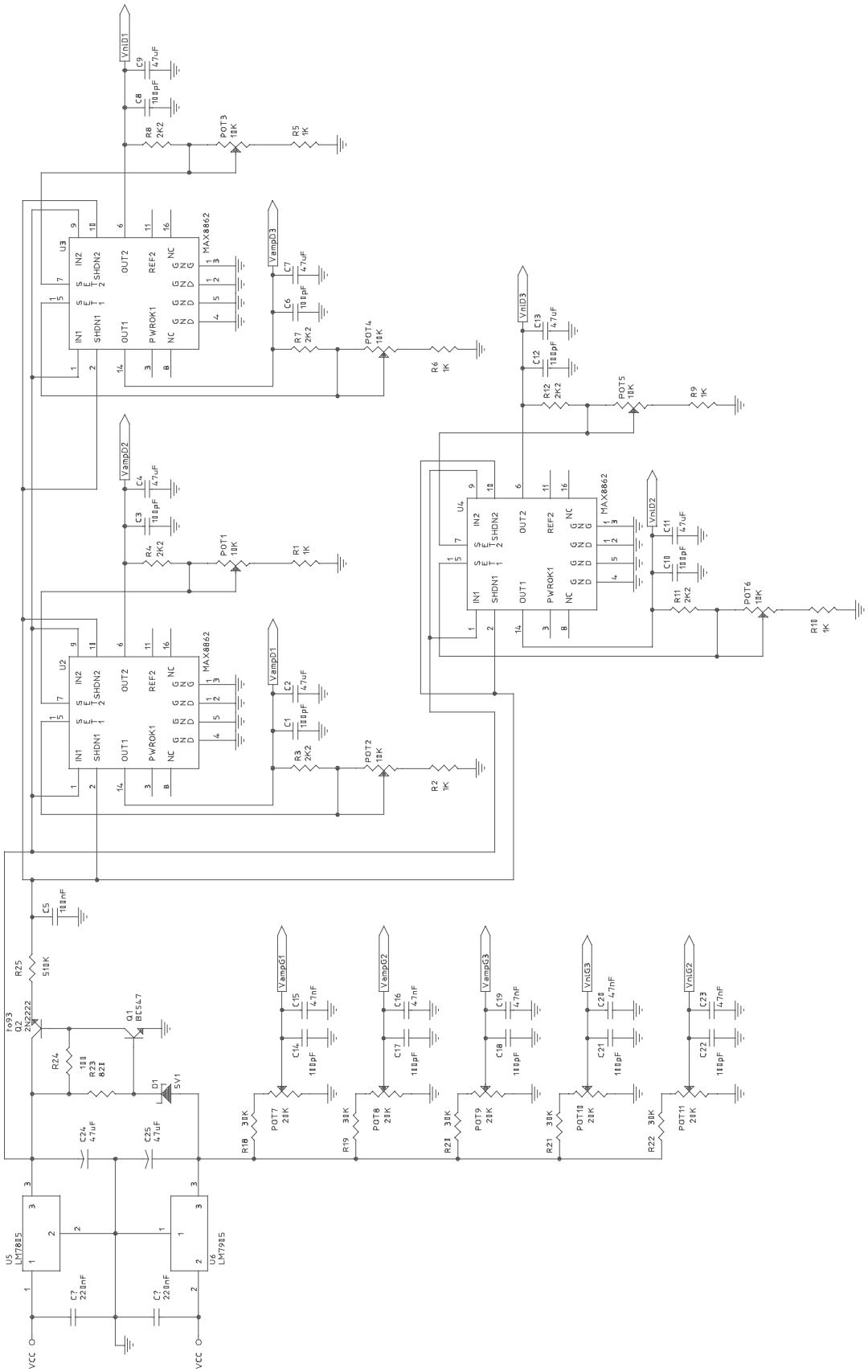


Figura C.5 - Esquema eléctrico da fonte de alimentação

Na Figura C.6 e na Figura C.7 mostra-se o comportamento transitório das tensões aplicadas a um dos HEMTS (no caso ilustrado, do HEMT quadrador do NLC, polarizado com V_{DS}=3.0 V e V_{GS}=-0.7 V), no ligar e posterior desligar da fonte de alimentação, respectivamente. Como se pode constatar observando essas duas figuras, quando se liga a fonte só temos a tensão positiva à saída depois de aplicada a tensão negativa. Quando a fonte é desligada, enquanto a tensão positiva não se anula tem-se sempre uma tensão negativa aplicada ao HEMT, pelo que em ambas as situações evita-se que circule momentaneamente uma corrente entre dreno e fonte demasiado elevada por aplicação de um V_{DS} elevado antes do V_{GS}.

Esta fonte permite obter valores de tensão entre dreno e fonte desde 1.5 V até 4.0 V e tensões entre porta e fonte desde -2.0 V a 0.0 V, sendo o consumo de corrente em vazio de aproximadamente 26 mA. O consumo de corrente em carga, quando se alimenta o NLC e o amplificador com as tensões desejadas (apresentadas no capítulo 6), é de aproximadamente 70 mA.

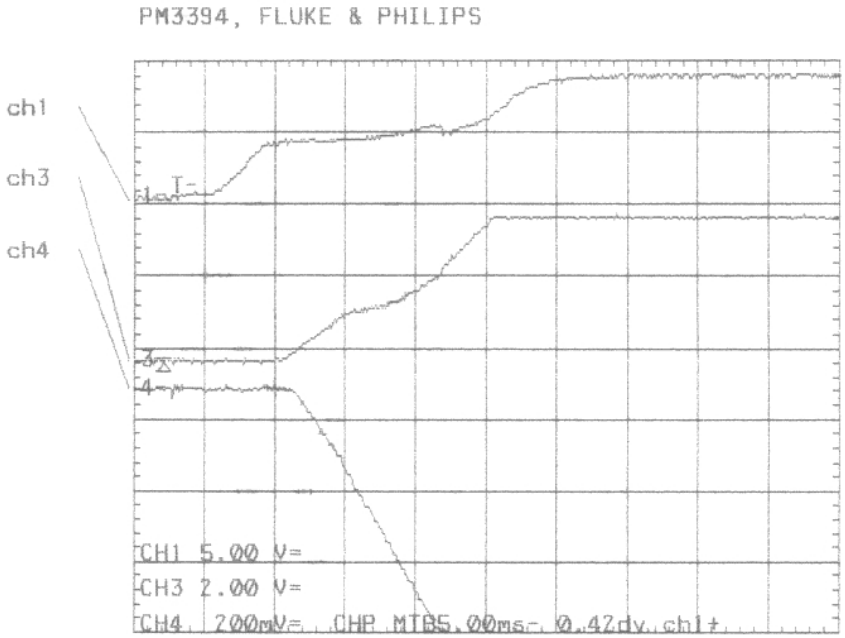


Figura C.6 - Transitório das tensões aplicadas ao HEMT quadrador do NLC (V_{DS}=3 V e V_{GS}=-0.7 V) quando se liga a fonte de alimentação (CH1: +*Vcc*, CH3: V_{DS}, CH4: V_{GS})

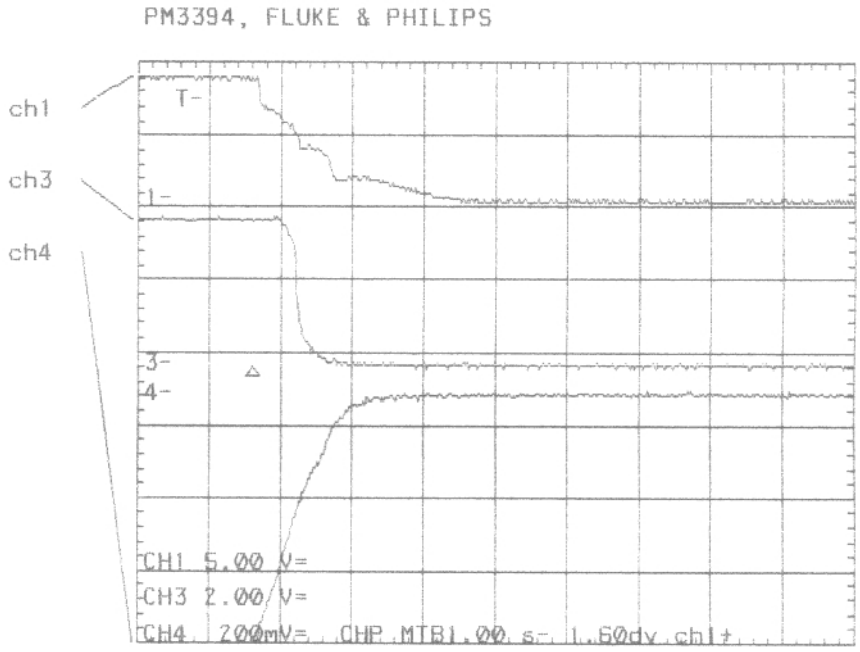


Figura C.7 - Transitório das tensões aplicadas ao HEMT quadrador do NLC (V_{DS}=3 V e V_{GS}=-0.7 V) quando se desliga a fonte de alimentação(CH1: +*Vcc*, CH3: V_{DS},CH4: V_{GS})

Glossário de Acrónimos

AC	Corrente alternada (*Alternate Current*)
AFC	Controle automático de frequência (*Automatic Frequency Control*)
AM	Modulação de amplitude (*Amplitude Modulation*)
APD	Fotodíodo de avalanche (*Avalanche Photodiode*)
BPF	Filtro passa-banda (*Bandpass Filter*)
CRU	Circuito recuperador de relógio (*Clock Recovery Unit*)
DC	Corrente contínua (*Direct Current*)
DR	Ressoador dieléctrico (*Dielectric Resonator*)
DSB	*Double Side Band*
DST	Transmissão suportada por dispersão (*Dispersion Supported Transmission*)
EDFA	Amplificador de fibra dopada com Érbio (*Erbium Dopated Fibre Amplifier*)
FET	Transístor de efeito de campo (*Field Effect Transistor*)
HEMT	Transístor de alta mobilidade electrónica (*High Eletron Mobility Transistor*)
HPF	Filtro passa-alto (*Highpass Filter*)
IES	Interferência Entre Símbolos (*Inter Symbol Interference*)
LPF	Filtro passa-baixo (*Lowpass Filter*)
MESFET	*Metal-Semiconductor Field Effect Transistor*
MMIC	Circuito integrado em tecnologia monolítica de microondas (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*)
MQW	Poço quântico múltiplo (*Multiple Quantum Well*)
NBPF	Filtro passa-banda, de banda estreita (*Narrow BandPass Filter*)
NLC	Circuito não-linear (*Non Linear Circuit*)
NRZ	Codificação Binária sem retorno a zero (*Non Return to Zero*)
PIN	Positivo-intrínseco-negativo (*Positive-Intrinsic-Negative*)
PLL	Malha de engate de fase (*Phase Lock Loop*)
Q	Factor de qualidade (*Quality factor*)
Q_L	Factor de qualidade em carga (*loaded quality factor*)
Q_U	Factor de qualidade sem carga (*unloaded quality factor*)
RF	Rádio frequência
RIN	Ruído de intensidade relativo (*Relative Intensity Noise*)
RZ	Codificação Binária com retorno a zero (*Return to Zero*)
SAW	Ondas acústicas superficiais (*Surface Acoustic Waves*)
SBD	Díodo de barreira Schottky (*Schottky Barrier Diode*)
SCORE	Simulador de sistemas ópticos digitais (*Simulator for Communications Research*)
SMF	Fibra óptica monomodo (*Single Mode Fibre*)
UI RMS	Desvio padrão do *jitter* em unidades de intervalo, 1 UI = T s = 2π rad (*Unities of Interval Root Mean Square*)

Lista de símbolos

$A(f)$	Espectro ilustrativo da mensagem à entrada do CRU
$d(t)$	Sinal resultante da convolução de $g(t)$ com $p(t)$
$D(f)$	Transformada de Fourier de $d(t)$
$E[o(t)]$	Valor médio do sinal de relógio
$E[o^2(t)]$	Valor quadrático médio do sinal de relógio
F	Factor de ruído de um andar amplificador
$f_{máx}$	Máxima frequência de oscilação
F_{min}	Factor de ruído mínimo
$g(t)$	Impulso elementar recebido à entrada do CRU
$G(f)$	Transformada de Fourier de $g(t)$
g_m	Transcondutância do HEMT
$G_{Tmáx}$	Máximo ganho para a frente do quadripolo obtido para ρ_{MS} e ρ_{ML}
$H(f)$	Função de transferência do NBPF
I_{DS}	Corrente entre dreno e fonte
I_{DSS}	Corrente entre dreno e fonte para V_{GS}= 0V e V_{DS} elevado (reg. saturação)
K	Parâmetro de estabilidade
$K_{nn}(f)$	Densidade espectral de potência do ruído
$n(t)$	Ruído estacionário Gaussiano
$o(t)$	Sinal à saída do CRU
$O(f)$	Transformada de Fourier de $o(t)$
$P(f)$	Função de transferência do pré-filtro
r_{ds}	Resistência interna entre dreno e fonte do HEMT
$s(t)$	Trem de impulsos de dirac referente a $x(t)$
$S(f)$	Transformada de Fourier de $s(t)$
S_{11}	Coeficiente de reflexão à entrada com a saída correctamente terminada
S_{12}	Coef. de transmissão para trás com a entrada correctamente terminada
S_{21}	Coe. de transmissão para a frente com a saída correctamente terminada
S_{22}	Coeficiente de reflexão à saída com a entrada correctamente terminada
t_o	Passagem por zero média do sinal de relógio
V_r	Coeficientes de Fourier
V_{DS}	Tensão entre dreno e fonte
V_{GS}	Tensão entre porta e fonte
V_{TO}	Tensão de *Pinchoff*
$x(t)$	Sinal digital à entrada do CRU
$X(f)$	Transformada de Fourier de $x(t)$
$y(t)$	Sinal à saída do pré-filtro
$Y(f)$	Transformada de Fourier de $y(t)$
$z(t)$	Sinal à saída da não-linearidade
$Z(f)$	Transformada de Fourier de $z(t)$
$\delta(t)$	Impulso de dirac
Δ	Parâmetro de estabilidade
ρ_L	Coeficiente de reflexão para a frente
ρ_S	Coeficiente de reflexão para trás

ρ_{ML}	Coef. de reflexão para a frente para adaptação conjugada simultânea
ρ_{MS}	Coef. de reflexão para trás para adaptação conjugada simultânea

Referências

[Agr] Govind P. Agraval, "Optical sources and transmitters", *Fiber-Optic Communication Systems*, Wiley Interscience, 1992.

[Agr1] Govind P. Agraval, "Wave propagation in optical fibres", *Nonlinear Fibre Optics*, 2nd Ed., Optics and Photonics, 1995.

[Ben] W. R. Bennett, "Statistics of regenerative digital transmission", Bell Syst. Tech. Journal, vol.37, November 1958, pp.1501-1542.

[Bow] John E. Bowers, Charles A. Burrus, "Ultrawide-band long-wavelength p-i-n photodetectors", Journal of Lightwave Technology, vol.LT-5, n.10, October 1987, pp.1339-1350.

[Bri] D. Briggmann, G. Hanke, U. Langmann, A. Pottbaker, "Clock recovery circuits up to 20 Gbit/s for optical transmission systems", 1994 IEEE MTT-S Digest, pp.1093-1096.

[Bub] L. E. Franks, J. P. Bubrouski, "Statistical properties of timing jitter in a PAM timing recovery scheme", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-22, n.7, July 1974, pp.913-920.

[Bur] Kenneth J. Bures, "Understanding timing recovery and jitter in digital transmission systems - Part 1", RF Design, October 1992, pp.42-53.

[Byl] P. Bylanski, D. Ingram, *Digital Transmission Systems*, Peter Peregrinus LTD, 1976.

[Byr] C. J. Byrne, B. J. Karafin, "Systematic jitter in a chain of digital regenerators", Bell Syst. Tech. Journal, vol.42, Nov.1963, pp.2679-2714.

[Car] A. Bruce Carlson, "Filters and filtering", *Communication Systems, An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*, Third Edition, McGraw-Hill Int. Editions, 1986.

[Cur] W. R. Curtice, "A MESFET model for use in design of GaAs integrated circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-28, 1980, pp.448-456.

[Ehr] A. Ehrhardt, R. Ludwig, W. Pieper, E. Jahn, H. G. Weber, "Characterization of an all-optical clock recovery operating in excess of 40 Gbit/s", 22nd European Conference on Optical Communication - ECOC'96, Oslo, pp.4.19-4.22.

[Fra] L. E. Franks, “Carrier and bit synchronization in data communications - A tutorial review”, IEEE Transactions on Communications, vol.COM-28, n.8, August 1980, pp.1107-1121.

[Gal] B. A. Galwas, “Scattering matrix description of microwave resonators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-31, n.8, August 1983, pp.669-671.

[Gar] F. M. Gardner, “Self-noise in synchronizers”, IEEE Transactions on Communications, vol.COM-28, August 1980, pp.1159-1163.

[Gon] Guillermo Gonzalez, “Microwave transistor amplifier design”, *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1984.

[Gon1] Guillermo Gonzalez, “Noise, broadband and high-power design methods”, *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1984.

[Hau] J. Hauenschild, H.-M. Rein, “Influence of transmission-line interconnections between Gbit/s IC’s on time jitter and instabilities”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.25, n.3, June 1990, pp.763-766.

[How] Robert L. Howald, “Understand the fundamentals of timing recovery”, Microwaves & RF, Mar.1996, pp.89-95.

[Ima] Yukhi Imai, Eiichi Sano, Makoto Nakamura, Noboru Ishihara, Hiroyuki Kikuchi, Takashi Ono, “Design and performance of clock-recovery GaAs ICs for high-speed optical communication systems”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.41, n.5, May 1993, pp.745-751.

[Kac] T. Kacprzak, A. Materka, “Compact model of GaAs FET’s for large-signal computer calculation”, IEEE Journal of Solid-State circuits, SC-18, April 1983, pp.211-213.

[Kob] K. W. Kobayashi, D. C. Streit, D. K. Umemoto, T. R. Block, A. K. Oki, “A monolithic HEMT-HBT direct coupled amplifier with active input matching”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.6, n.1, January 1996, pp.55-57.

[Lad] Peter H. Ladbrooke, *MMIC Design: GaAs FETs and HEMTs*, Artech House, 1989.

[Lin] W. C. Lindsey and M. K. Simon (Editors), *Phase-Locked Loops and Their Applications*, IEEE Press, New York, 1978.

[Mal] P. Mallory, “ A maximum likelihood bit synchronizer”, Proceedings of International Telemetry Conference, 1968, pp.1-16.

[Man] J. M. Manley, "The generation and accumulation of timing noise in PCM systems - An experimental and theoretical study", Bell Syst. Tech. Journal, vol.48, March 1969, pp.541-613.

[Mat] J. N. Matos, P. Monteiro, A. Gameiro, J. R. F. da Rocha, "Bit Synchronisation in Multigigabit Receivers", SPIE Proceedings, vol.1974, Berlim, 1993, pp.148-159.

[Mat1] J. N. Matos, A. Gameiro, P. Monteiro, J. R. F. da Rocha, "Dielectric resonator based synchronizer for multigigabit optical communications", Proceedings of 23rd European Microwave Conference, Madrid, 1993, pp.941-943.

[Mds] Hewlett-Packard Microwave and RF Design Systems, release 6.0, 1994.

[Mds1] Hewlett-Packard Microwave and RF Design Systems, release 7.0, 1996.

[Mlab] Matlab 4.0 with Simulink 1.2C, © 1984-1993, The MathWorks, Inc.

[Mon] P. Monteiro, J. N. Matos, A. Gameiro, J. R. F. da Rocha, "10 Gbit/s timing recovery circuit using dielectric resonator and active bandpass filter", Electronics Letters, vol.28, n.9, April 1992, pp.819-820.

[Mon1] P. Monteiro, J. N. Matos, A. Gameiro, J. R. F. da Rocha, "20 Gbit/s DR based timing recovery circuit", Electronics Letters, vol.30, n.10, May 1994, pp.799-800.

[Mou] Luis M. S. C. de Moura, "Circuit techniques for very high speed digital optical transmission: timing extraction sub-system", School of Electronic Engineering and Computer Systems, University of Wales, Bangor, United Kingdom, 1994.

[Nic] K. B. Niclas, "Active Matching with common-gate MESFET's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-33, n.6, June 1985, pp.492-499.

[Ono] T. Ono, K. Hagimoto, M. Nakamura, N. Ishihara, H. Kikuchi, "Reduction of RMS jitter and phase deviation in 10 Gbit/s timing recovery circuit using monolithic ICs", Electronics Letters, vol.28, n.4, February 1992, pp.403-404.

[Pat] D. M. Patrick, R. J. Manning, "20 Gbit/s all-optical clock recovery using semiconductor nonlinearity", Electronics Letters, vol.30, n.2, January 1994, pp.151-152.

[Pml] Philips Microwave Limeil, version 1.1, 1994.

[Pod] A. Podcameni, L. Conrado, "Design of microwave oscillators and filters using transmission mode dielectric resonators coupled to microstrip lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-33, n.12, December 1985, pp.1329-1332.

[Rei] J.J. O'Reilly, "Timing extraction for baseband digital transmission", *Problems of Randomness in Communication Engeneering*. Vol.2: (K. W. Cattermole an J. J. O'Reilly, eds.), Pentech Press, 1984.

[Rib] R. Sousa Ribeiro, J. F. da Rocha, "Multi-computer simulator for optical communication systems", Proceedings of 4th Bangor Communications Symposium, Bangor, UK, May 1992, pp.116-119.

[Rib1] R. Sousa Ribeiro, "Simulação, análise e otimização de sistemas FSK óptimos", Publicação do Departamento de Electrónica, Universidade de Aveiro, Portugal, 1996.

[Rib2] R. Sousa Ribeiro, J. R. F. da Rocha, A. V. T. Cartaxo, H. J. A. da Silva, B. Franz, B. Wedding, "FM Response of quantum-well lasers taking into account carrier transport effects", IEEE Photonics Technology Letters, vol.7, n.8, August 1995, pp.857-859.

[Ros] R. L. Rosenberg, C. Chamzas, D. A. Fishman, "Timing recovery with SAW transversal filters in the regenerators of undersea long haul fiber transmission", Journal of lightwave Technology, vol.2, December 1984, pp.917-925.

[Row] H. E. Rowe, "Timing in a long chain of regenerative binary repeaters", Bell Syst. Tech. Journal, vol.37, Nov.1958, pp.1543-1598.

[Run] Klaus Runge, "High speed electronics for optical communications", SPIE Proceedings, vol.2149, 1994, pp.128-136.

[Sim] M. K. Simon, "Nonlinear analysis of an absolute value type of early-late-gate bit synchronizer", IEEE Transactions on Commun. Tech., vol.COM-18, October 1970, pp.589-596.

[Sta] H. Statz, P. Newsman, I. Smith, R. Pucel, H. Haus, "GaAs FET's device and circuit simulation in SPICE", IEEE Trans. on Electron. Devices, vol. ED-34, 1987, pp.160-169.

[Swe] Allen A. Sweet, "Amplifier Circuits", *MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design*, Artech House, 1990.

[Tak] T. takenaka, A. Miyazaki, H. Matsuura, "An MMIC active LC filter", IEEE MTT-S Digest, 1994, pp.609-612.

[Tat] M. C .Tatham, I. F. Lealman, C. P. Seltzer, L. D. Westbrook, D. M. Cooper, "Resonance frequency, damping and differential gain in 1.5 μm multiple quantum-well lasers", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol.28, n.2, February 1992, pp.408-413.

[Tri] Patrick R. Trischitta, Eve L. Varma, "Jitter introduced by line regenerators", *Jitter in Digital Transmission Systems*, Artech House, 1989.

[Ven] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde, "Amplifier design", *Microwave Circuit Design, Using Linear and Nonlinear Techniques*, Wiley Interscience, 1990.

[Wan] Z. Wang, U. Langmann, B. G. Bosch, "Multi-Gb /s silicon bipolar clock recovery IC", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.9, n.5, June 1991, pp.656-663.

[Wan1] Z. Wang, M. Berroth, A. Thiede, M. Motzer, P. Hofmann, A. Hulsmann, K. Kohler, B. Raynor, J. Schneider, "40 and 20 Gbit/s monolithic integrated clock recovery using a fully-balanced narrowband regenerative frequency divider with 0.2 μm AlGaAs/GaAs HEMTs", Electronics Letters, vol.32, n.22, October 1996, pp.2081-2082.

[Wed] B. Wedding, "New method for optical transmission beyond dispersion limit", Electronics Letters, vol.28, n.14, July 1992, pp.1298-1300.

[Wed1] B. Wedding, W. Pohlmann, B. Franz, H. Geupel, "Multi-level dispersion supported transmission at 20 Gbit/s over 46 Km installed standard singlemode fibre", Proc. 22nd European Conference on Optical Communication - ECOC'96, Oslo, pp.1.91-1.94.

[Wed2] B. Wedding, "Analysis of fibre transfer function and determination of receiver frequency response for dispersion supported transmission", Electronics Letters, vol.30, n.1, January 1994, pp.58-59.

[Yam] K. Yamaguchi, H. Kitasagami, M. Kawai, I. Amemiya, T. Touge, H. Tamada, M. Kokado, M. Sugimoto, "Gigabit receiver IC's for optical communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.6, n.3, April 1988, pp.460-466.

[Yoo] T. W. Yoo, J. H. Song, M. S. Park, C. S. Shim, "A novel clock extraction circuit using a new NRZ to PRZ converter and a dielectric resonator filter for 10 Gbit/s optical receiver", 1995 MTT-S Digest, pp.1395-1398.