



Andreia Filipa Duarte Ribeiro

Licenciada em Ciências de
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Oscilador CMOS com baixo ruído de fase para sistemas de comunicação sem fios

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Dr. Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira,
Prof. Auxiliar com Agregação, Universidade Nova de
Lisboa



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março, 2018

Oscilador CMOS com baixo ruído de fase para sistemas de comunicação sem fios

Copyright © Andreia Filipa Duarte Ribeiro, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

*À minha família, sobretudo, ao meu avô, de quem tenho
imensas saudades...*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de, neste espaço, expressar os meus sinceros agradecimentos a todas as pessoas que, de alguma forma, tiveram impacto ao longo do meu percurso na faculdade, ajudando-me a concluir esta etapa.

Começo por agradecer ao meu orientador, professor Luís Oliveira, por me ter dado a oportunidade de desenvolver esta dissertação e pela sua disponibilidade, apoio e empenho. O seu entusiasmo constante perante os assuntos que foram sendo tratados fez com que todo o desenvolvimento desta dissertação se tornasse muito mais desafiante. Agradeço ainda pelos conselhos, que tiveram também impacto na minha vida pessoal.

Agradeço também ao professor Rodolfo Oliveira, pela disponibilidade e partilha de conhecimentos, que se revelaram fundamentais para a concretização deste projeto.

Quero agradecer aos elementos do corpo docente do Departamento de Engenharia Eletrotécnica por todos os ensinamentos que me foram transmitidos.

Ao Luís Irio, que foi o maior aliado que poderia ter tido ao longo deste ano. Agradeço toda a disponibilidade, ajuda, boa-disposição, conselhos e paciência que teve comigo. Desejo muita sorte para a conclusão do doutoramento.

Aos meus amigos Alexandra Videira, Carlos Posse, Carolina Guimarães e Rodrigo Francisco por, de alguma maneira, terem sido essenciais neste percurso. Tenho praticamente a certeza que, sem vocês, nada disto seria possível, nem eu seria a pessoa que sou hoje.

Ao André Coelho, André Gomes, Beatriz Alves, Fábio Pereira, Fábio Vidago, Flávio Silva, João Siborro, José Ferreira, Ricardo Neto e Rúben Carvalho, cujas amizades tornaram estes anos mais especiais.

Quero ainda agradecer à Ana Rita Salvado, ao Luís Rodrigues, ao João Pinto, ao Ricardo Silva e à Rita Alhandra por todo o apoio e orientação dados, principalmente nos primeiros anos da faculdade. Enfrentar este novo mundo com sucesso teria sido muito mais difícil sem vocês.

Agradeço também à Ana Ferreira, André Estevam, Catarina Vera, Gonçalo Freitas, João Barata, Ricardo Belchior, Sara Rodrigues por todas as horas infindáveis de estudo e trabalho, combinadas com momentos de diversão, que passámos juntos.

Aos meus colegas do gabinete 3.5, Filipa Cardoso, João Duarte, João Simões, Miguel Lopes, Pedro Lopes, Ricardo Ferreira e Ruben Monteiro, pelo companheirismo ao longo deste ano, permitindo trocas de ideias e conhecimentos, desabafos e piadas que ficar-me-

-ão para sempre na memória.

Quero agradecer ainda aos meus colegas do NEEC, pelas aventuras e emoções pelas quais passámos juntos, que guardo agora como memórias agradáveis. Mostraram-me que o curso não tem que se resumir a livros e que é possível concretizar pequenas ideias em grandes projetos. Obrigada ainda pela vossa amizade e companheirismo. Formámos uma bela equipa.

Por último, mas não menos importante, o meu eterno agradecimento destina-se à minha família. Obrigada por tudo o que fizeram por mim, por me terem proporcionado esta oportunidade, por todo o apoio dado, pelo orgulho sempre demonstrado com as minhas conquistas e por todos os conselhos. Fizeram-me acreditar que isto era possível. Vocês são especiais e eu sinto-me uma sortuda por poder receber o vosso amor incondicional e ter-vos ao meu lado.

A realização desta dissertação marca o fim de uma etapa na minha vida. O meu sincero agradecimento a todos. Sem vocês, isto não era alcançável.

RESUMO

Os sistemas de comunicação baseados em transmissão de radiofrequência (RF) estão cada vez mais presentes nos equipamentos tecnológicos, que tomam progressivamente mais importância nas vidas quotidianas das pessoas. Desta forma, tem vindo a existir uma maior preferência na procura por ferramentas que cumpram parâmetros como versatilidade, elevada capacidade de armazenamento de dados, elevadas taxas de transmissão de informação e cada vez menor tamanho. A técnica mais conhecida e adotada para aplicações deste tipo de sistema é denominada por *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM).

Presente nos circuitos eletrónicos de transmissão e receção de sinais, os osciladores desempenham um papel fundamental em ambos os processos do sistema RF. O facto de ter ruído associado pode ter, como consequência, a degradação da atuação do sistema. Entre as topologias existentes, o oscilador em anel é, tipicamente, a solução mais adotada para estes sistemas, por a sua implementação ser simples, ocupar baixa área e ter baixos custos.

A presente tese começa por avaliar a influência do ruído de fase no *Bit Error Rate* (BER) num sistema de comunicação RF, face a diversos tipos de osciladores. Para tal, considera-se um sistema OFDM e diferentes tipos de constelações de modulação. A discussão e conclusões baseiam-se em resultados obtidos através de simulações realizadas do sistema no domínio do tempo.

O segundo objetivo do desenvolvimento desta tese consiste em analisar as características de um oscilador em anel implementado com tecnologia nanométrica na presença de diferentes valores de ruídos de fase analisados na primeira etapa. Para tal, é desenvolvido um protótipo do circuito integrado na gama de frequências de GHz.

O trabalho desenvolvido permite analisar e desenvolver os parâmetros do oscilador com diferentes ruído de fase, de forma a proporcionar ao utilizador um sistema de comunicação RF com uma qualidade que corresponda às suas expectativas.

Palavras-chave: Bit Error Rate (BER), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Oscilador, Ruído de Fase

ABSTRACT

Radiofrequency (RF) based communication systems are becoming increasingly present in technological equipment, which are in turn becoming progressively more important in people's everyday lives. Due to these advancements, there has been a greater demand for tools that comply with parameters such as versatility, high capacity of data storage, high rates of information transmission and even a smaller size. The most known and adopted technique for applications of this type of system is called Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

Always present in the electronic circuits of transmission and reception signals, oscillators play a fundamental role in both processes of the RF system. The fact that it has associated noise may also lead, as a consequence, to the degradation of the system's performance. Among the existing topologies, the ring oscillator is usually the most adopted solution for these systems, due to its easy use in integrated circuits and the fact that it has low phase noise.

This thesis begins by evaluating the influence of phase noise on the Bit Error Rate (BER) in an RF communication system, by considering different types of oscillators. In order to do so, an OFDM system and different types of modulation constellations are considered. The discussion and conclusions are based on the results obtained through system simulations in the time-domain.

The secondary objective in the development of this thesis is to analyze the characteristics of a ring oscillator, implemented with nano-metric technology, in the presence of the different phase noise values that were analyzed in the previous stage. To achieve this, a prototype of the integrated circuit is developed in the GHz frequency range.

The developed work allows for the analysis and development of the oscillator parameters with different phase noises, in order to provide the user with an RF communication system whose quality that matches their expectations.

Keywords: Bit Error Rate (BER), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), oscillator, phase noise.

ÍNDICE

| | |
|--|------------|
| Lista de Figuras | xv |
| Lista de Tabelas | xix |
| Siglas | xxi |
| 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Identificação do Problema e Motivação | 1 |
| 1.2 Contribuições | 2 |
| 1.3 Estrutura da Dissertação | 3 |
| 2 Estado de Arte | 5 |
| 2.1 OFDM | 5 |
| 2.1.1 Tipos de transmissões | 5 |
| 2.1.2 Princípio do OFDM | 5 |
| 2.1.3 Funcionamento do OFDM | 7 |
| 2.1.4 Prefixo Cíclico | 9 |
| 2.1.5 Vantagens e Desvantagens do OFDM | 10 |
| 2.2 Arquitetura de Transmissores de RF | 11 |
| 2.2.1 Transmissor Heteródino | 11 |
| 2.2.2 Transmissor de Conversão Direta | 12 |
| 2.3 Arquitetura de Recetores de RF | 13 |
| 2.3.1 Recetor Heteródino | 13 |
| 2.3.2 Recetor Homodino | 16 |
| 2.3.3 Recetor <i>Low-IF</i> | 18 |
| 2.4 Osciladores | 20 |
| 2.4.1 Caracterização dos Osciladores | 20 |
| 2.4.2 Critério de Barkhausen | 21 |
| 2.4.3 Figura de Mérito | 22 |
| 2.4.4 Fator de Qualidade | 22 |
| 2.4.5 Ruído de Fase | 24 |
| 2.4.6 Topologias dos Osciladores | 29 |
| 2.4.7 Comparação entre Osciladores de Relaxação e Quase-lineares | 33 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.4.8 | Relação entre Tipos de Osciladores e Ruído de Fase | 33 |
| 3 | Sistema de Comunicação OFDM | 37 |
| 3.1 | Circuito de Transmissão em OFDM | 38 |
| 3.2 | Circuito de Recepção em OFDM | 39 |
| 3.3 | Conceitos Gerais | 40 |
| 3.3.1 | Taxa de Bits Errados | 40 |
| 3.3.2 | Relação Sinal Ruído | 40 |
| 3.3.3 | Modulação de Fase para Sinais Digitais | 41 |
| 3.4 | Análise e Implementação do Sistema de Comunicação OFDM | 44 |
| 3.4.1 | Análise da Relação entre o Ruído de Fase e o Fator de Qualidade | 44 |
| 3.4.2 | Implementação do Sistema de Comunicação OFDM | 46 |
| 3.4.3 | Análise e Discussão de Resultados | 51 |
| 4 | Oscilador em Anel Proposto | 53 |
| 4.1 | Osciladores em Anel | 54 |
| 4.1.1 | Inversores | 55 |
| 4.2 | Ruído de fase em Osciladores em Anel | 59 |
| 4.3 | Análise de Oscilador em Anel com Inversores CMOS Proposto | 59 |
| 4.3.1 | Inversor CMOS | 60 |
| 4.3.2 | Oscilador em Anel com Inversores CMOS e Ruído de Fase Associado | 61 |
| 4.3.3 | Análise e Discussão de Resultados | 76 |
| 5 | Conclusões e Trabalho Futuro | 79 |
| 5.1 | Conclusões | 79 |
| 5.2 | Trabalho Futuro | 81 |
| | Bibliografia | 83 |
| | A Estrutura do código para sistema OFDM | 89 |
| | B Artigo Publicado | 91 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Multiplexagem por divisão de frequência. | 6 |
| 2.2 | Multiplexagem ortogonal por divisão de frequência. | 7 |
| 2.3 | Estrutura de um transmissor de OFDM. | 7 |
| 2.4 | Estrutura de um recetor de OFDM. | 8 |
| 2.5 | Bloco OFDM após adição do CP. | 9 |
| 2.6 | Processo de OFDM na transmissão e recepção. | 10 |
| 2.7 | Grupos principais de transmissores de RF. | 11 |
| 2.8 | Transmissor heteródino. | 12 |
| 2.9 | Transmissor de conversão direta. | 12 |
| 2.10 | Grupos principais de recetores de RF. | 13 |
| 2.11 | Recetor heteródino. | 14 |
| 2.12 | (a) <i>Downconversion</i> utilizando um misturador. (b) Espectro resultante. | 15 |
| 2.13 | Rejeição de imagem. | 16 |
| 2.14 | Recetor Homodino. | 17 |
| 2.15 | Arquitetura de Hartley. | 19 |
| 2.16 | Arquitetura de Weaver. | 19 |
| 2.17 | Sinal de saída do oscilador. | 21 |
| 2.18 | Diagrama de blocos de um sistema de realimentação. | 21 |
| 2.19 | Definição de Q em malha aberta. | 23 |
| 2.20 | Definição do Q baseada em filtros. | 24 |
| 2.21 | Diagrama do ruído de fase. | 25 |
| 2.22 | Espectro da saída de um oscilador com ruído de fase. | 25 |
| 2.23 | Espectro de ruído de saída assintótico típico de um oscilador. | 27 |
| 2.24 | Recetor genérico. | 27 |
| 2.25 | Efeito do ruído de fase no recetor e a transmissão indesejada. | 28 |
| 2.26 | Efeito do ruído de fase no caminho do transmissor. | 28 |
| 2.27 | Oscilador de relaxação. | 29 |
| 2.28 | Diagrama de blocos de um oscilador de relaxação. | 30 |
| 2.29 | Formas de onda de um oscilador de relaxação. | 30 |
| 2.30 | Característica de transferência do <i>Schmitt-trigger</i> | 30 |
| 2.31 | Modelo comportamental do oscilador LC. | 31 |
| 2.32 | Oscilador LC CMOS | 32 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.33 | Oscilador em anel. | 33 |
| 2.34 | Ruído de fase em função da frequência em osciladores RC. | 34 |
| 2.35 | Ruído de fase em função da frequência em osciladores LC. | 35 |
| 3.1 | Sistema de comunicação RF. | 37 |
| 3.2 | Circuito do transmissor de sinais RF. | 38 |
| 3.3 | Constelação de um sinal na modulação em quadratura. | 39 |
| 3.4 | Circuito do recetor de sinais RF. | 39 |
| 3.5 | Sinal modulado em PSK. | 42 |
| 3.6 | Diagrama de constelação QPSK ideal. | 43 |
| 3.7 | Diagrama de constelação 8-PSK. | 44 |
| 3.8 | Ruído de fase em função do fator de qualidade. | 45 |
| 3.9 | Modelo desenvolvido através do <i>software</i> SIMULINK para análise da distribuição do sinal. | 46 |
| 3.10 | Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com frequência de 1 GHz. | 47 |
| 3.11 | Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com as frequências de 1 GHz, 2 GHz, 3 GHz, 4 GHz e 8 GHz. | 48 |
| 3.12 | Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com as frequências de 0,1 GHz, 1 GHz e 10 GHz. | 48 |
| 3.13 | Ritmo de transmissão em função de BER. | 51 |
| 4.1 | Oscilador em anel constituído por três inversores. | 54 |
| 4.2 | Oscilador em anel com quatro fases com inversores diferenciais. | 55 |
| 4.3 | Sinais de saída num oscilador em anel com quatro fases. | 55 |
| 4.4 | Topologia do inversor CMOS. | 56 |
| 4.5 | Dinâmica de funcionamento de um inversor CMOS. | 56 |
| 4.6 | Curva de função de transferência de tensão de um inversor CMOS. | 57 |
| 4.7 | Curva de função de transferência de tensão de um inversor CMOS real. | 57 |
| 4.8 | Modelo de pequenos sinais de um inversor CMOS. | 58 |
| 4.9 | Oscilador em anel com cinco inversores implementado. | 61 |
| 4.10 | Oscilador em anel implementado com sete inversores. | 61 |
| 4.11 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 62 |
| 4.12 | Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 63 |
| 4.13 | Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel. | 63 |
| 4.14 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 64 |
| 4.15 | Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores. | 64 |
| 4.16 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 65 |
| 4.17 | Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 65 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.18 | Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel. | 66 |
| 4.19 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 66 |
| 4.20 | Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores. | 66 |
| 4.21 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 67 |
| 4.22 | Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 68 |
| 4.23 | Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel. | 68 |
| 4.24 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 69 |
| 4.25 | Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores. | 69 |
| 4.26 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 70 |
| 4.27 | Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 70 |
| 4.28 | Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel. | 71 |
| 4.29 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 71 |
| 4.30 | Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores. | 71 |
| 4.31 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 72 |
| 4.32 | Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 73 |
| 4.33 | Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel. | 73 |
| 4.34 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 73 |
| 4.35 | Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores. | 74 |
| 4.36 | Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 75 |
| 4.37 | Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 75 |
| 4.38 | Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel. | 75 |
| 4.39 | Frequência de oscilação do oscilador em anel. | 76 |
| 4.40 | Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores. | 76 |
| A.1 | Estrutura do código utilizado para implementação do sistema OFDM em análise. | 89 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Comparação entre osciladores de relaxação e quase lineares | 33 |
| 2.2 | Dados de trabalhos recentes sobre osciladores RC. | 34 |
| 2.3 | Dados de trabalhos recentes sobre osciladores LC | 35 |
| 3.1 | Parâmetros de configuração considerados para o estudo da relação de ruído de fase e fator de qualidade de um oscilador. | 45 |
| 3.2 | Dados de ruído de fase resultante da relação entre o fator de qualidade e a frequência de um oscilador. | 45 |
| 3.3 | Parâmetros de configuração considerados para a simulação do sistema OFDM | 49 |
| 3.4 | Dados de BER de um sistema OFDM com e sem a existência de ruído de fase. | 50 |
| 4.1 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 62 |
| 4.2 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 64 |
| 4.3 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 67 |
| 4.4 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 69 |
| 4.5 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS. | 72 |
| 4.6 | Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com sete inversores CMOS. | 74 |
| 4.7 | Dados obtidos para os osciladores em anel analisados. | 77 |

SIGLAS

| | |
|-------|---|
| Q | Quality Factor. |
| BER | Bit Error Rate. |
| CMOS | Complementary Metal Oxide Semiconductor. |
| CP | Cyclic Prefix. |
| DAC | Digital to Analog Converter. |
| FDM | Frequency Division Multiplexing. |
| FOM | Figure of Merit. |
| IBI | Inter-Block Interference. |
| ICI | Inter-Channel Interference. |
| IF | Intermediate Frequency. |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform. |
| ISI | Intersymbol Interference. |
| LNA | Low-Noise Amplifier. |
| LO | Local Oscillator. |
| M-PSK | M-ary Phase Shift Keying. |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing. |
| PA | Power Amplifier. |
| PAPR | Peack-to-Average Power Ratio. |
| PLL | Phase-Locked Loop. |
| PSC | Parallel-to-Serial Converter. |

PSK Phase Shift Keying.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK Quadrature Phase Shift Keying.

RF Radio Frequency.

SNR Signal to Noise Ratio.

SPC Serial-to-Parallel Converter.

VCO Voltage-Controlled Oscillator.

INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é realizada uma breve introdução sobre os temas relacionados com o trabalho a ser desenvolvido. Para tal, procede-se à identificação do problema principal, da motivação para a sua concretização e a contribuição que resultará da sua implementação. Por fim, é apresentada a estrutura da presente dissertação.

1.1 Identificação do Problema e Motivação

As comunicações digitais têm-se destacado entre os grandes progressos do século XXI, tendo vindo a ganhar cada vez maior visibilidade face aos sistemas analógicos [1]. Nos tempos de hoje, a sociedade vive cada vez mais apaixonada pela tecnologia, dada a grande disponibilidade, a análise em tempo real e o acesso rápido a informações que lhe pode ser fornecido, a rapidez de tráfego de dados e o facto de os aparelhos tecnológicos permitirem o seu funcionamento sem fios [2]. As suas exigências têm levado a que exista, cada vez mais, uma maior procura por novas soluções e, por consequência, que tenham vindo a ser realizados progressos no campo da comunicação digital, sendo esta a escolha preterida para adotar em novos serviços tecnológicos. A opção pelo tipo de comunicação supramencionada tem sido levada a cabo tendo em conta as suas vantagens: alta tolerância ao ruído e alta fiabilidade de transmissão e receção de informação digital. Para além disso, permite ainda utilizar códigos de correções de erros, que não era uma ferramenta possível nas comunicações analógicas.

Os sistemas de comunicação baseados na transmissão em radiofrequência (RF) são um exemplo de sistemas de comunicações digitais, estando presentes na maior parte dos equipamentos usados atualmente. Os seus requisitos de utilizador incluem capacidade de armazenamento de dados, baixo custo, elevadas taxas de transmissão de informação e alta fiabilidade.

A transmissão de informação em modo *full-duplex* consiste na troca de dados entre um recetor e um transmissor, permitindo que ambas as partes comuniquem entre si de forma simultânea, ou seja, que exista tráfego de informação em ambos os sentidos, usando diferentes canais para cada um. A taxa de bits errados (*Bit Error Rate* - BER) é um parâmetro que permite medir a qualidade de desempenho do sistema de comunicação completo.

O *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é uma técnica de multiplexagem de sinais que pode ser adotada para um sistema de comunicação RF. Este método proporciona, ao utilizador, as vantagens de reduzir o custo pela implementação de um sistema e permitir o aumento da velocidade de redes sem fio, como no caso da sua aplicação no IEEE 802.11. O seu emprego necessita da utilização de uma operação de modulação para sistemas digitais, como, por exemplo, tirando partido da modulação *M-ary Phase Shift Keying* (M-PSK), ajustando-se os *bits* de informação e a constelação a ser utilizada conforme a largura de banda disponível.

Os osciladores têm um papel importante nos circuitos dos sistemas RF, por estarem integrados nos circuitos de receção e transmissão de sinais. Desta forma, participam tanto na criação de sinais a serem transmitidos, como no processamento dos seus dados na sua receção. Não sendo um componente ideal, este pode contar uma pequena variação de ruído – ruído de fase – que tem uma alta influência no desempenho do sistema [3].

É com base na participação e importância das características do oscilador num sistema de comunicação *full-duplex* baseado em transmissão RF, que se revela interessante o seu estudo. Assim, o objetivo consiste na análise e elaboração de um protótipo de um oscilador com ruído de fase num sistema *full-duplex*. O projeto é desenvolvido através da investigação sobre os valores de desvio-padrão da variação de ruído de fase dos osciladores que têm influência no BER do sistema OFDM, considerando diferentes tipos de constelações de modulação. O protótipo de um oscilador em anel é realizado tendo em conta os valores de ruído de fase avaliados anteriormente. A sua frequência de oscilação está na gama de GHz, sendo apresentado, como exemplo de estudo, com frequência de oscilação de 1 GHz.

1.2 Contribuições

A principal contribuição do presente trabalho consiste no estudo dos valores de ruído de fase do oscilador que têm influência num sistema *full-duplex* e no desenvolvimento de um protótipo e análise das características de um oscilador em anel com os valores de ruído de fase em estudo.

Para a concretização da abordagem, é realizado o estudo da relação do ruído de fase de um oscilador e do BER do sistema. Assim, com o objetivo de avaliar o comportamento de um sistema sem fios OFDM na presença de vários valores de desvio-padrão da variação de ruído de fase dos osciladores – escolhidos através de pesquisa literária de forma a simular osciladores RC –, utilizam-se diferentes constelações M-PSK, numa gama que varia entre

64-PSK e 1024-PSK. O sistema tem, como especificação, frequência de oscilação de 1 GHz.

A análise e desenvolvimento do protótipo de osciladores com ruídos de fase associados são realizados considerando osciladores em anel com inversores CMOS, tendo em conta a especificação de frequência de oscilação em estudo.

Tendo em consideração que a existência de ruído de fase no oscilador de um sistema de comunicação baseado em transmissão em RF pode ter consequências no seu desempenho, revela-se importante o seu estudo, de forma a aumentar a fiabilidade e o correto funcionamento de um sistema *full-duplex*.

A realização desta dissertação proporcionou a oportunidade de colaborar na elaboração de um artigo designado por "*The Impact of Phase-Noise on the Communication System Receivers*", aceite no 2nd International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering.

1.3 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está dividida em cinco capítulos, privilegiando o encadeamento lógico de pesquisa e desenvolvimento do projeto.

No presente capítulo 1, é identificado o problema em análise, apresentado-se o âmbito do trabalho e a motivação para a sua realização.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre os conceitos necessários para a realização do trabalho, abordando as principais abordagens existentes e as suas consequências e vantagens. Os temas tratados foram selecionados de forma a dar um contexto mais suportado ao desenvolvimento do estudo proposto.

No capítulo 3, é proposto um sistema de comunicação sem fios OFDM, descrevendo-se os conceitos essenciais para a sua aplicação. É ainda realizada a implementação do sistema de comunicação proposto, analisando-se os valores de ruído de fase que provocam influência no BER. São ainda discutidos os resultados obtidos.

O capítulo 4 começa por apresentar o tipo de oscilador a ser analisado nesta dissertação e dos conceitos teóricos que o envolvem: o oscilador em anel constituído por inversores CMOS. Posteriormente, são projetados osciladores em anel com inversores CMOS, analisando-se as suas características em estudo.

No capítulo 5, são apresentadas as principais conclusões resultantes das análises realizadas aos resultados obtidos através das implementações executadas, permitindo ainda a apresentação de novas sugestões para trabalhos futuros.

ESTADO DE ARTE

Ao longo deste capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os conceitos fundamentais para o desenvolvimento do trabalho. Numa primeira etapa, é realizado um estudo sobre o processo *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), descrevendo-se o seu funcionamento e as suas vantagens e desvantagens. Relacionado com o sistema de comunicação baseado em transmissão em radiofrequência (RF), são apresentadas as topologias associadas aos transmissores e aos recetores. Por fim, são explicitados os conceitos associados aos osciladores, realizando-se uma breve comparação entre as arquiteturas, referindo-se as vantagens e desvantagens de cada um.

2.1 OFDM

2.1.1 Tipos de transmissões

Quando se abordam fluxos de dados, a sua transmissão pode ser feita de diversas formas. No caso em que há necessidade de definir dois canais de comunicação diferentes e usar cada um para tráfego, nos dois sentidos, este procedimento tem a designação de transmissão de dados *full-duplex*. Nas situações em que se pretenda apenas utilizar-se um canal para que a comunicação seja realizada, alternadamente, em ambos os sentidos, chama-se transmissão de dados *half-duplex*. Um terceiro modo existe no caso em que se utiliza apenas um canal e a transmissão de dados possível é realizada apenas numa direção – transmissão *simplex* [4].

2.1.2 Princípio do OFDM

A multiplexagem consiste na ideia de, utilizando uma largura de banda, dividi-la em larguras de banda menores e ligá-las a diferentes locais. Esta divisão tem como objetivo

permitir uma redução de custos e, assim, evitar a atribuição de larguras de banda para cada local onde se pretende a sua utilização.

O *Frequency Division Multiplexing* (FDM) consiste na divisão do espectro em várias bandas de frequência, sendo cada uma destinada a um diferente canal analógico (estação). Assim, cada uma opera numa parte do espectro, sendo que a separação entre si é grande o suficiente para que a interferência entre canais (*Inter-channel Interference* - ICI) seja minimizada. Esta cisão é realizada através de bandas de proteção, que consiste no excesso de largura de banda não utilizada [5]. Contudo, a sua eficácia de utilização é diminuída devido à falta de limites definidos dos filtros, podendo, como consequência, existir uma sobreposição entre os canais adjacentes. Isto faz com que exista um pico forte no limite de um canal, que é sentido como ruído não térmico no canal adjacente. A figura 2.1 apresenta o funcionamento do FDM [4].

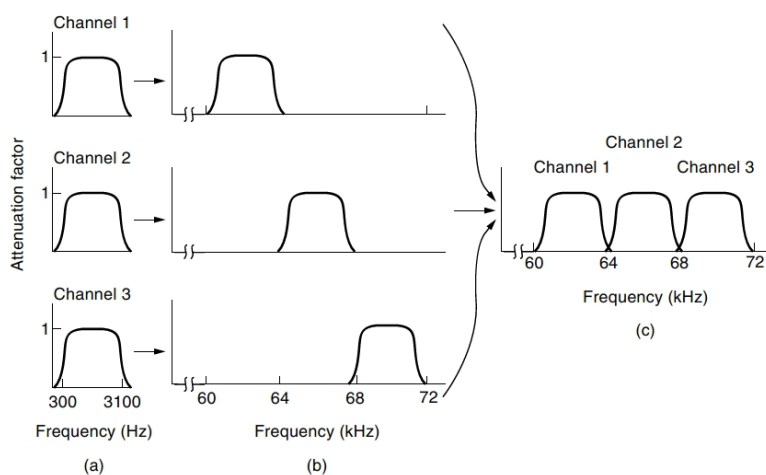


Figura 2.1: Multiplexagem por divisão de frequência. (a) As larguras de banda originais. (b) As larguras de banda aumentadas em frequência. (c) O canal multiplexado [4].

O FDM é utilizado para transmissão de rádio FM e AM, para transmissão via satélite e redes telefónicas.

Contudo, há outro método de multiplexagem por divisão de frequência que não necessita de bandas de proteção, enviando o sinal de forma eficiente: o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM).

O OFDM realiza a divisão do espectro em várias subportadoras de frequências estreitas, por onde são enviados diferentes *bits* em paralelo. Para a execução de uma transmissão eficiente, a modulação dos sinais digitais é realizada através de uma transformada de Fourier por todas as subportadoras e, desta forma, não é exigido que seja realizada separadamente em cada uma.

Neste processo, as subportadoras podem ser amostradas nas suas frequências centrais sem ocorrerem interferências das suas adjacentes. Pelo caso apresentado na figura 2.2, considera-se que as suas respostas em frequências tomam o valor zero no centro de cada uma das subportadoras, ou seja, que se verifica a existência de ortogonalidade entre os

sinais [4].

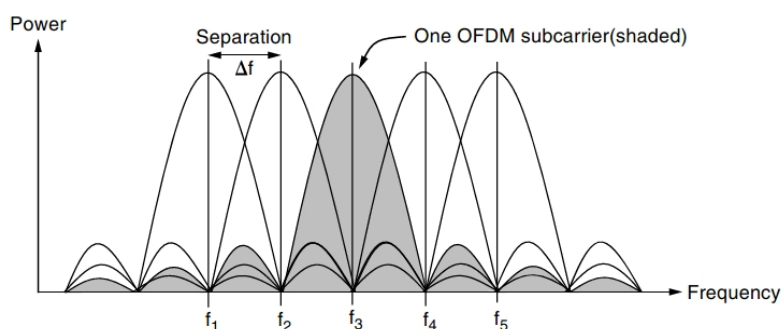


Figura 2.2: Multiplexagem ortogonal por divisão de frequência [4].

2.1.3 Funcionamento do OFDM

O sistema de comunicação sem fios OFDM pode ser dividido em duas partes: na transmissão e na recepção do sinal.

2.1.3.1 Transmissão

Na figura 2.3, é possível analisar o esquema da estrutura de um transmissor utilizado no processo OFDM.

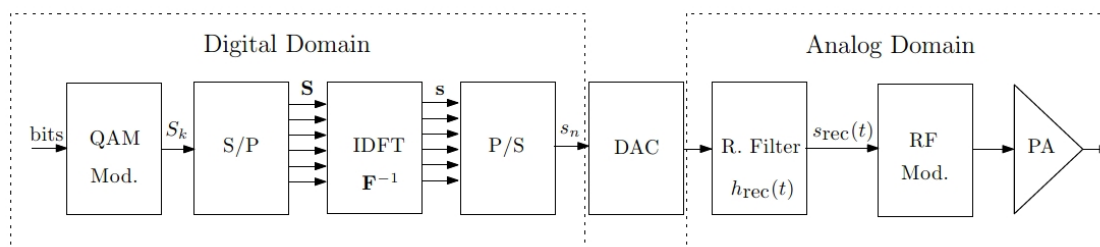


Figura 2.3: Estrutura de um transmissor de OFDM [6].

No processo OFDM, a largura de banda total B_s é dividida em N frequências, que são transmitidas em paralelo. Designadas por subportadoras, estas frequências apresentam ortogonalidade entre si, com período T_u e estão espaçadas $\Delta f = B_s/N$ [4] [6].

Os dados são modulados, sendo selecionados de uma determinada constelação, por exemplo, de *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) com M pontos. Posteriormente, estes símbolos são submetidos a um conversor série-paralelo (*Serial-to-Parallel Converter - SPC*), cuja saída é composta por um conjunto de N símbolos QAM paralelos, correspondendo aos símbolos transmitidos em cada uma das subportadoras. Esta é uma forma de garantir que existe um conjunto de símbolos para serem transmitido nas N subportadoras.

Na fase posterior, é aplicada a *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) no bloco de símbolos a serem transmitidos, tendo, como objetivo, manter a ortogonalidade entre cada

subportadora [7]. Passam pelo conversor paralelo-série (*Parallel-to-Serial Converter* - PSC) e por um conversor digital-analógico (*Digital to Analog Converter* - DAC), onde se realiza a transformação dos sinais digitais para analógicos. Seguidamente, é-lhe adicionado o Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix* - CP) - que será explicado mais adiante - e é-lhe aplicado um filtro de reconstrução passa-baixo.

Após passagem pelo DAC, o sinal OFDM de banda-base é submetido a um modulador de radiofrequência (RF), com o objetivo de ser convertido para uma frequência portadora f_c . Por fim, o sinal é transmitido pelo canal.

A resposta em frequência de um canal pode ser caracterizada através de um modelo estatístico.

Num sistema de transmissão OFDM, a existência de alguma interferência pode conduzir a que a deteção de dados seja afetada, levando a consequências como pior desempenho do sistema e a degradações de taxa de bits errados (*Bit Error Rate* - BER). A grande vantagem deste sistema é a grande duração dos símbolos, que reduz significativamente a interferência inter-simbólica (*Intersymbol Interference* - ISI). Contudo, como existe sempre alguma interferência residual entre dois blocos OFDM consecutivos (o ISI é tipicamente limitado a um bloco), leva a que seja denominado também por interferências entre os blocos (*Inter-Block Interference* - IBI).

Outro problema importante associado aos canais de frequência estreita são as réplicas atrasadas do sinal transmitido. A sua existência provoca a perda de ortogonalidade entre as subportadoras, a criação de interferência entre os canais e, conseqüentemente, fazer com que possa surgir alguma degradação do BER do sistema. Assim, a utilização de um intervalo de proteção entre os blocos OFDM garante que a transmissão está livre de IBI e de ICI [6].

2.1.3.2 Recepção

Na recepção do sinal é realizado o processo inverso, estando representado na figura 2.4.

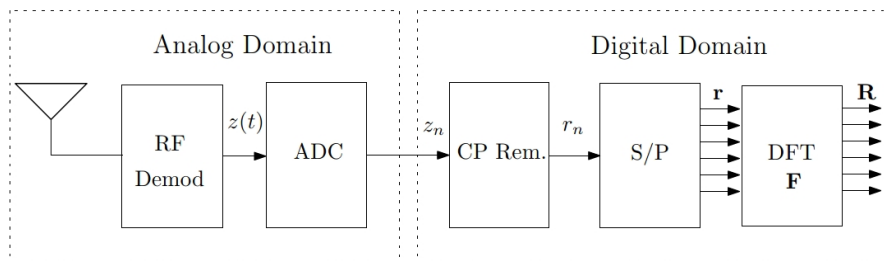


Figura 2.4: Estrutura de um recetor de OFDM [6].

Primeiramente, o sinal passa por um desmodulador de banda RF e por um conversor analógico-digital (ADC) [8]. Posteriormente, é retirado o CP.

Após a eliminação do CP, o sinal passa pelo SPC, cuja saída é composta por um conjunto de N símbolos, que correspondem a cada uma das subportadoras. É-lhes aplicada a

Fast Fourier Transform (FFT) e é realizada a equalização, de acordo com a técnica escolhida. Desta forma, está concretizada a recepção do sinal [6].

2.1.4 Prefixo Cíclico

O CP consiste na repetição da última parte do bloco OFDM no intervalo de guarda. A sua utilização tem dois principais objetivos. O primeiro consiste no aumento da robustez do sistema ao IBI (com o uso, pretende-se que a interferência causada pelo bloco OFDM calhe no CP). Isto é conseguido na fase de eliminação de amostras de CP no recetor. O segundo é reduzir a complexidade do processo de equalização, adicionando o CP a cada uma das subportadoras, permitindo manter a ortogonalidade.

Designando a duração do CP por T_g e a duração do símbolo OFDM por T_u , tem-se que a duração total do bloco será dada pela expressão 2.1.

$$T_{\text{symp}} = T_g + T_u \quad (2.1)$$

A figura 2.5 mostra a duração de um bloco OFDM, após adição do CP:

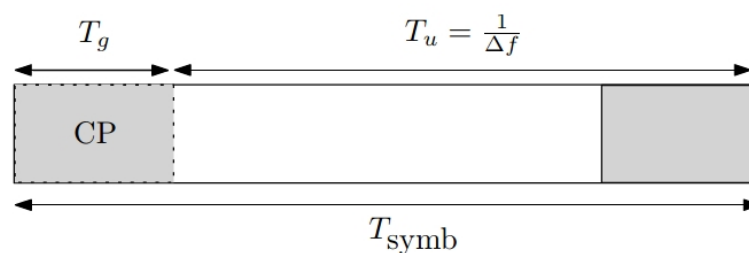


Figura 2.5: Bloco OFDM após adição do CP [6].

O processo de acrescento do CP é realizado após a aplicação do IFFT no sinal, durante o domínio digital da transmissão. Na recepção do sinal, também durante o domínio digital, é realizada a remoção do CP, antes de se proceder à passagem do bloco OFDM pelo SPC [6]. Assim, o processo completo do OFDM está representado na figura 2.6.

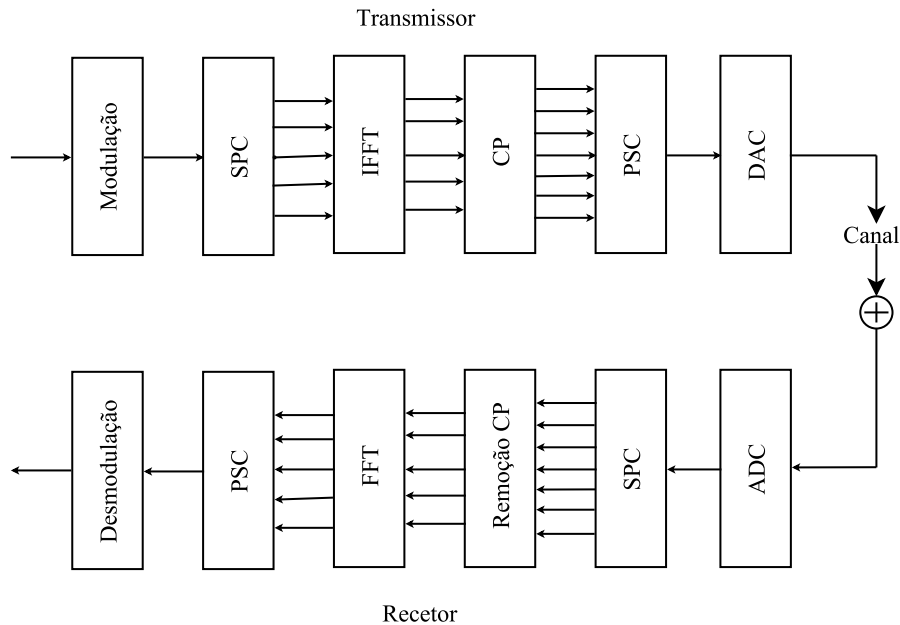


Figura 2.6: Processo de OFDM na transmissão e recepção. Adaptado de: [9].

2.1.5 Vantagens e Desvantagens do OFDM

No OFDM, como a banda larga é dividida em várias frequências, este facto traz a vantagem de diminuir a possibilidade de degradação de cada um dos canais, mesmo quando aplicado a uma rede sem fios. Assim, existe a possibilidade de excluir as subportadoras degradadas, enquanto que as restantes são corretamente transmitidas [4]. Para além disso, este processo permite preservar a ortogonalidade do sinal em quadratura (IQ) [10]. Ao longo do processo, o OFDM não exige a aplicação de bandas de proteção e são aplicadas IFFT e FFT, sendo estas técnicas de fácil implementação [4].

O OFDM é muito sensível ao *offset* das frequências (acontece quando o oscilador de tensão controlada (*Voltage-Controlled Oscillator - VCO*) do sistema do recetor não oscila na mesma frequência que a frequência da portadora e do VCO no transmissor) e ao ruído de fase (que será explicado na secção 2.4), o que se tornam desvantagens da sua utilização [11]. Para além disso, o facto do OFDM trabalhar com várias subportadoras aumenta a sua complexidade face a outros processos de modulação de portadora única e é bastante sensível à distorção não-linear, devido ao problema de *Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)* [12]. O PAPR é definido pelo rácio entre a potência máxima e a potência média do bloco OFDM, sendo também proporcional ao número de subportadoras utilizadas em sistemas OFDM [6]. Se for muito elevado, isso faz com que a implementação de DAC e ADC seja extremamente difícil [13]. Para além disso, provoca graves problemas no amplificador de RF, gerando distorções não-lineares [12].

2.2 Arquitetura de Transmissores de RF

Em transmissões, os transmissores devem ser capazes de realizar modulação, conversão da frequência e pela amplificação da potência. Caso o sinal esteja num nível forte, a seleção de banda de frequências e o ruído não são questões tão problemáticas como no caso dos recetores. Para além disso, têm ainda a vantagem de serem menos complexos.

A principal desvantagem dos transmissores é, aquando a sua utilização, levam a um alto consumo de potência. Desta forma, o consumo energético dos sistemas de comunicação é gerado pelos transmissores, ao contrário dos recetores. A solução para minimizar esta situação provém da possibilidade de desligar um transmissor após a conclusão da sua funcionalidade, permitindo, desta forma, economizar energia.

No circuito de transmissão de informação podem ser adoptados tipos de modulação com amplitude de sinal constante ou variável [14].

Na figura 2.7 estão identificados os dois grupos principais de transmissores. Considera-se IF como a frequência intermédia (*Intermediate frequency*) [3].

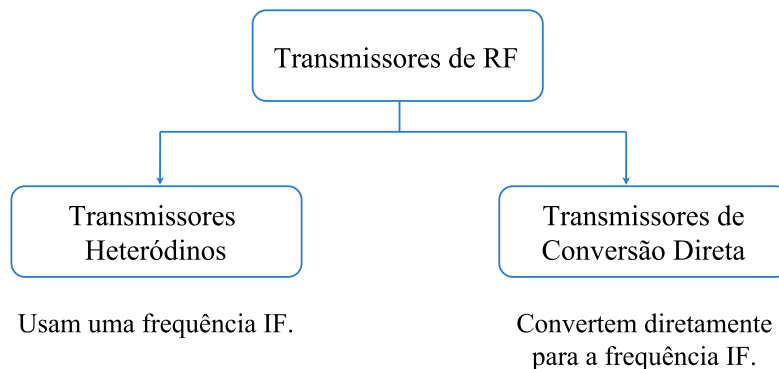


Figura 2.7: Grupos principais de transmissores de RF. Adaptado de: [3].

2.2.1 Transmissor Heteródino

O tipo de transmissor heterodino é o mais habitualmente adotado para implementação. No seu funcionamento, dada a maior facilidade de obtenção de sinais em quadratura em frequência IF que RF, os sinais em banda-base são modulados em quadratura para a frequência IF. Desta forma, o processo inicia-se com a conversão dos sinais originados pela fonte de informação para analógicos ao passar por um DAC. Posteriormente, o sinal em quadratura passa pelo misturador, que está ligado às saídas do oscilador local (*Local Oscillator* - LO), sendo aplicado um *shift* de 90° a uma das saídas. A introdução do filtro de IF permite eliminar as harmónicas do sinal IF e reduzir o ruído da transmissão. O sinal sofre uma *upconversion*, é amplificado por um amplificador de potência (*Power Amplifier* - PA) e transmitido por uma antena. Na figura 2.8 está representado um transmissor heteródino.

A utilização de um filtro passa-banda de RF tem como objetivo atenuar a banda lateral indesejada depois da *upconversion*, fazendo com que o sinal transmitido corresponda ao exigido pelos padrões de comunicação [3].

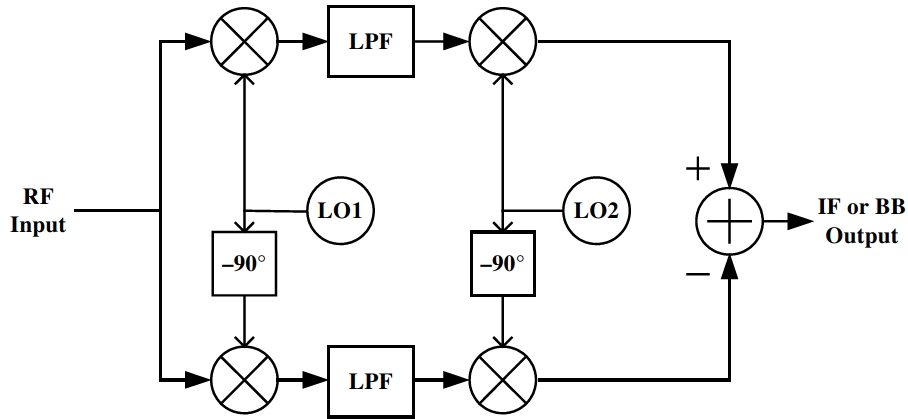


Figura 2.8: Transmissor heteródino [3].

2.2.2 Transmissor de Conversão Direta

O segundo tipo de transmissor principal denomina-se por transmissor de conversão direta. Durante o seu processo de transmissão, surge um sinal criado pela fonte de informação que é, seguidamente, convertido para analógico. Passando pelo misturador, que está ligado às saídas do LO, o sinal em banda-base é *upconverted* diretamente para RF. Na saída do misturador, a frequência portadora de RF é igual à frequência do LO. Numa das saídas, é aplicado um *shift* de 90° . Seguidamente, o sinal é amplificado por um PA, passa por um filtro passa-banda e é transmitido por uma antena. A figura 2.9 mostra a representação de um transmissor de conversão direta.

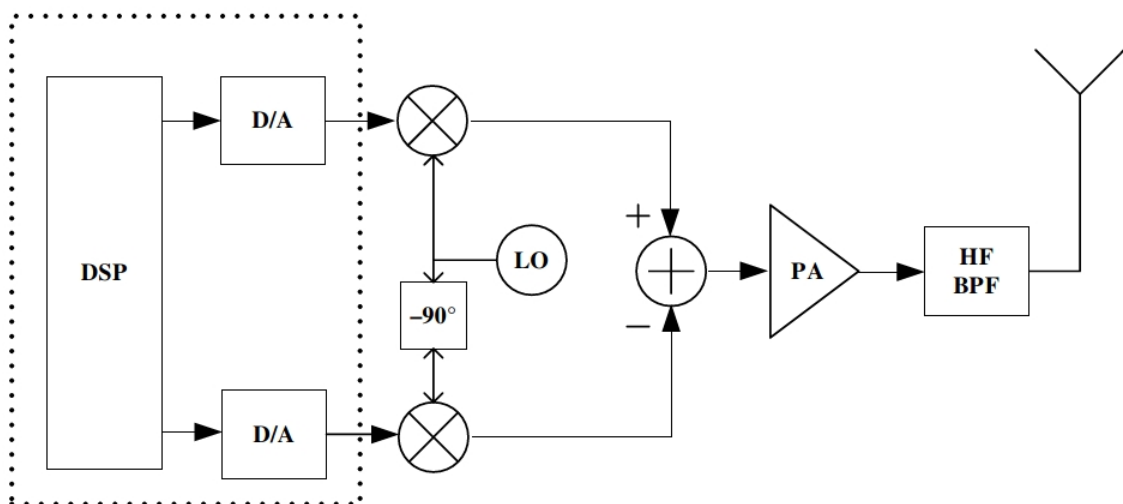


Figura 2.9: Transmissor de conversão direta [3].

A principal desvantagem desta arquitetura é o *injection locking* do LO pela saída PA. Isto consiste numa aproximação da frequência do oscilador a uma frequência externa injetada [15]. Na possibilidade de o espectro resultante ter a mesma frequência que o sinal pretendido, o filtro passa-banda implementado pode não ser capaz de atenuá-lo [3].

2.3 Arquitetura de Recetores de RF

Nos recetores, o bloco de entrada toma um papel essencial no desempenho e fiabilidade do sistema, visto que, caso surja algum problema neste bloco, isso provocará vários problemas nos restantes blocos da sua arquitetura. Assim, tendo em conta que, nos últimos anos, se tem vindo a verificar o constante aumento de serviços disponíveis para as mesmas bandas de frequência e o aumento de utilizadores em cada serviço, tem havido cada vez mais uma maior atenção para que a arquitetura dos recetores seja capaz de resolver os problemas que possam surgir no seu funcionamento. Por outro lado, deve ser capaz de proporcionar boa sensibilidade e baixo consumo de energia por um preço reduzido [2].

A figura 2.10 apresenta os recetores de RF, considerando que podem ser divididos em três grupos principais.

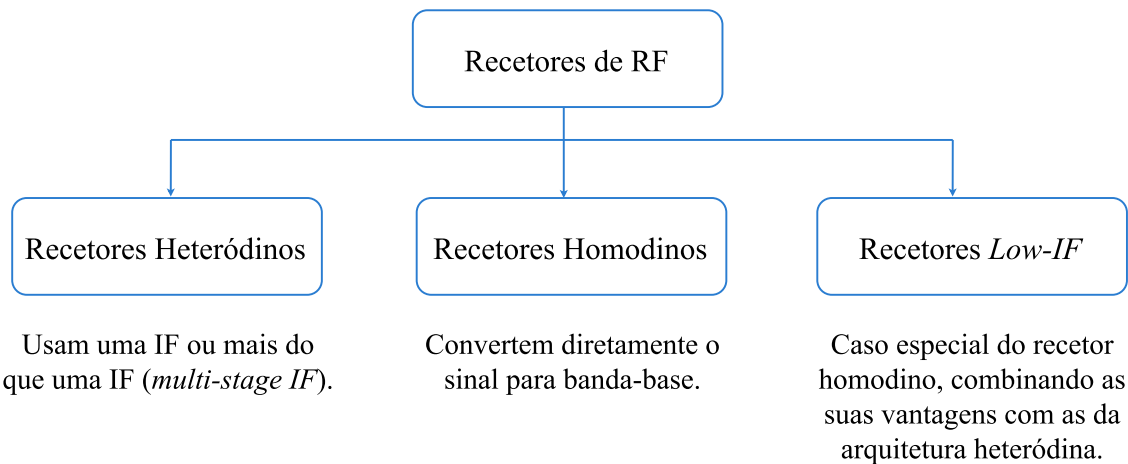


Figura 2.10: Grupos principais de recetores de RF. Adaptado de: [3].

2.3.1 Recetor Heteródino

Apesar de, atualmente, a sua designação ser heteródino, o recetor foi patenteado por Armstrong, em 1917, como superheteródino, uma vez que o primeiro nome já estava a ser atribuído num contexto diferente.

Neste tipo de recetor, o sinal desejado é convertido da sua frequência portadora para uma frequência intermediária (*single IF*) ou, em casos específicos, para mais do que uma IF (*multi IF*). A frequência IF corresponde ao centro do canal *downconverted*, $\omega_{in} - \omega_{LO}$. Na figura 2.11, está representado um recetor IF para sinais em quadratura IQ.

Após ser recebido pela antena, o sinal de entrada é submetido à ação de um filtro passa-banda, com o objetivo de selecionar as frequências de interesse. Posteriormente, é amplificado pelo amplificador de baixo ruído (*Low-Noise Amplifier* - LNA). O sinal passa ainda por um filtro de rejeição de imagem, de forma a existir uma diminuição das interferências.

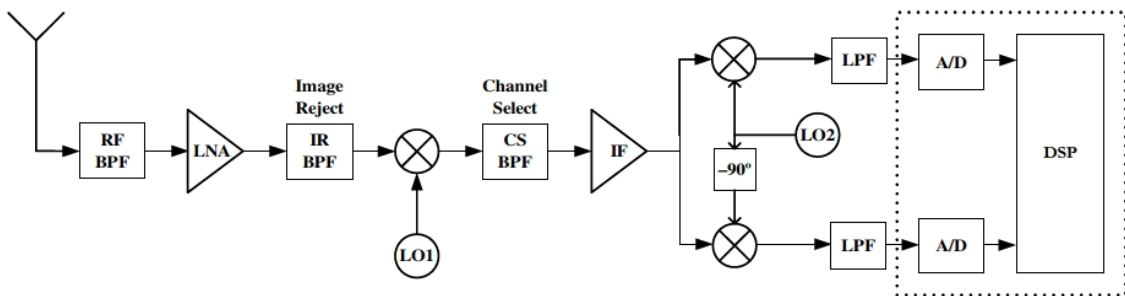


Figura 2.11: Recetor heteródino [3].

A posterior utilização do misturador, em conjunto com o oscilador, tem como objetivo a conversão do sinal para a frequência IF. Isto é necessário, visto que não é possível a utilização de um filtro de seleção de canal em frequências portadoras altas. Assim, o sinal é multiplicado por uma sinusóide $A_0 \cos(\omega_{LO}t)$, que é gerada pelo LO. Como uma multiplicação no domínio do tempo corresponde a uma convolução no domínio da frequência, o impulso altera-se de $\pm\omega_{LO}$ para $\pm(\omega_{in} \pm \omega_{LO})$. Os componentes em $\pm(\omega_{in} \pm \omega_{LO})$ são considerados desprezáveis e removidos por um filtro passa-baixo, resultando num sinal com frequência central de $\omega_{in} - \omega_{LO}$. Esta operação é designada por "*downconversion mixing*" ou, simplesmente, "*downconversion*". A figura 2.12 ilustra o procedimento [16]. Devido ao elevado ruído, o sinal resultante passa novamente por um filtro passa-banda, designado filtro de seleção de canal, de forma a isolar a largura de banda do IF. De seguida, o sinal é amplificado por um amplificador IF. Por fim, para ser convertido para o domínio digital, o sinal passa por um filtro passa-baixo e por um ADC.

O recetor heteródino é capaz de atingir um alto desempenho quanto à sua seletividade e à sua sensibilidade através da utilização de componentes com alto fator de qualidade (*Quality Factor* - Q), quando comparado com outras arquiteturas de recetores. Este tipo de recetor é capaz de lidar com esquemas de modulação modernos, que exigem a separação de sinais I e Q (por exemplo, QAM). Desta forma, é possível realizar uma total recuperação de informação na sua receção.

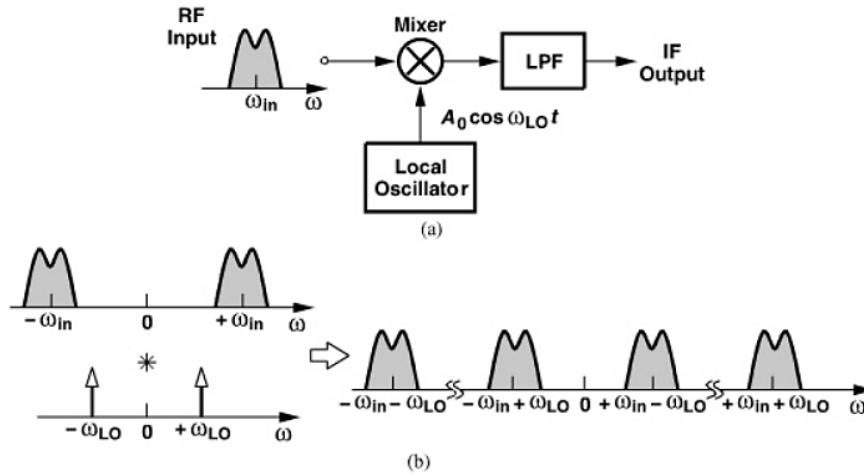


Figura 2.12: (a) *Downconversion* utilizando um misturador. (b) Espectro resultante [17].

A principal desvantagem do recetor é que duas frequências de entrada podem produzir a mesma IF. Este sinal indesejado é designado por imagem. Isto acontece devido à ação do misturador, que provoca o problema de frequência de imagem, movendo as frequências de soma e de diferença e convertendo-as para a mesma IF. Assumindo um sinal de entrada sinusoidal e expressando a componente IF pela expressão 2.2:

$$A \cos(\omega_{IF} t) = A \cos(\omega_{in} - \omega_{LO}) t = A \cos(\omega_{LO} - \omega_{in}) t \quad (2.2)$$

verifica-se que, seja $\omega_{in} - \omega_{LO}$ positivo ou negativo, resulta na mesma frequência intermédia. Para além disso, tanto esteja ω_{in} acima ou abaixo de ω_{LO} , é transladado para a mesma IF. Tendo-se em conta que a frequência IF pode ser obtida pela através da expressão 2.3 [18]:

$$f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}| \quad (2.3)$$

é possível aplicar num exemplo prático, composto por dois cenários: considere-se o primeiro em que a frequência IF, ω_{IF} , vale 50 MHz e se pretende realizar a *downconvert* de um sinal ω_{RF} de 850 MHz; na outra situação, tem-se o sinal ω_{IM} de 950 MHz e aplica-se a frequência do LO, ω_{LO} , com 900 MHz. É possível constatar que, em ambos os casos, os sinais são *downconverted* pelo misturador para uma IF com o mesmo valor. A aplicação de um filtro de rejeição de imagem antes do misturador faz com que seja possível resolver este problema, tal como está representado na figura 2.13.

Neste tipo de recetores, deve ser dada importância à escolha do valor atribuído para a IF. Caso seja alto, torna-se mais fácil projetar o filtro de rejeição de imagem e atenuar a imagem. Contudo, também é necessário ter em consideração as interferências, a par da imagem. Na frequência IF, devem-se remover as interferências usando um filtro de seleção de canal, visto que também são *downconverted* para a IF. Ao optar-se por uma IF baixa, verifica-se uma redução no filtro de seleção de canal e facilita o cumprimento das

especificações dos ADC. Assim, conforme a IF pretendida, torna-se mais fácil a rejeição de imagem caso seja alta, enquanto que é mais fácil existir uma diminuição de interferências com uma IF mais baixa.

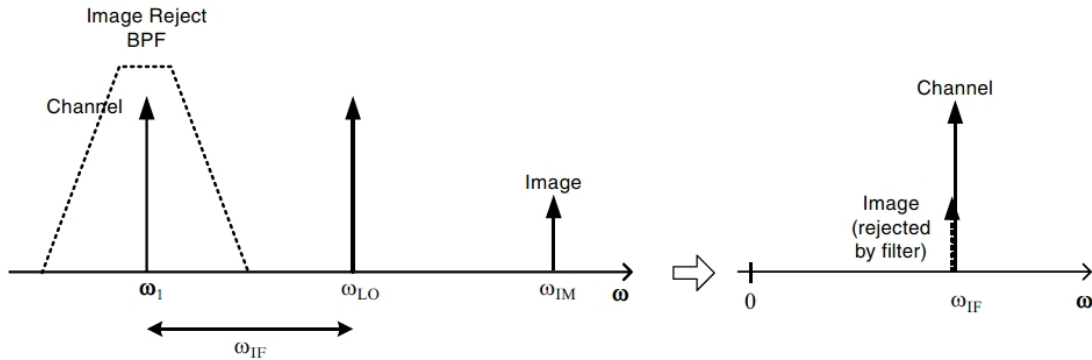


Figura 2.13: Rejeição de imagem [3].

Outra desvantagem da arquitetura do recetor heteródino descrito surge com a sua utilização em aplicações modernas, visto que necessita a utilização de componentes externos, contrariando o pretendido: baixo custo, baixa área e bastante compacto [3].

2.3.2 Recetor Homodino

O recetor homodino também designado por conversão direta ou *zero-IF*. Neste tipo de recetor, o espectro de RF é convertido para a banda-base numa única *downconversion*, sendo que a IF vale zero. A sua aplicação é a solução mais apropriada para se proceder à deteção de informações associadas a uma portadora numa só fase de conversão. Na fase posterior, o sinal de banda-base resultante é filtrado por um filtro passa-baixo, de forma a seleccionar o canal desejado.

O funcionamento do recetor homodino implica que o canal desejado seja a sua própria imagem, estando o sinal e a sua imagem separados pelo dobro da IF. Desta forma, todo o processo é desenvolvido em banda-base e não é necessário realizar a rejeição da imagem.

Na figura 2.14 está representado o diagrama de blocos de um recetor homodino.

Após a receção do sinal pela antena, o sinal de entrada sofre a ação de um filtro passa-banda, que serve para atenuar o ruído e a interferência fora da banda de frequências do recetor. A sua utilização, antes do LNA, é de carácter opcional, contudo é útil no caso em que se pretenda uma implementação de baixo custo e menor área.

Os esquemas de modulação modernos requerem que o sinal contenha a sua informação em fase e em quadratura. Desta forma, é realizada a *downconversion* pelo *mixer*, em conjunto com o oscilador. Esta ação exige que os sinais de quadratura sejam precisos. Posteriormente, o sinal é submetido a um ADC, onde é convertido para analógico.

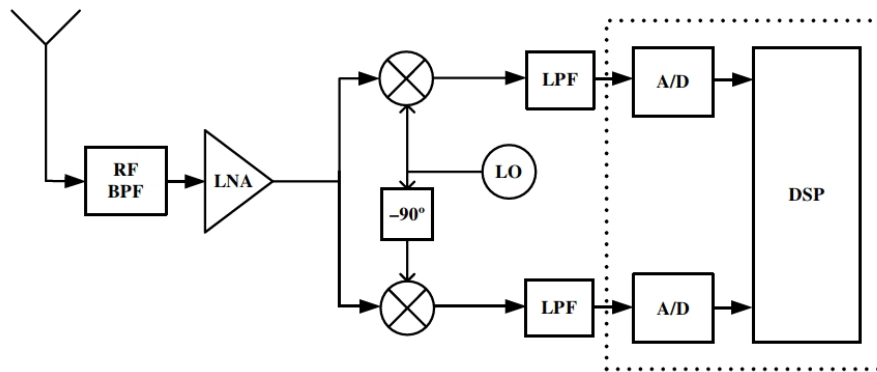


Figura 2.14: Recetor Homodino [3].

Comparativamente com os recetores heteródinos, o tipo de recetor homodino revela ter um maior número de desvantagens, o que faz com que não seja permitido o seu uso em aplicações mais exigentes. Estes contras estão relacionados com o *flicker noise*, seleção de canais, *LO leakage*, erros de quadratura, *offsets* em DC e intermodulação:

- *Flicker noise* – O *flicker noise* é um ruído que limita a relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) do recetor [19], que consiste no quociente entre a potência média do sinal à saída do recetor e a potência média do ruído no mesmo local [20]. O *flicker noise* de qualquer dispositivo ativo tem um espectro próximo do DC e pode corromper os sinais de banda-base, tornando-se um problema importante a ter em conta na implementação com tecnologia MOS.
- Seleção de canais – Para a obtenção de um sinal em banda-base, deve ser filtrado o sinal desejado, ampliado e convertido para o domínio digital. A utilização de um filtro passa-baixo permite atenuar as interferências externas ao canal. Contudo, é de difícil implementação.
- *LO leakage* – A transmissão de um sinal por parte de uma antena ligada ao LO pode provocar uma interferência com os recetores que usam o mesmo padrão de redes sem fios. Este efeito pode ser minimizado através da utilização de um LO diferencial ligado ao misturador.
- Erros de quadratura - Os erros de quadratura e os desfasamentos entre os sinais I e Q corrompem a modulação do sinal (por exemplo, em QAM). Este facto tem uma grande relevância nos recetores homodinos, uma vez que as aplicações modernas de redes sem fios têm diferentes informações nos sinais I e Q e a implementação de blocos precisos de alta frequência com uma relação de quadratura muito exata é difícil.
- *Offsets* em DC - Visto que a banda de frequências *downconverted* se estende até à frequência zero, qualquer tensão de *offset* pode corromper o sinal e saturar as

etapas de saída da banda-base do recetor. Desta forma, nos recetores homodinos, é necessária a remoção ou cancelamento do *offset* em DC.

- Intermodulação – A distorção produz um *offset* em DC, que é dependente do sinal. Assim, estes recetores devem ter um *Second-order Intercept Point* (IIP2) muito alto.

Para a implementação de recetores homodinos e para que se dê o seu correto funcionamento, são necessários LNA e *mixers* muito lineares, osciladores locais de alta frequência com quadratura exata e a utilização de um método para alcançar o *offset* de submicrovolt e ruído de $1/f$. Todos estes requisitos são difíceis de serem cumpridos em simultâneo [3].

2.3.3 Recetor *Low-IF*

Dadas as desvantagens dos recetores heteródinos (têm limitações importantes face ao uso de filtros externos de rejeição de imagem) e dos recetores homodinos (nele, o sinal é convertido diretamente para a banda-base), existe um terceiro tipo de recetor, que combina as vantagens dos dois supraditos: a arquitetura *low-IF*.

O recetor *low-IF* surge a partir de um recetor heteródino com a integração de circuitos de mistura capazes de realizar o cancelamento da frequência de imagem. Ao contrário do recetor homodino, este não precisa de um filtro de rejeição de imagem de qualidade elevada.

No caso dos recetores *low-IF*, para além de serem necessários sinais de quadratura em esquemas de modulação modernos, estes ainda tomam um papel essencial na remoção do sinal de imagem. Isto depende da precisão da quadratura do LO.

Existem duas principais técnicas de rejeição de imagem, que foram propostas por Hartley e por Weaver.

Na arquitetura de Hartley, primeiramente, o sinal de RF passa pelo misturador, que está ligado às saídas de quadratura do LO. Após a ação do filtro passa-baixo nas saídas dos *mixers*, é aplicado um *shift* de 90° a uma das saídas e, no fim, é aplicada uma subtração.

Na figura 2.15 está representado o diagrama de blocos da arquitetura de Hartley.

Considerando o sinal 2.4:

$$x_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{IM} \cos(\omega_{IM}t), \quad (2.4)$$

onde V_{IM} e V_{RF} são, respetivamente, a amplitude dos sinais de imagem e RF e ω_{IM} é a frequência da imagem. Após a passagem do sinal pelo conjunto do misturador e do oscilador e, seguidamente, pelo filtro passa-baixo, tem-se os sinais 2.5 e 2.6.

$$x_1(t) = \frac{V_{RF}}{2} \sin[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] + \frac{V_{IM}}{2} \sin[(\omega_{LO} - \omega_{IM})t]. \quad (2.5)$$

$$x_2(t) = \frac{V_{RF}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t] + \frac{V_{IM}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{IM})t]. \quad (2.6)$$

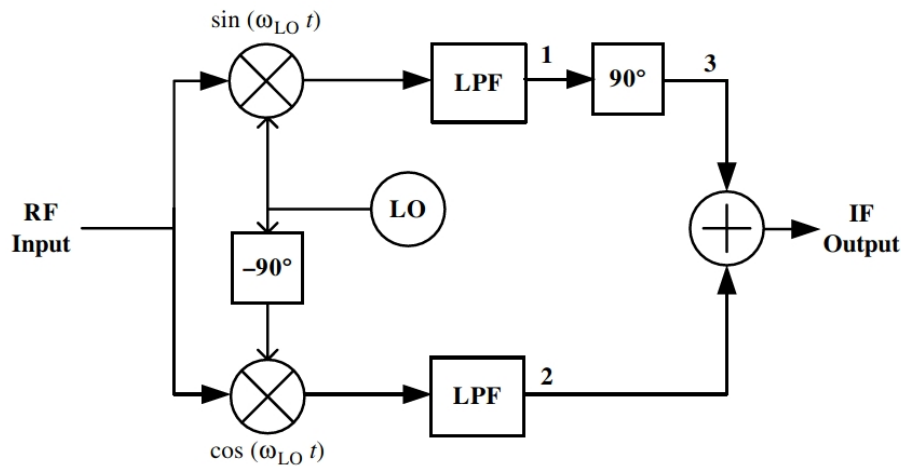


Figura 2.15: Arquitetura de Hartley [3].

Considerando que $\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = -\cos(\theta)$, depois de um *shift* de 90° , o sinal obtido é 2.7.

$$x_3(t) = \frac{V_{RF}}{2} \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] - \frac{V_{IM}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{IM})t]. \quad (2.7)$$

Por fim, adicionando os sinais, dá-se o cancelamento da banda de imagem e gera-se o sinal pretendido.

Neste tipo de abordagem, a *downconversion* de quadratura, seguida pelo *shift* de 90° , faz com que se gerem dois caminhos: as mesmas polaridades para o sinal pretendido e outros dois caminhos com polaridades opostas para a imagem.

O facto de ser bastante sensível aos erros de quadratura do LO e aos desfasamentos dos dois caminhos do sinal, podendo causar um cancelamento incompleto da imagem, é apontado como a desvantagem principal da implementação desta solução.

O segundo tipo de arquitetura de recetores *low-IF* é designado por arquitetura de Weaver, que está representado na figura 2.16.

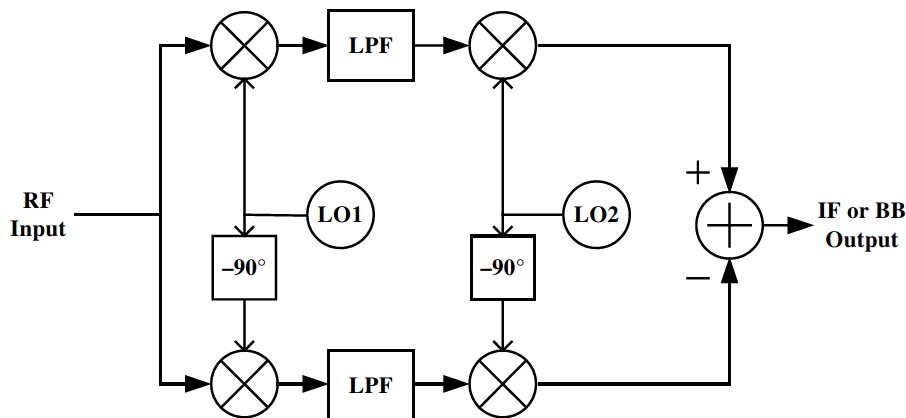


Figura 2.16: Arquitetura de Weaver [3].

Neste caso, apesar da sua semelhança comparativamente à arquitetura anterior, o *shift* de fase de 90° num dos caminhos do sinal é substituído por uma segunda operação de mistura, aplicado a ambos os caminhos do sinal.

Tal como se verificava no caso da arquitetura de Harley, a arquitetura de Weaver também tem as desvantagens de ser sensível a erros de quadratura do LO e de, no caso de o sinal não ser convertido à banda-base na segunda operação de mistura, sofre um problema de imagem na segunda *downconversion* [3].

2.4 Osciladores

2.4.1 Caracterização dos Osciladores

Nos sistemas de telecomunicações, é necessária a existência de um transmissor e de um recetor para que a transmissão de sinais seja realizada de forma unidirecional ou bidirecional [21]. Na constituição dos seus circuitos eletrónicos encontram-se osciladores, que desempenham um papel importante no seu funcionamento, visto que geram sinais RF que são transmitidos por antenas ou, caso sejam osciladores locais, estão integrados nos circuitos de receção de sinais [22].

Um oscilador é um circuito eletrónico capaz de produzir ondas sinusoidais e periódicas, não exigindo, para isso, sinal de entrada de uma fonte externa. Para além disso, converte a sua tensão de entrada DC num sinal periódico AC numa frequência desejada [23].

Consoante a forma de onda produzida, os osciladores podem dividir-se em dois grupos: osciladores quase lineares e osciladores não lineares ou de relaxação, apresentando funções e aplicações bastante diferentes entre eles.

Considera-se que os osciladores quase lineares são osciladores capazes de gerar ondas periódicas sinusoidais. O exemplo mais comum deste tipo de osciladores é o oscilador LC.

Para que seja possível a produção do sinal, este tipo de osciladores tem que respeitar o critério de Barkhausen. Este critério apenas representa as condições necessárias para que exista uma oscilação estável, não garantindo o arranque do circuito.

Os osciladores não lineares são, normalmente, constituídos por circuitos RC ativos. Desta forma, estes circuitos contêm apenas transístores, resistências e condensadores na sua topologia, tornando-se uma grande vantagem, uma vez que estes componentes ocupam menos área física que uma bobine. Este facto faz com que seja um tipo de oscilador bastante utilizado em circuitos integrados. Contudo, tem uma desvantagem: alto ruído de fase do oscilador. Um exemplo de um deste tipo é o oscilador RC.

Por ser um circuito não linear, não pode ser aplicado o critério de Barkhausen na sua análise [3].

2.4.2 Critério de Barkhausen

Dada a produção de ondas periódicas sinusoidais com frequência ω_0 e amplitude V_0 , o sinal de um oscilador pode ser descrito pela expressão 2.8.

$$v_{OUT}(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \theta). \quad (2.8)$$

Desta forma, geram-se os sinais representados na figura 2.17.

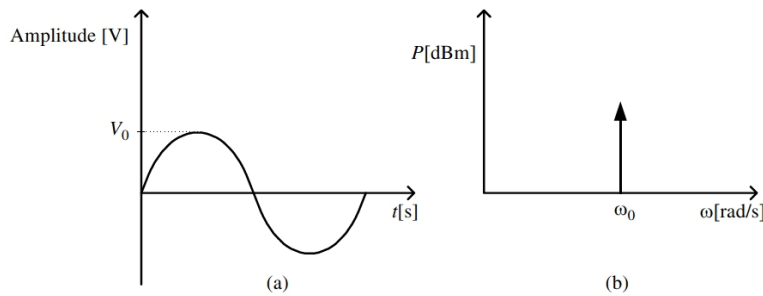


Figura 2.17: Sinal de saída do oscilador: (a) No domínio do tempo. (b) No domínio da frequência [3].

Os osciladores sinusoidais podem ser analisados como um sistema de realimentação, mostrado na figura 2.18.

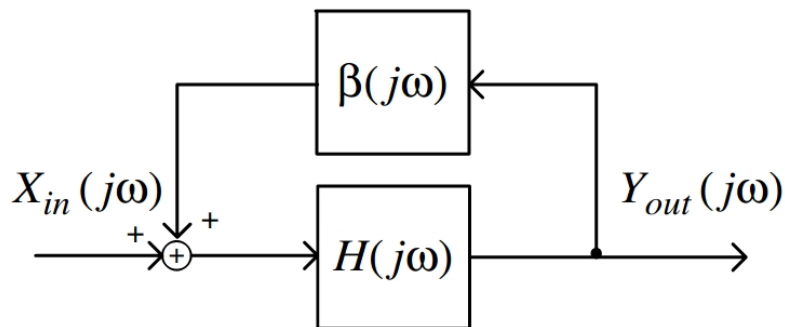


Figura 2.18: Diagrama de blocos de um sistema de realimentação [3].

A função de transferência é dada pela fórmula 2.9.

$$\frac{Y_{out}(j\omega)}{X_{in}(j\omega)} = \frac{H(j\omega)}{1 - H(j\omega)\beta(j\omega)}. \quad (2.9)$$

O critério de Barkhausen indica que o ganho do oscilador em malha fechada deve ser unitário e que a fase do sinal em malha aberta deve ser $2k\pi$, sendo k um número inteiro incluindo zero. Desta forma, as condições de ganho e de fase são 2.10 e 2.11.

$$|H(j\omega_0)\beta(j\omega_0)| = 1. \quad (2.10)$$

$$\arg[H(j\omega_0)\beta(j\omega_0)] = 2k\pi. \quad (2.11)$$

Este critério apenas representa as condições necessárias para que exista uma oscilação estável, mas não garante o arranque do circuito. Para que a oscilação ocorra quando o sistema está ativo, desencadeada pelo ruído, o ganho do oscilador em malha fechada deve ser maior do que um, ou seja, $H(j\omega_0)\beta(j\omega_0) > 1$.

O critério de Barkhausen é apenas válido para osciladores quase lineares, não podendo ser aplicado em osciladores não lineares.

No caso das aplicações digitais, os osciladores geram um sinal de *clock*, que é uma onda quadrada com período T_0 [3].

2.4.3 Figura de Mérito

A figura de mérito (*Figure of Merit* - FOM) é um conceito que reflete o nível de desempenho do sistema. Desta forma, quanto maior o seu valor, melhor se poderá considerar que é o desempenho do sistema específico em estudo em determinadas condições estabelecidas [24].

A FOM relaciona a frequência de oscilação, o ruído de fase a uma dada distância da portadora e o consumo de energia em osciladores. A expressão matemática que a representa é dada por 2.12.

$$FOM = L_{medido} + 10 \log \left(\left(\frac{\Delta f}{f} \right)^2 \frac{P_{DC}}{P_{ref}} \right), \quad (2.12)$$

onde L representa o ruído de fase do oscilador, P_{DC} é o consumo de potência e P_{ref} é o nível de potência de referência (1 mW). Também é possível obter-se a FOM tendo em conta a área (FOMA) pela expressão 2.13.

$$FOMA = L_{medido} + 10 \log \left(\left(\frac{\Delta f}{f} \right)^2 \frac{P_{DC}}{P_{ref}} \frac{A_{ref}}{A_{chip}} \right), \quad (2.13)$$

onde A_{chip} é a área do circuito em mm^2 e A_{ref} é a área de referência (1 mm^2) [25].

2.4.4 Fator de Qualidade

O Q está relacionado com o ruído de fase total do oscilador, sendo a figura de mérito mais comum deste circuito eléctrico. Espera-se que, quanto maior o Q , mais estreita seja a ressonância e menor o ruído de fase [16]. Existem três possíveis definições do Q :

Na primeira definição do Q , o oscilador é considerado como um sistema de realimentação. Na sua função de transferência em malha aberta, $H(j\omega)$, a fase do sinal é obtida pela frequência de oscilação, ω_{osc} . Desta forma, o Q do oscilador é definido pela expressão 2.14.

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2 + \left(\frac{d\theta}{d\omega}\right)^2}, \quad (2.14)$$

em que A é a amplitude e θ refere-se à fase de $H(j\omega)$. Esta definição de Q é, muitas vezes, aplicada a um circuito RLC simples, como mostrado na figura 2.19. A sua aplicação torna-se bastante útil nos casos em que é necessário proceder ao cálculo do fator de qualidade do oscilador, que tem o seu valor máximo na frequência de ressonância.

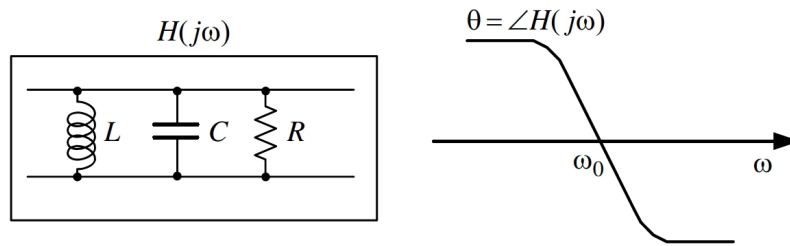


Figura 2.19: Definição de Q em malha aberta [3].

Na definição seguinte, considera-se Q como um circuito genérico e relaciona-se a energia máxima armazenada e a energia dissipada num período pela fórmula 2.15.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia máxima armazenada num período}}{\text{Energia dissipada num período}}. \quad (2.15)$$

Geralmente, aplica-se esta definição do Q em circuitos RLC, permitindo relacionar a energia máxima armazenada (em C ou em L) e a energia dissipada (por R) num período.

Tenha-se em conta o seguinte exemplo, onde se tem o objetivo de aplicar a definição mencionada a um circuito série RLC. A energia é armazenada na bobine e no condensador, sendo que a energia máxima armazenada em ambos é igual.

A energia armazenada por uma bobine (W_L) é dada pela equação 2.16.

$$W_L = \int_0^T i(t)L \frac{di(t)}{dt} dt = LI_{rms}^2, \quad (2.16)$$

onde I_{rms} é a raiz do valor quadrático médio da corrente na bobine. A energia dissipada numa resistência (W_R) por ciclo (no período T_0) é descrita pela expressão 2.17.

$$W_R = I_{rms}^2 RT_0. \quad (2.17)$$

Assim, o valor de Q é apresentado na equação 2.18.

$$Q = 2\pi \frac{LI_{rms}^2}{I_{rms}^2 RT_0} = 2\pi f_0 \frac{L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R}. \quad (2.18)$$

Também é possível utilizar-se a energia armazenada pelo condensador expressa pela fórmula 2.19.

$$W_c = \int_0^T v(t)C \frac{dV(t)}{dt} dt = CV_{rms}^2, \quad (2.19)$$

onde V_{rms} é a raiz do valor quadrático médio da tensão no condensador, tendo que $V_{rms} = I_{rms}/(\omega_0 C)$. Desta forma, o valor de Q é dado pela expressão 2.20.

$$Q = 2\pi \frac{CV_{rms}^2}{I_{rms}^2 RT_0} = 2\pi f_0 \frac{(CI_{rms}^2)/(\omega_0^2 C^2)}{RI_{rms}^2} = \frac{1}{\omega_0 CR}. \quad (2.20)$$

Por último, a terceira definição do Q foi publicada por Leeson no seu artigo [26] em 1966, onde considera um circuito simples com -3 dB de largura de banda B e uma frequência ω_0 , sendo expresso pela fórmula 2.21.

$$Q = \frac{\omega_0}{B}. \quad (2.21)$$

Esta descrição pode ser observada na figura 2.20.

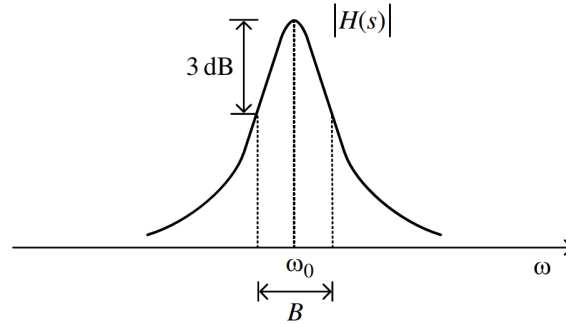


Figura 2.20: Definição do Q baseada em filtros [3].

Esta expressão é adequada para medir o desempenho dos filtros e pode ser usada em osciladores, se considerarmos o circuito como um filtro de segunda ordem [3].

2.4.5 Ruído de Fase

O ruído de fase é uma medida importante dos osciladores, por ser a diferença mais relevante entre os osciladores reais e os ideais nos transdutores modernos. Pode ser considerado que o oscilador tem ruído associado e, portanto, esse ruído (conhecido por ruído de fase) estará em torno da portadora ω_0 . Caso exista a adição de uma tensão de ruído a uma tensão sinusoidal, é necessário ter-se em conta a relação de fase resultante [27].

Um sinal periódico pode ser representado pela expressão 2.22.

$$x(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi_n(t)], \quad (2.22)$$

onde $\phi_n(t)$ é o ruído de fase, sendo a uma variação de fase aleatória pequena. Para $|\phi_n(t)| \ll 1$ rad, tem-se $x(t) \approx A \cos(\omega_0 t) - A\phi_n(t)$; assim, o espectro de $\phi_n(t)$ é traduzido em $\pm\omega_0$.

Pela figura 2.21, é possível observar que o sinal pode tomar qualquer valor de fase, em radianos, entre 0 e 2π , variando em torno da origem.

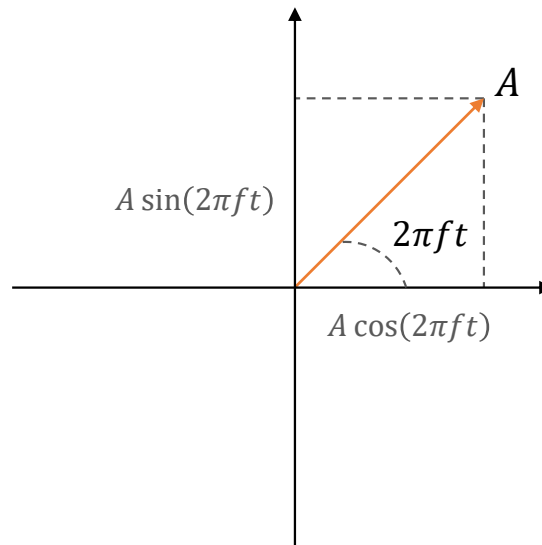


Figura 2.21: Diagrama do ruído de fase. Adaptado de: [27].

Na presença de um oscilador no circuito, o ruído de fase gerado nas suas saídas pode criar uma instabilidade na amplitude e na fase do sinal de saída. Isto leva a que o espectro de saída tenha bandas em torno de ω_0 e das suas harmónicas. A potência diminui à medida que a ordem das harmónicas de ω_0 aumenta, tal como é possível observar na figura 2.22.

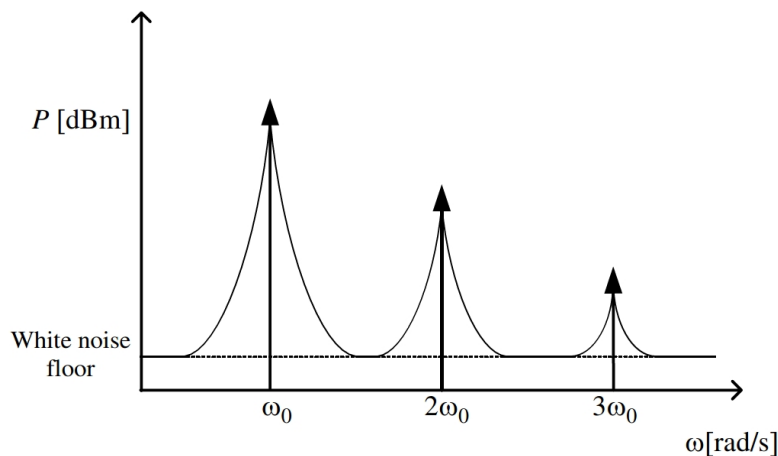


Figura 2.22: Espectro da saída de um oscilador com ruído de fase [3].

O ruído de um circuito pode ser gerado de duas formas distintas: internamente no circuito, devido à presença de dispositivos ativos e passivos ou de forma externa, provocado, por exemplo, por uma fonte de alimentação. A possível previsão do ruído de fase num circuito pode ser difícil de ser realizada devido a fatores como a não linearidade e a variação periódica dos parâmetros do circuito.

A caracterização do ruído do oscilador pode ser realizada no domínio da frequência como ruído de fase ou no domínio do tempo como *jitter*). O primeiro termo é usado para

dispositivos RF e analógicos, enquanto que o segundo é aplicado a dispositivos digitais.

Existem diversas maneiras de quantificar as variações de fase e amplitude em osciladores, contudo, a frequente está relacionada com a densidade espectral de ruído em banda lateral única, $L(\omega)$, expressa em dBc/Hz . Esta caracterização é válida para todos os tipos de osciladores, sendo definida pela fórmula 2.23.

$$L(\omega_n) = \frac{P(\omega_n)}{P(\omega_0)}, \quad (2.23)$$

em que $P(\omega_m)$ é a potência de ruído de banda lateral única a uma distância ω_m da portadora ω_0 numa largura de banda de $1Hz$, enquanto que $P(\omega_0)$ é a potência da portadora.

Este parâmetro traz vantagem de ser facilmente medido, visto que pode ser feito através do uso de um analisador de espectro (que é um equipamento de uso comum, mas que introduz alguns erros) ou com desmoduladores de fase ou frequência com propriedades conhecidas (que são equipamentos específicos e caros).

A densidade espectral contém ruído em fase e em amplitude, não podendo serem separados. Esta adversidade é ultrapassada pelos osciladores, através de um mecanismo de estabilização de amplitude, fazendo com que haja uma redução de ruído de amplitude, não existindo influencia no ruído de fase. É, por este motivo, que, na equação 2.23, $L(\omega_m)$ pode ser denominado simplesmente por "ruído de fase".

2.4.5.1 Equação de Ruído de Fase de Leeson-Cutler

A equação semi-empírica de Leeson-Cutler, proposta em [26], [28] e [29], considera que o oscilador é um sistema linear invariante no tempo. Este é considerado o modelo mais usado para proceder à caracterização do ruído de fase. Assim, este pode ser obtido através da expressão 2.24.

$$L(\omega_m) = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_S} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q\omega_m} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega_{1/f^3}}{|\omega_m|} \right) \right\}, \quad (2.24)$$

onde, F é o parâmetro empírico denominado por fator de excesso de ruído, k é a constante de Boltzman, Q refere-se ao fator de qualidade, T é a temperatura absoluta, P_S é a potência média dissipada na parte resistiva do tanque do circuito, ω_m é o *offset* da frequência portadora e ω_{1/f^3} refere-se à frequência entre as zonas $1/f^3$ e $1/f^2$ do espectro de ruído (representados na figura 2.23).

A partir da figura 2.23, é possível observar um espectro de ruído de saída assintótico típico de um oscilador, que apresenta três diferentes zonas:

- A zona (1) mostra um patamar constante, que contém as frequências mais distantes da portadora, cujo ruído tem origem nas fontes de ruído branco do circuito (por exemplo, *buffers*), que estão ligadas ao oscilador;

- Na região (2), entre as frequências ω_1 and ω_2 , verifica-se um declive de -20 dB/década. Isto é originado na frequência de modulação do oscilador, por causa das suas fontes de ruído branco;
- A zona (3) do espectro está localizada entre as frequências ω_0 e ω_1 . Este é o sector mais próximo da frequência portadora e tem declive de -30 dB/década, devido ao ruído $1/f$ dos dispositivos ativos.

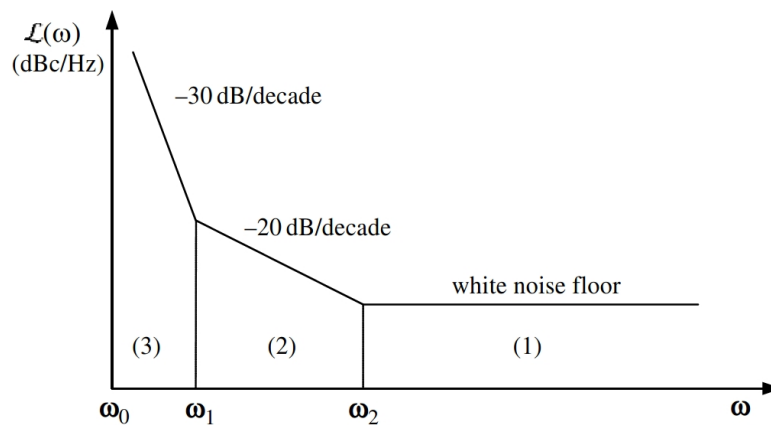


Figura 2.23: Espectro de ruído de saída assintótico típico de um oscilador [3].

Em [30] é apresentado um outro modelo para a realização da previsão do ruído de fase em osciladores, permitindo obter resultados precisos sem nenhum fator empírico ou não especificado.

2.4.5.2 Importância do Ruído de Fase em Comunicações Sem Fios

Como exemplo da importância do ruído de fase em sistemas de RF, é apresentado o caso de um recetor genérico na figura 2.24. Nele, o LO dá o sinal da portadora para a receção e para a transmissão do sinal. Caso a saída do LO contenha ruído de fase, a consequência é que ambos os sinais são corrompidos, levando a uma degradação da relação sinal ruído [16].

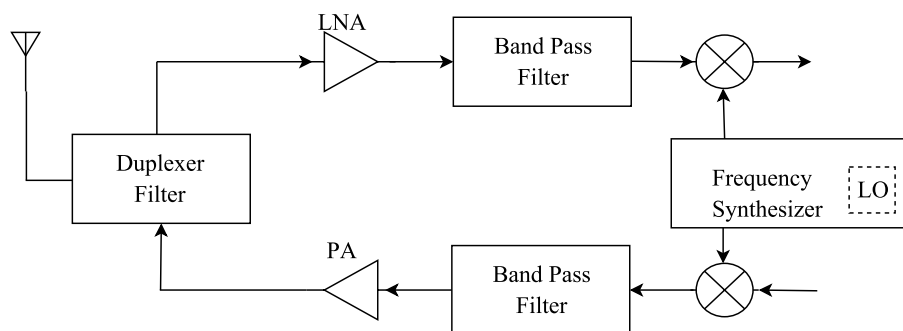


Figura 2.24: Recetor genérico. Adaptado de: [16].

O ruído de fase do LO propaga-se pelo espectro de potência em torno da frequência de oscilação desejada. A desvantagem deste fenómeno é a limitação da imunidade contra os sinais de interferência adjacentes. Tenha-se, como exemplo, que, durante o processo de transmissão de um sinal, espera-se fazer a *downconversion* para um canal específico, que está distanciado da frequência do oscilador. Verificando-se a existência de ruído de fase no oscilador, isto trará, como consequência, que o canal pretendido e, também, os canais próximos sofram uma *downconversion* para uma frequência intermédia, corrompendo o sinal desejado (figura 2.25). Este efeito é designado "*reciprocal mixing*".

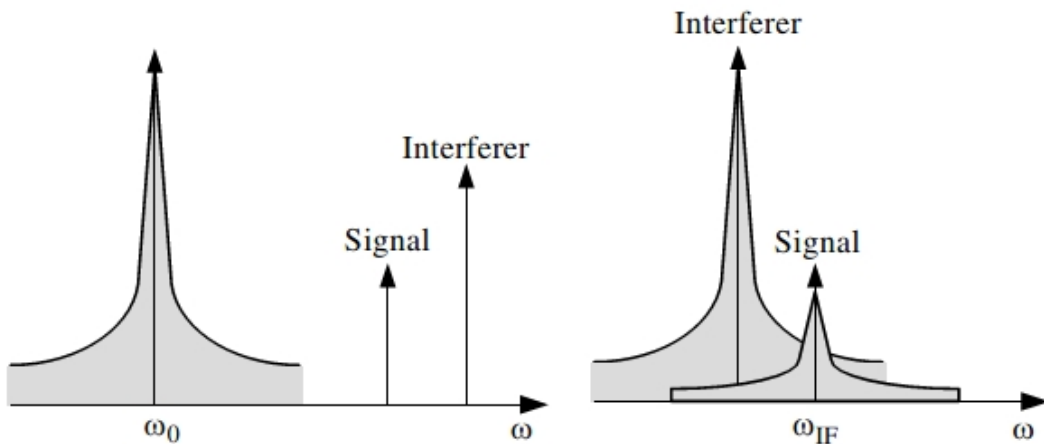


Figura 2.25: Efeito do ruído de fase no recetor e a transmissão indesejada [3].

No caso do processo de transmissão de um sinal, a existência de ruído de fase num transmissor forte pode corromper e sobrecarregar os canais próximos fracos, como está representado na figura 2.26. Por exemplo, caso um recetor detete um sinal fraco em ω_2 , será afetado por um sinal próximo do transmissor em ω_1 com ruído de fase significativo [3].

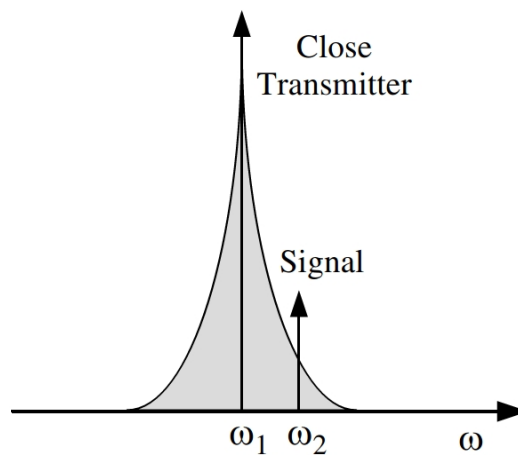


Figura 2.26: Efeito do ruído de fase no caminho do transmissor [3].

2.4.6 Topologias dos Osciladores

Os osciladores podem ser divididos entre dois principais grupos: osciladores quase lineares e não lineares. Os osciladores não lineares ou de relaxação são, geralmente, constituídos por circuitos RC ativos. Por outro lado, os osciladores LC são, habitualmente, osciladores quase-lineares.

2.4.6.1 Osciladores de Relaxação

Os osciladores de relaxação são a opção mais adequada para a utilização em circuitos integrados, por não terem bobines na sua constituição e como parte de *Phase-Locked Loop* (PLL), por exemplo. Contudo, por terem dispositivos ativos e passivos com ruído integrados na sua constituição, não são tipicamente utilizados para circuitos RF.

O modelo de alto nível de um exemplo de um oscilador de relaxação RC é apresentado na figura 2.27. O seu funcionamento é realizado através do carregamento e descarregamento (comutação) dos condensadores presentes na sua constituição entre os dois níveis de tensão limiaries. Este circuito é considerado um circuito de primeira ordem por, na sua constituição, apresentar apenas um elemento reativo.

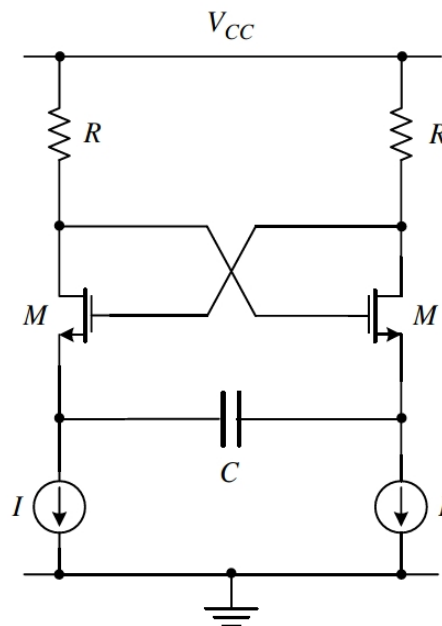


Figura 2.27: Oscilador de relaxação [3].

Por ser um oscilador não linear, a frequência de oscilação deste tipo de oscilador não pode ser obtida utilizando o critério de Barkhausen e é inversamente proporcional à capacidade.

Um oscilador RC de relaxação é constituído por um integrador e pelo *Schmitt-trigger*, sendo este último o bloco de memória estática. A figura 2.28 mostra o diagrama de blocos deste tipo de oscilador.

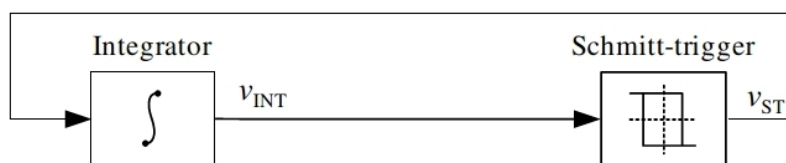


Figura 2.28: Diagrama de blocos de um oscilador de relaxação [3].

Na figura 2.29 são apresentadas as formas de onda dos componentes de um oscilador RC: a forma de onda quadrada pertence à saída do *Schmitt-trigger* e a forma de onda triangular corresponde à saída do integrador.

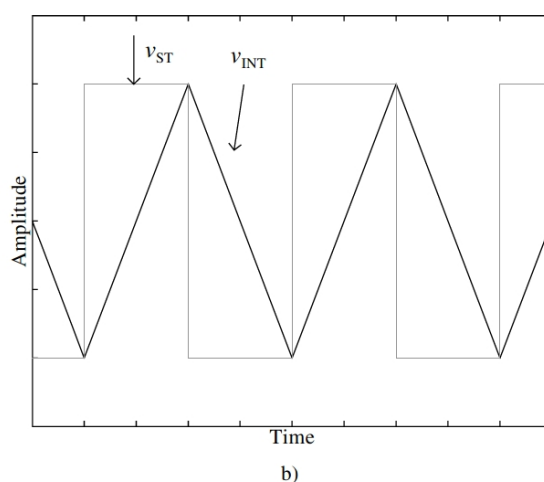


Figura 2.29: Formas de onda de um oscilador de relaxação [3].

O integrador do oscilador de relaxação pode ser implementado utilizando um condensador, cujo sinal de entrada é a sua corrente, designada por i_C e a saída é a sua tensão, ou seja, v_C . Desta forma, o sinal de entrada do *Schmitt-trigger* é v_C , sendo que o sinal de saída é i_C . Na figura 2.30 é apresentada a característica de transferência de um *Schmitt-trigger*.

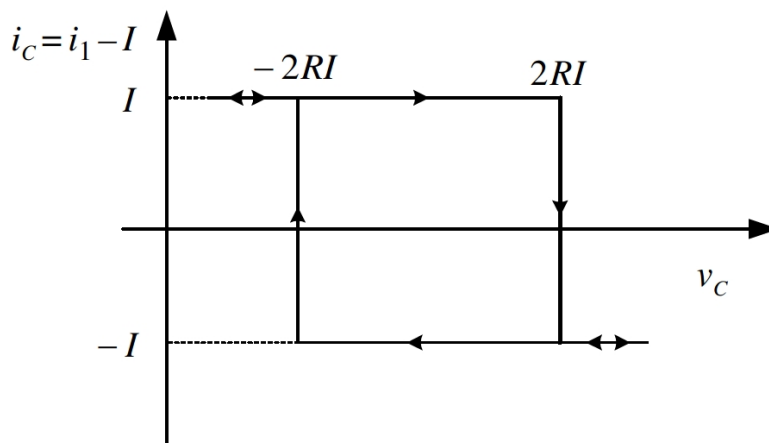


Figura 2.30: Característica de transferência do *Schmitt-trigger* [3].

Aquando o seu funcionamento, por trabalhar com frequências muito altas, as saídas são aproximadamente sinusoidais, tendo em conta que os parasitas do circuito filtram as harmônicas. A amplitude é dependente da corrente (I) e das resistências (R).

A frequência de oscilação de um oscilador de relaxação depende apenas dos condensadores (C) e das resistências, sendo expressa pela fórmula 2.25 [3].

$$f_0 = \frac{1}{8RC} \quad (2.25)$$

2.4.6.2 Osciladores LC

Os osciladores LC são osciladores quase lineares, pelo que tem que respeitar o critério de Barkhausen. Assim, a sua oscilação acontece para a frequência para a qual a amplitude do ganho da malha de realimentação é um e a fase vale zero. Este tipo de oscilador é capaz de gerar ondas periódicas sinusoidais. Na figura 2.31 está representado o modelo do oscilador LC, em que a sua função de transferência é $H(j\omega) = g_m$ e $\beta(j\omega)$ designa a impedância do circuito paralelo RLC.

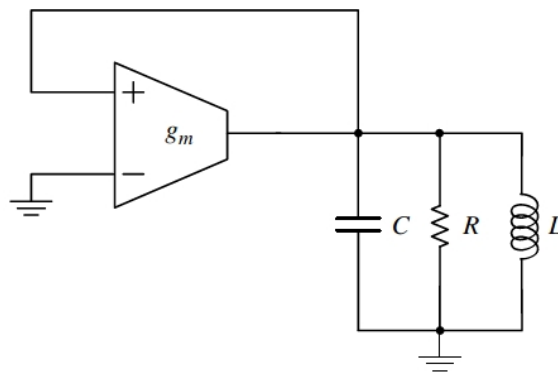


Figura 2.31: Modelo comportamental do oscilador LC [3].

A impedância $\beta(j\omega)$ é dada pela expressão 2.26.

$$\beta(j\omega) = \frac{R}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)Q}, \quad (2.26)$$

onde:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.27)$$

e

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.28)$$

Desta forma, é possível observar-se que a frequência depende apenas dos componentes L e C do circuito.

Na frequência ω_0 , as admitâncias da bobine e do condensador cancelam-se e o ganho é $H(\omega_0)\beta(\omega_0) = g_m R = 1$, onde g_m é a componente dos transístores. Assim, o circuito ativo tem uma resistência negativa, que compensa a resistência do circuito paralelo RLC. Desta relação, surge a expressão 2.29.

$$g_m R = 1 \Leftrightarrow g_m = 1/R \quad (2.29)$$

As condições descritas apenas se aplicam se o oscilador já se apresentar em funcionamento. Assim, esta condição é considerada necessária, mas não suficiente. Para que se dê o arranque do oscilador, o ganho da malha de realimentação deve ser superior a 1, ou seja, $g_m > 1/R$ e R corresponde à resistência dos componentes à saída do oscilador.

A figura 2.32 apresenta um oscilador LC típico, usado em transcetores de RF [3].

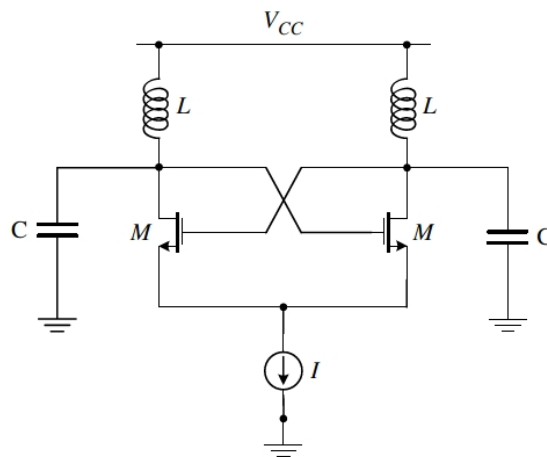


Figura 2.32: Oscilador LC CMOS [3].

Hoje em dia, os osciladores LC são amplamente utilizados devido ao bom desempenho de ruído de fase e, geralmente, têm um fator de qualidade alto. Contudo, têm a desvantagem de, por serem constituídos por componentes reativos, ocuparem uma grande área física. Para além disso, os recetores modernos exigem saídas em quadratura, que este tipo de oscilador, por si só, não é capaz de dar. Desta forma, a solução consiste em optar pela colocação de um oscilador adicional em quadratura, o que aumentará a área utilizada, para além de degradar a resposta de frequência, devido às capacidades parasitas adicionais [31].

2.4.6.3 Oscilador em Anel

O oscilador em anel é composto por um número ímpar de circuitos inversores, como células de atraso, que formam diversos andares do circuito, estando representado na figura 2.33. A saída de cada andar é a entrada do que se segue, sendo que o sinal que sai do último andar é usado para realimentar o circuito [32].

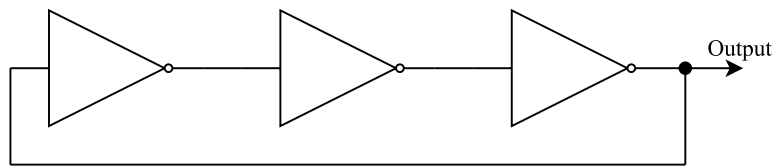


Figura 2.33: Oscilador em anel. Adaptado de: [33].

O circuito começa a oscilar a uma determinada frequência, que depende do número de andares do circuito (n) e do atraso dos inversores (τ). Portanto, a frequência de oscilação de um oscilador em anel é dada pela fórmula 2.30.

$$\omega_0 = \frac{1}{2n\tau} \quad (2.30)$$

Este tipo de osciladores são atrativos, por várias razões: podem ser facilmente usados em circuitos integrados, podem alcançar oscilações em baixas tensões, alcançam altas frequências de oscilação com baixa potência dissipada e podem dar saídas multifásicas, devido à sua estrutura básica [34].

2.4.7 Comparação entre Osciladores de Relaxação e Quase-lineares

Após análise dos osciladores e dos seus funcionamentos, é possível identificar as suas características. A tabela 2.1 mostra as suas diferenças.

Tabela 2.1: Comparação entre osciladores de relaxação e quase lineares.

| | Osciladores | |
|---------------------------------------|-------------------|------------------------|
| | Quase-linear | Relaxação |
| Frequências ideais de trabalho | Frequências altas | Frequências baixas |
| Forma de onda | Sinusoidal | Triangular ou quadrada |
| Ruído de fase | Baixo | Alto |
| Critério de Barkhausen | Aplicável | Não aplicável |
| Exemplo | LC | RC |

Como é possível observar pela tabela 2.1, em todos os campos existem diferenças entre os dois tipos de osciladores. Desta forma, a sua implementação depende das características pretendidas para a sua aplicação.

2.4.8 Relação entre Tipos de Osciladores e Ruído de Fase

Tal como mencionado anteriormente, os osciladores LC têm baixo ruído de fase comparativamente com os osciladores de relaxação. Por sua vez, sabe-se que estes últimos são conhecidos pelo seu fraco desempenho em termos de ruído de fase. Quanto aos osciladores em anel, este é composto por um número ímpar de circuitos inversores, que formam diversos andares do circuito. Desta forma, pode-se considerar que é um circuito RC e,

portanto, tem pior desempenho de ruído de fase comparativamente aos osciladores LC [35].

As tabelas 2.2 e 2.3 reúnem uma pesquisa de vários trabalhos recentes sobre osciladores LC e RC, estando os resultados representados nos gráficos 2.34 e 2.35. Neles, relaciona-se as suas frequências de trabalho aplicadas e os seus ruídos de fase, para cada tipo de oscilador.

Oscilador RC

Tabela 2.2: Dados de trabalhos recentes sobre osciladores RC.

| Ref. | f [GHz] | $L(\Delta f)$ [dBc/Hz] |
|------|-----------|------------------------|
| [36] | 0,97 | -117,00 @1 MHz |
| [37] | 11,50 | -100,30 @1 MHz |
| [38] | 0,10 | -118,00 @1 MHz |
| [39] | 2,50 | -105,00 @1 MHz |
| [25] | 6,30 | -97,00 @1 MHz |
| [40] | 2,50 | -95,40 @1 MHz |
| [41] | 1,20 | -118,80 @1 MHz |
| [42] | 0,76 | -111,40 @1 MHz |

A figura 2.34 apresenta, em gráfico, a relação obtida através dos dados da tabela 2.2.

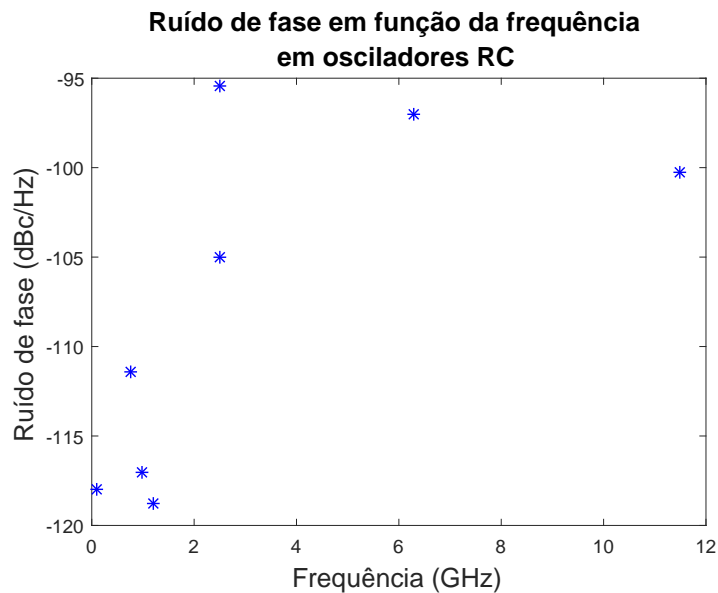


Figura 2.34: Ruído de fase em função da frequência em osciladores RC.

Oscilador LC

Tabela 2.3: Dados de trabalhos recentes sobre osciladores LC.

| Ref. | f [GHz] | $L(\Delta f)$ [dBc/Hz] |
|------|-----------|------------------------|
| [43] | 3,30 | -158,50 @1 MHz |
| [44] | 5,10 | -126,10 @1 MHz |
| [45] | 5,30 | -134,40 @1 MHz |
| [46] | 5,60 | -141,30 @1 MHz |
| [47] | 2,40 | -148,60 @1 MHz |
| [48] | 5,00 | -146,10 @1 MHz |

A figura 2.35 apresenta, em gráfico, a relação obtida através dos dados da tabela 2.3.

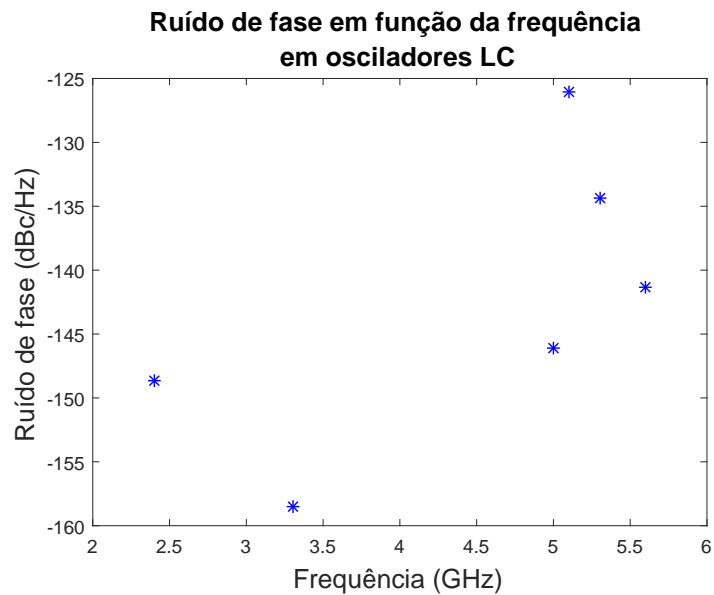


Figura 2.35: Ruído de fase em função da frequência em osciladores LC.

SISTEMA DE COMUNICAÇÃO OFDM

Um sistema de comunicação é composto por um recetor e por um transmissor de sinal. A figura 3.1 apresenta o diagrama típico de um sistema de comunicação básico. No seu funcionamento, o transmissor é responsável por adequar o sinal de uma mensagem gerada por uma fonte de transmissão para que se dê o seu envio. Seguidamente, o canal transporta o sinal para o recetor. Habitualmente, o recetor e o transmissor estão situados em locais diferentes e distantes.

Ao longo da passagem da informação pelo canal, o sinal pode sofrer algumas distorções, provocadas pelas imperfeições do canal, para além de, na saída do canal, ser sujeito ao ruído e às interferências produzidos por outras fontes. Desta forma, o sinal recebido corresponderá a uma versão corrompida do originado pela fonte de informação. Cabe ao recetor ser responsável por produzir uma estimativa do sinal original para o utilizador [1].

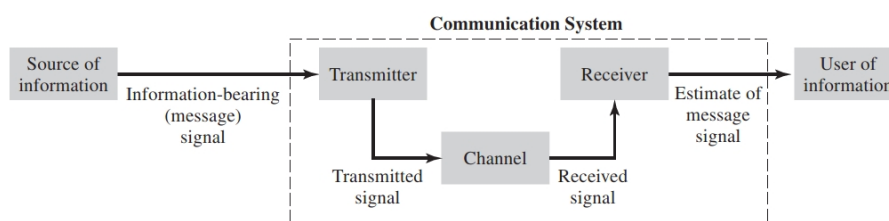


Figura 3.1: Sistema de comunicação RF [1].

O OFDM – cujo conceito foi primeiramente estudado na secção 2.1 – é um processo utilizado na transmissão e receção de sinais, realizando a modulação para sinais com multi-portadora [8]. Nele, a largura de banda é dividida em várias subportadoras de frequências estreitas [6]. Atualmente, é utilizado em várias aplicações, como WiFi (IEEE 802.11), que trabalha na gama de frequências entre 2.4 GHz e 5.2 GHz [49].

Primeiramente, será dado o foco principal às fases de processamento de sinal numa

transmissão e recepção OFDM em estudo, apresentando-se, também, alguns conceitos gerais que lhes estão associados.

Numa segunda fase, é apresentada a implementação de um sistema *full-duplex* OFDM, analisando, primeiramente, a distribuição do ruído de fase, através da relação entre o ruído de fase e o desvio-padrão da distribuição do ruído de fase. Posteriormente, são avaliados os valores dos desvios-padrões da distribuição do ruído de fase dos osciladores que têm impacto no sistema, através da sua relação com a taxa de bits errados (*Bit Error Rate* - BER).

3.1 Circuito de Transmissão em OFDM

A figura 3.2 apresenta o esquema do modelo de transmissão de sinais em OFDM.

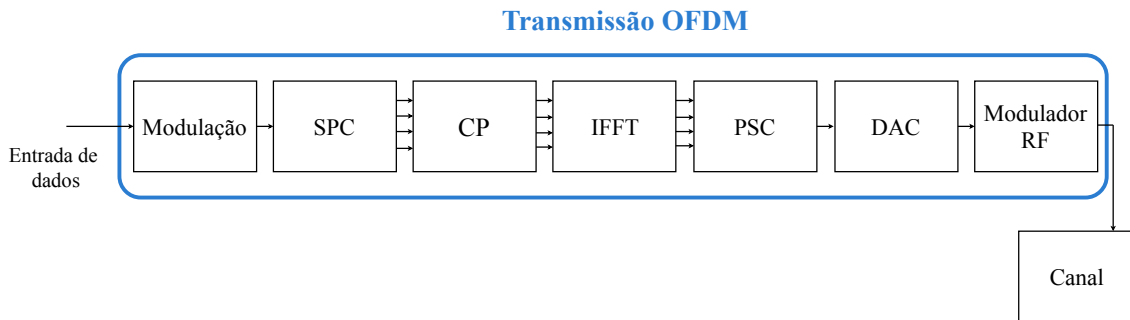


Figura 3.2: Circuito do transmissor de sinais RF.

No processo, os dados produzidos pela fonte de informação são gerados de forma aleatória e independentes entre si. Numa primeira fase, são modulados de acordo com o esquema de modulação em vigor, como, por exemplo, *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK), sendo que são seleccionados de uma determinada constelação. Posteriormente, passam por um conversor série-paralelo (SPC), onde a largura de banda disponível é dividida em N subportadoras, transmitindo fluxos de dados digitais em paralelo. No fim de cada "bloco" OFDM, é adicionado o Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix* - CP) e, de forma a manter a ortogonalidade entre cada uma, é-lhes aplicada a *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). De seguida, são sujeitos a um conversor paralelo-série (PSC) e, como a transmissão deve ser realizada como um sinal analógico, passam por conversor digital-analógico (DAC). Por fim, sofrem a ação de um modulador RF, para que o sinal em banda-base seja *upconverted* diretamente para frequência portadora RF, f_c . A frequência à saída do misturador é igual à frequência do oscilador local (*Local Oscillator* - LO). O sinal resultante é expresso pela equação 3.1.

$$x(t) = \alpha_1 \cos(\omega_c t) + j\alpha_2 \sin(\omega_c t), \quad (3.1)$$

em que α_1 e α_2 podem ter valores contidos no intervalo entre $-A_c$ e $+A_c$, como pode ser observado pela figura 3.3. Esta relação verifica-se, pois $\cos(\omega_c t)$ e $\sin(\omega_c t)$ são ortogonais

[16].

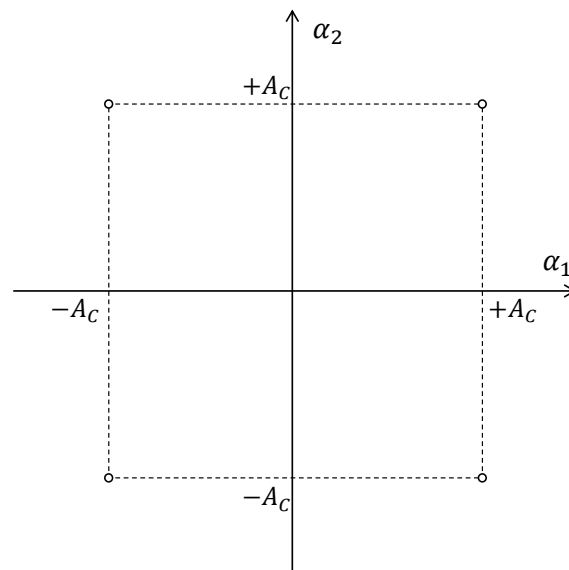


Figura 3.3: Constelação de um sinal na modulação em quadratura. Adaptado de: [16].

É, nesta fase, que é adicionado ruído com valor aleatório ao sinal IQ: ruído de fase do oscilador. Por fim, o sinal passa por um amplificador de potência (*Power Amplifier - PA*), cuja frequência corresponde à frequência portadora [3].

3.2 Circuito de Recepção em OFDM

A figura 3.4 mostra o esquema do modelo de recepção de sinais RF. Este processo é composto por uma sequência de técnicas inversas às adotadas na secção 3.1.

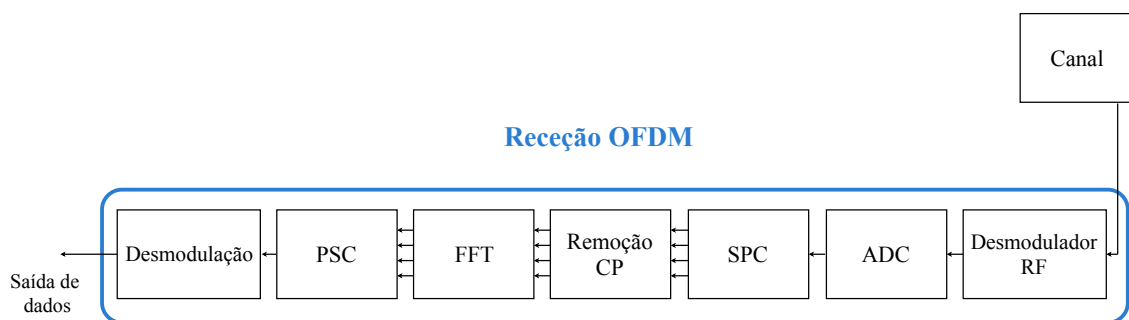


Figura 3.4: Circuito do recetor de sinais RF.

Após a sua recepção realizada por uma antena, o sinal é dividido em fase e em quadratura ao passar por um desmodulador RF, sofrendo uma *downconversion* para a frequência banda-base, por ação do conjunto misturador e oscilador e por um filtro passa-baixo, por exemplo, Filtro de Butterworth.

O *Low Noise Amplifier (LNA)* pode ser utilizado após a antena. Este componente consiste num amplificador de baixo ruído, cujo objetivo é amplificar sinais possivelmente

fracos recebidos pelas antenas e que precisam de serem tratados adequadamente. Este procedimento deve ser realizado tendo em conta que existe a necessidade de amplificar o sinal ao máximo, mas diminuindo o ruído através do ganho deste amplificador [50].

As subportadoras passam por um conversor série-paralelo (SPC), onde, tal como acontece no processo de transmissão, a largura de banda é dividida em N subportadoras paralelas. É-lhes aplicada a *Fast Fourier Transform* (FFT) e retirado o CP do fim de cada bloco "OFDM". Por fim, são sujeitos à ação de um conversor paralelo-série (PSC) e sofrem uma desmodulação, resultando no sinal final, semelhante ao originalmente enviado pelo transmissor.

3.3 Conceitos Gerais

O sistema de comunicação baseado em transmissão RF tem conceitos associados, que permitem o seu desenvolvimento e a sua posterior análise. São estes:

3.3.1 Taxa de Bits Errados

A qualidade das transmissão de informação é uma questão importante a ter em conta nos sistemas digitais. Se os dados forem transmitidos num meio que contenha ruído e se sofrerem a sua influência, isto pode comprometer a integridade do sistema. Consequentemente, a taxa de bits recebidos de forma errada e a capacidade do sistema são características a ter em conta numa transmissão [51].

A taxa de bits errados (*Bit Error Rate* - BER) consiste na taxa de erros que se verificam num fluxo de dados, ou seja, no número de vezes em que o *bit* recebido não corresponde ao *bit* transmitido, sendo de natureza aleatória [52]. Desta forma, o BER mede o desempenho total do sistema: no transmissor, no canal e no recetor.

A expressão que permite calcular o BER é dada pela razão entre o valor médio de *bits* errados recebidos (N_r) e o número total de *bits* transmitidos (N_t), ambos no mesmo espaço de tempo [53]:

$$BER = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \left(\frac{N_r}{N_t} \right). \quad (3.2)$$

O valor de BER em sistemas digitais varia dependendo da sua aplicação, por exemplo: para transmissão de dados em canais sem fios, o valor de BER varia entre 10^{-5} e 10^{-6} ; Para transmissão de vídeo, o BER costuma valer entre 10^{-7} e 10^{-12} , mas depende da qualidade desejada para a transmissão e do método de codificação; e, para dados financeiros, costuma-se obter um BER a valer 10^{-11} ou mais elevado [1].

3.3.2 Relação Sinal Ruído

De uma forma geral, o ruído aleatório num canal consiste em sinais indesejados que fazem com que a qualidade de transmissão de dados seja prejudicada. Este pode provir

de fontes que podem ser internas (por exemplo, a existência de ruído térmico, de natureza aleatória, presente devido ao movimento das moléculas do sistema) ou externas (como por exemplo, gerado por interferência devido a sinais transmitidos pertencentes a outros utilizadores) ao sistema de comunicação.

A relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) permite avaliar a qualidade do sinal. Este é calculado pela relação entre a potência do sinal (S) e a potência do ruído (N). Desta forma, é dado pela seguinte expressão matemática 3.3.

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right). \quad (3.3)$$

Apesar de ser adimensional, por norma, o SNR é expresso em decibéis (dBs).

Para sistemas digitais, o SNR é dado pela razão entre a energia modulada por *bit* de informação (E_b) e a densidade espectral de ruído (N_0), tal como representado na fórmula 3.4.

$$SNR = \frac{E_b}{N_0}. \quad (3.4)$$

O BER depende do SNR, embora, tipicamente, essa relação não se verifique de forma linear. A existência de ruído ao longo do sistema pode fazer com que o sinal seja corrompido, fazendo que, como consequência, na fase da amostragem no recetor, a informação seja detetada de forma errada [1].

3.3.3 Modulação de Fase para Sinais Digitais

Os sinais digitais são constituídos por informação binária, denominada *bits*, sob a forma discreta [54]. Nos sistemas de transmissão digital, estes podem ser enviados de duas formas:

- Isoladamente, em que se dá o envio de um símbolo por cada bit. Este processo é designado por transmissão binária;
- Agrupados em palavras binárias, sendo que se dá o envio de um símbolo por cada palavra. Este processo é designado por transmissão multi-nível.

Na transmissão binária, os *bits* são enviados sequencialmente, sendo que podem ser representados por dois símbolos: 0, pela ausência de sinal, ou 1, caso contrário. O nome *Shift Keying* advém dessa possibilidade de só poder alternar entre os dois valores. No caso da transmissão multi-nível, são enviados N símbolos de forma a representar N palavras. O envio é realizado de forma sequencial e N é dado por:

$$N = 2^{\text{número de bits por palavra}}. \quad (3.5)$$

Tenha-se em conta um exemplo prático: no caso de se pretender realizar a transmissão de uma sequência de palavras binárias com quatro *bits* de comprimento, precisa-se de $N = 2^4 = 16$ símbolos.

A modulação consiste na operação de alteração de um parâmetro da onda portadora de um sinal, de forma a originar um sinal adequado para a transmissão, apropriando-o também às características do canal [55]. No caso da modulação digital, também designada por modulação discreta ou codificada, esta consiste na transmissão da banda passante, ou seja, na alteração de um sinal numa determinada banda de frequências para uma banda de frequências portadora [54]. Isto é possível de ser realizado sem existir uma modificação da quantidade de informação do sinal. No recetor, pode ser realizada uma nova deslocação do sinal, de forma a tê-lo novamente em banda base, existindo uma desmodulação. O sinal resultante é designado por sinal modulado ou onda modulada [4].

Para que seja realizada a transmissão de informação, é essencial que os valores das frequências utilizadas na modulação estejam inseridos na gama das frequências que podem ser propagados no meio de transmissão em causa.

A exigência da utilização de circuitos cada vez precisos para uma transmissão provém do seu aumento do ritmo binário, o que faz com que o tempo de símbolo seja menor e, assim, se torne mais difícil que o recetor decida que informação está a receber.

Uma das principais técnicas de modulação digital é designada por *Phase Shift Keying* (PSK) e consiste na modulação de fase, existindo uma mudança na fase do sinal.

No PSK, a onda modulada pode não apresentar qualquer atraso, ou seja, 0° , ou ser deslocada em 180° em cada tempo do símbolo. Desta forma, como exemplo, os símbolos binários 0 e 1 podem representar as fases da portadora em 0° e -180° , por exemplo. A figura 3.5 mostra a forma de onda do sinal modulado em PSK com a sequência binária 0011011001. A alteração de símbolos binários entre 0 e 1 é representada pelos saltos de fase [56].

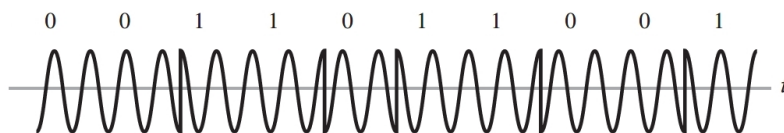


Figura 3.5: Sinal modulado em PSK. Adaptado de: [1].

3.3.3.1 Modulação de Fase em Quadratura

O processo *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) é um caso do PSK, apresentando quatro atrasos do sinal para transmitir dois *bits* de informação, cujos pontos estão em quadratura, sendo utilizada uma implementação IQ. O sinal modulado por QPSK pode ser descrito pela expressão 3.6.

$$s(t) = A_c m_I(t) \cos(2\pi f_c t) - A_c m_Q(t) j \sin(2\pi f_c t), \quad (3.6)$$

sendo $m_I(t)$ a componente em fase e $m_Q(t)$ em quadratura [16] [7] [17]. Neste tipo de modulação, a subportadora é transmitida numa das possíveis quatro fases: 45° , 135° ,

225° e 315° [4]. Na figura 3.6 é possível observar o diagrama de constelação com os pontos supraditos.

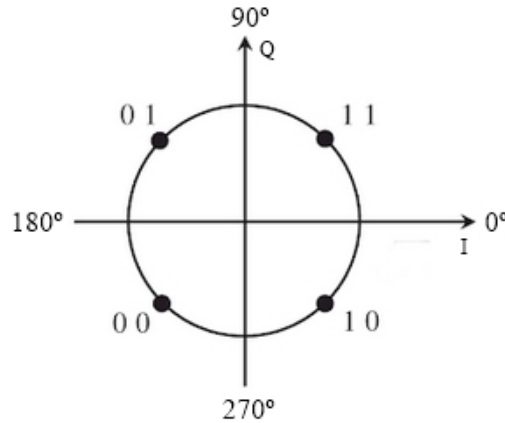


Figura 3.6: Diagrama de constelação QPSK ideal. Adaptado de: [4] [57].

No QPSK, a informação é sempre enviada em pares de *bits*: por exemplo, 00, 01, 10 ou 11. Assim, a velocidade de transmissão é reduzida para metade [58]. A situação ideal surge quando as fases estão distanciadas 90° entre si, como apresentado na figura 3.6 [59].

A vantagem do QPSK é o facto de tirar partido da largura de banda do canal de forma eficiente [4].

3.3.3.2 Modulação de Fase com M-símbolos

O *M-ary Phase Shift Keying* (M-PSK) é um tipo de modulação PSK, em que a sua constelação pode conter 2^m pontos. Na figura 3.7 está representado o caso de 8-PSK [60].

O QPSK, analisado anteriormente, é um caso particular e o mais popular deste tipo de modulação, onde a constelação é constituída por quatro pontos [57].

Na modulação M-PSK, cada símbolo agrupa um conjunto de $\log_2 m$ *bits* [59]. Tal como no caso de QPSK, tendo uma implementação IQ, cada sinal modulado por M-PSK é dado pela expressão 3.6.

Dados os tempos de símbolo T_s dos pontos modulados, a transmissão de dados R em *bits* por segundo, denominado *bit rate*, é expresso por 3.7 [61].

$$R = \frac{m}{T_s} = \frac{\log_2 M}{T_s}. \quad (3.7)$$

Quanto maior o número m da constelação da modulação utilizada, menor a probabilidade da correta deteção da transmissão de símbolos e *bits* corretos, pois situam-se mais próximos entre si. A largura de banda do sinal é independente desta relação, não sendo afetada [62] [63].

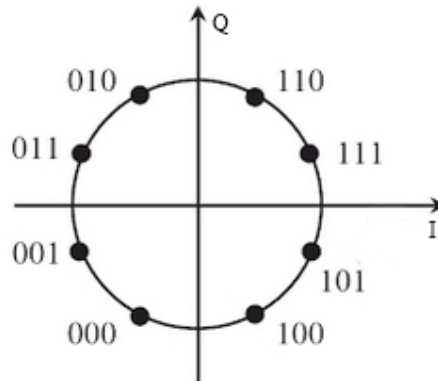


Figura 3.7: Diagrama de constelação 8-PSK [57].

3.4 Análise e Implementação do Sistema de Comunicação OFDM

3.4.1 Análise da Relação entre o Ruído de Fase e o Fator de Qualidade

Conforme apresentado na secção 2.4, o fator de qualidade (Q) está relacionado com o ruído de fase de um oscilador, apresentando uma relação inversamente proporcional, ou seja, quanto maior o seu valor, menor o ruído de fase.

De acordo com [64], o ruído de fase pode ser obtido através da expressão 3.8:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left[\frac{2kT}{P_{sig}} \cdot \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right], \quad (3.8)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($k = 1,38064852 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$), T é a temperatura, P_{sig} refere-se à potência do sinal, ω_0 é a frequência de oscilação e $\Delta\omega$ designa a frequência de *offset*.

Nesta secção, pretende-se realizar um estudo sobre a relação existente entre o ruído de fase de um oscilador e o fator de qualidade, a partir da aplicação da expressão 3.8. Para tal, foram admitidos os valores que são apresentados na tabela 3.1.

3.4. ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO OFDM

Tabela 3.1: Parâmetros de configuração considerados para o estudo da relação de ruído de fase e fator de qualidade de um oscilador.

| Parâmetros considerados | Valores | | | | |
|--------------------------|------------------------|-----|---|---|----|
| k ($J \cdot K^{-1}$) | $1,38 \times 10^{-23}$ | | | | |
| T ($^{\circ}K$) | 300 | | | | |
| P_{sig} (W) | 1 | | | | |
| $\Delta\omega$ (MHz) | 1 | | | | |
| ω_0 (GHz) | 1 | 2 | 4 | 8 | |
| Q | 0,1 | 0,5 | 1 | 5 | 10 |

Aplicando os valores de parâmetros admitidos da tabela 3.1 na expressão 3.8, foi possível obter os valores de ruído de fase para cada caso em estudo. Na tabela 3.2, é possível verificar os resultados obtidos.

Tabela 3.2: Dados de ruído de fase resultante da relação entre o fator de qualidade e a frequência de um oscilador.

| ω_0 (GHz) | Q | | | | |
|------------------|---------|---------|---------|---------|---------|
| | 0,1 | 0,5 | 1 | 5 | 10 |
| 1 | -126,84 | -140,82 | -146,84 | -160,82 | -166,84 |
| 2 | -120,82 | -134,80 | -140,82 | -154,80 | -160,82 |
| 4 | -114,80 | -128,78 | -134,80 | -148,78 | -154,80 |
| 8 | -108,78 | -122,76 | -128,78 | -142,76 | -148,78 |

A partir dos dados da tabela 3.2, foi possível construir o gráfico da figura 3.8. Observando os resultados obtidos, é possível verificar que existe uma relação inversamente proporcional entre o ruído de fase e o fator de qualidade, que vai ao encontro do que era teoricamente expectável: o ruído de fase diminui com o aumento do fator de qualidade.

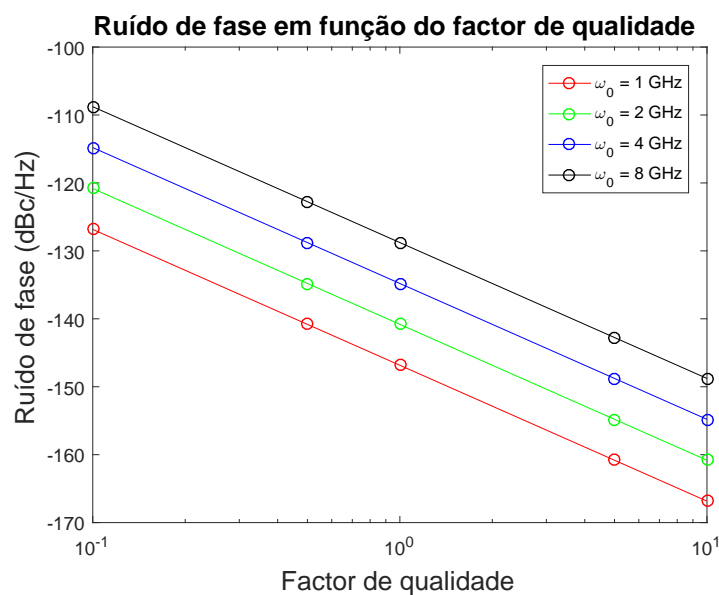


Figura 3.8: Ruído de fase em função do fator de qualidade.

3.4.2 Implementação do Sistema de Comunicação OFDM

Nesta secção tem-se o objetivo de analisar os valores de BER – taxa de erros que se verificam numa transmissão de dados – de um sistema, aquando sujeito à existência dos diferentes e aleatórios ruídos de fase existentes nos osciladores de transmissão e receção de um sistema OFDM. Assim, pretende-se observar que valores de ruído de fase provocam a variação do valor de BER.

Tal como visto na secção 2.4, segundo a equação de Leeson-Cutlery, o espectro de ruído de fase de um oscilador é descrito pelo gráfico apresentado na figura 2.23.

Nesta secção, será analisada a zona representada a (2), em que apresenta um declive de -20 dB/década causado pelas fontes de ruído branco do oscilador.

3.4.2.1 Análise do Desvio-padrão da Distribuição do Ruído de Fase em Função do Ruído de Fase

Para a realização do estudo, começou-se por analisar a distribuição do sinal na existência de ruído de fase.

Um sinal genérico em banda-base convertido para uma frequência ω_c pode ser representado pela expressão matemática 3.9 [65].

$$x_{up}(t) = x(t) e^{j[\omega_c t + \phi(t)]}, \quad (3.9)$$

onde $\phi(t)$ refere-se ao ruído de fase. Analisando a expressão 3.9, é possível obter-se o ruído de fase. De forma a isolar esta variável em estudo, foi desenvolvido o modelo através do *software* SIMULINK, que pode ser observado na figura 3.9.

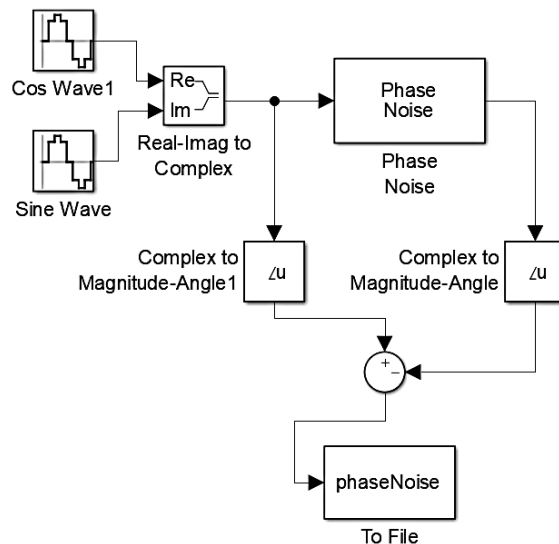


Figura 3.9: Modelo desenvolvido através do *software* SIMULINK para análise da distribuição do sinal.

Com o objetivo de se compreender se o ruído de fase era um sinal gaussiano descrito por uma distribuição normal $X \sim N(\mu, \sigma^2)$, em que μ é a média e σ^2 refere-se à sua

variância (sendo σ o seu desvio-padrão), começou-se por realizar a análise da relação entre o desvio-padrão da sua distribuição face à variação de ruído de fase. Assim, numa primeira etapa, geraram-se resultados em que o ruído de fase toma valores a variarem de 10 dBc/Hz, ou seja, -100 dBc/Hz, -110 dBc/Hz, -120 dBc/Hz, -130 dBc/Hz e -140 dBc/Hz, com frequência de 1 GHz. O gráfico obtido pode ser observado na figura 3.10.

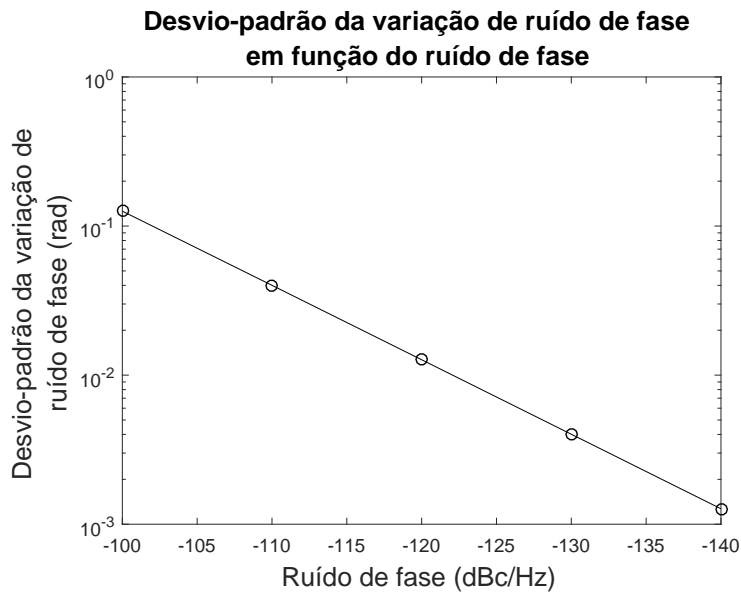


Figura 3.10: Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com frequência de 1 GHz.

Foi ainda verificada a relação do desvio-padrão face ao ruído de fase supramencionado, contudo, com frequência a variar com valores em potência de 2, ou seja, com valores de 1 GHz, 2 GHz, 4 GHz e 8 GHz. A partir destes dados, gerou-se o gráfico representado na figura 3.11.

Por último, procedeu-se à repetição do mesmo teste, mas variando os valores da frequência em potência de 10, ou seja, 0,1 GHz, 1 GHz e 10 GHz. Para melhor visualização desta relação, construiu-se o gráfico que pode ser analisado na figura 3.12.

É possível observar que, apesar de se fazer variar a frequência, as figura 3.11 e 3.12 apresentam o mesmo resultado (tal como na figura 3.10), fazendo com que as retas geradas fiquem sobrepostas entre si.

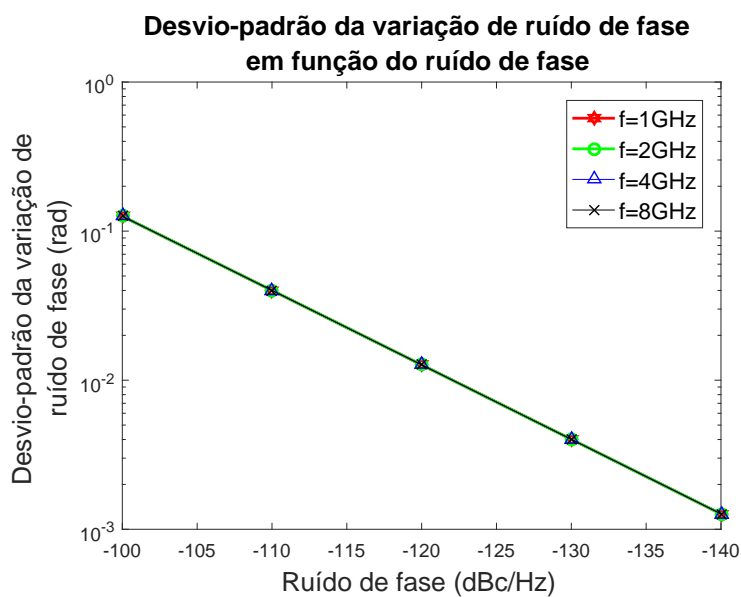


Figura 3.11: Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com as frequências de 1 GHz, 2 GHz, 3 GHz, 4 GHz e 8 GHz.

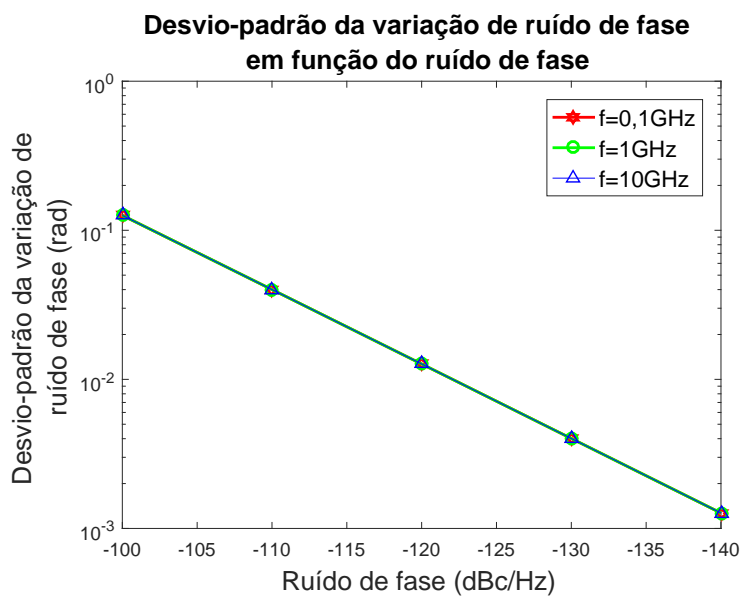


Figura 3.12: Desvio-padrão da distribuição do ruído de fase em função do ruído de fase com as frequências de 0,1 GHz, 1 GHz e 10 GHz.

Analisando os gráficos das figuras 3.10, 3.12 e 3.11, é possível considerar que vão de encontro ao esperado teoricamente, quando comparados com a zona (2) do gráfico apresentado na figura 2.23.

3.4.2.2 Estudo da Variação de BER em Função do Ruído de Fase

De seguida, procedeu-se à implementação e análise de resultados de um sistema sem fios OFDM, descrito detalhadamente no capítulo 3, tendo em conta que, como verificado, o ruído de fase tem distribuição normal. A estrutura do código utilizado para a implementação pode ser observada no apêndice A.

Dada a robustez da técnica, o estudo da variação de BER em função do ruído de fase do oscilador foi realizado tendo em conta duas abordagens:

- Aumento de pontos na constelação da modulação M-PSK;
- Aumento do ritmo de transmissão dos *bits*.

O código utilizado para a concretização desta implementação foi desenvolvido através do *software* MATLAB R2016a.

Para o processo OFDM implementado, foram admitidos os valores para os parâmetros que podem ser analisados na tabela 3.3, obtidos de forma empírica. Ncarriers designa o número de subportadoras utilizadas, T_max é o tempo de transmissão dos blocos OFDM, t_sim é o número de vezes em que o processo foi realizado em cada simulação, *f_{up}* é a frequência de RF, *f* é a frequência em banda-base, samp_time é tempo de símbolo, sigma_PN é o valor de desvio-padrão da distribuição do ruído de fase e M refere-se ao tipo de constelação QPSK.

Tabela 3.3: Parâmetros de configuração considerados para a simulação do sistema OFDM

| Parâmetros | Valores considerados | | | | |
|-----------------------------|----------------------|-------|------|-----|------|
| Ncarriers | 4 | | | | |
| T_max (μ s) | 16 | | | | |
| t_sim (s) | 2×10^5 | | | | |
| <i>f_{up}</i> (GHz) | 1 | | | | |
| <i>f</i> (MHz) | 1 | 10 | | | |
| samp_time (μ s) | 0,1 | 1 | | | |
| sigma_PN (rad) | 0 | 0,004 | 0,04 | | |
| M | 64 | 128 | 256 | 516 | 1024 |

Para cada simulação executada, variaram-se, portanto, os valores de samp_time, sigma_PN e M. Os valores de sigma_PN foram escolhidos através de consulta de literatura, com o objetivo de tornar a análise e a implementação mais realista. Assim, considerou-se que tomaria os seguintes valores:

- sigma_PN = 0 rad (sem ruído de fase);

- $\sigma_{PN} = 0,004$ rad (-120 dBc/Hz @ 1GHz);
- $\sigma_{PN} = 0,04$ rad (-100 dBc/Hz @ 1GHz).

Desta forma, tem-se um valor alto e um valor baixo, de forma a simular osciladores RC.

Para a concretização da simulação do sistema de comunicação sem fios OFDM, foi desenvolvido o processo analisado no início deste capítulo. Considerou-se que, durante a sua transmissão, o sinal passa por um canal AGWN com variância 0,25, onde sofre a atuação de um filtro. Na fase de receção, optou-se pela aplicação de um filtro de Butterworth de 6ª ordem como filtro passa-baixo.

O processo mencionado é repetido 2×10^5 vezes em cada simulação, de forma a obter-se a melhor média estimada de BER produzido no sistema, em cada um dos casos estudados. Este valor foi escolhido de forma empírica, após alguns testes, por proporcionar resultados mais estáveis e, conseqüentemente, fidedignos.

Realizados os testes, os valores obtidos nas simulações podem ser consultados na tabela 3.4.

Tabela 3.4: Dados de BER de um sistema OFDM com e sem a existência de ruído de fase.

| samp_time (μ s) | sigma_PN (rad) | BER | | | | |
|----------------------|----------------|--------|---------|---------|---------|----------|
| | | M = 64 | M = 128 | M = 256 | M = 512 | M = 1024 |
| 0,1 | 0 | 0,0224 | 0,0224 | 0,0224 | 0,0224 | 0,5455 |
| | 0,004 | 0,0224 | 0,0224 | 0,0224 | 0,0224 | 0,5402 |
| | 0,04 | 0,0224 | 0,0224 | 0,0368 | 0,2595 | 0,5766 |
| 1 | 0 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0234 | 0,0834 |
| | 0,004 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0231 | 0,0616 |
| | 0,04 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0229 | 0,0232 | 0,0717 |

Com o objetivo de verificar a relação entre o BER e o ritmo de transmissão, este foi calculado a partir da fórmula 3.7. Assim, tendo os dados da tabela 3.4, foi possível construir-se o gráfico que pode ser observado na figura 3.13. A partir destes elementos, foi possível concluir que o sistema OFDM sofre variação de BER conforme o seu tipo de constelação de modulação e o desvio-padrão da distribuição do ruído de fase associados.

No caso em que modulação do sistema é realizada com 64-PSK ou 128-PSK, verifica-se que o ruído de fase não provoca qualquer variação no canal, apresentando um comportamento estático, fazendo com que os valores de BER obtidos nas simulações estejam relacionados com o ruído associado ao transmissor, ao canal e ao recetor. Nestas situações, é ainda possível observar que o BER é maior aquando a utilização de tempo de símbolo de 1μ s do que de $0,1 \mu$ s. O mesmo se verifica no caso de 256-QPSK, com a exceção de, quando o tempo de símbolo é 1μ s, o desvio-padrão da distribuição do ruído de fase provoca variação de BER quando vale 0,04 rad, aumentando de 2,24% ($\sigma_{PN} = 0,004$ rad) para 3,68% ($\sigma_{PN} = 0,04$ rad).

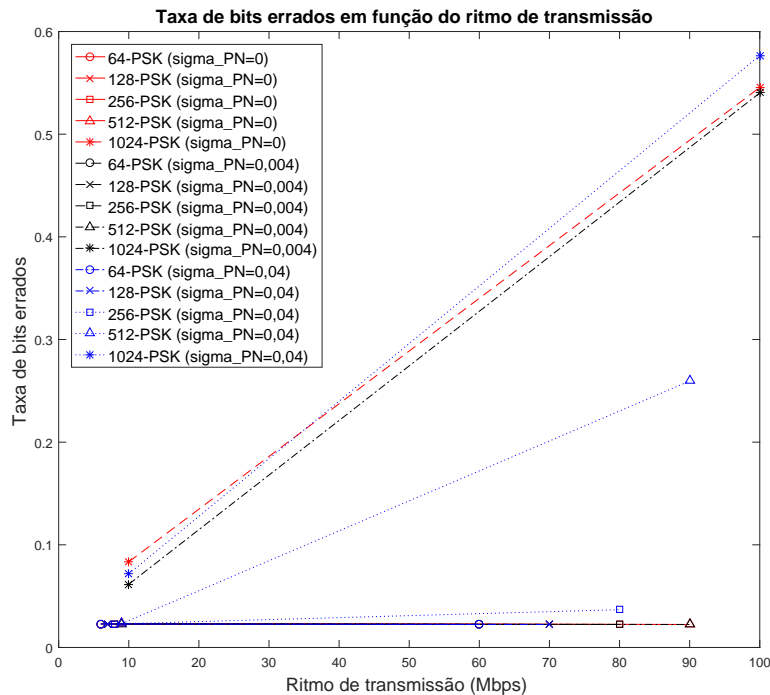


Figura 3.13: Ritmo de transmissão em função de BER.

O comportamento do sistema com a presença de modulação 512-PSK é muito semelhante ao de 256-PSK, contudo constata-se que, quando o tempo de símbolo vale $0,1 \mu\text{s}$, a variação de desvio-padrão da distribuição do ruído de fase é mais acentuada, tendo um aumento de 2,24% ($\text{sigma_PN} = 0,004 \text{ rad}$) para 25,95% ($\text{sigma_PN} = 0,04 \text{ rad}$).

Os valores de BER obtidos tornam-se mais expressivos aquando a utilização de modulação 1024-PSK, verificando-se que são mais elevados e que não apresentam a mesma dinâmica de comportamento como nos anteriores casos, mesmo quando o valor de desvio-padrão da distribuição do ruído de fase é baixo. Isto deve-se ao facto de os dados serem obtidos considerando que as amostras de ruído são totalmente independentes entre si, não existindo correlação entre elas.

Perante estes fatos, é possível mencionar que os sistemas OFDM com 64-PSK e 128-PSK são opções que permitem uma maior fiabilidade na receção e transmissão de dados, por se verificar a existência de menor BER, isto é, uma maior taxa de sucesso na transmissão e receção da informação.

A partir dos dados, é ainda possível verificar que o BER aumenta com a diminuição de tempo de símbolo e com o aumento do tipo de constelação M-PSK em vigor.

3.4.3 Análise e Discussão de Resultados

O foco principal do presente capítulo consistia em avaliar a influência do ruído de fase dos osciladores nos sistemas sem fios OFDM. Como a técnica tem forte robustez, variaram-se

dois parâmetros do sistema: aumento de pontos na constelação da modulação M-PSK e do ritmo de transmissão dos *bits*.

Analisando os valores de BER obtidos, foi possível observar que se começou a verificar variação de BER do sistema provocada pelo ruído de fase a partir do uso de modulação M-PSK com 256 pontos. Neste caso e com 512-PSK, a variação surgiu quando se aplicou desvio-padrão de distribuição do ruído de fase de 0,04 rad e tempo de símbolo de 0,1 μ s.

A simulação com a utilização de modulação 1024-PSK apresentou valores de BER elevados para todos os parâmetros analisados, inclusive quando os valores de desvios-padrões eram baixos. Tal deve-se ao facto de os dados serem obtidos considerando que as amostras de ruído são totalmente independentes entre si.

OSCILADOR EM ANEL PROPOSTO

Os osciladores têm assumido um papel de elevada relevância nos circuitos dos sistemas de comunicação baseados na transmissão de radiofrequência (RF), sendo que a qualidade do processo em execução pode ser afetada pela atuação destes componente eletrônico [66], [67]. Podem ser constituintes de moduladores (no caso do sistema transmissor) e de desmoduladores (integrantes dos recetores), tal como analisado no capítulo 3 [67]. As suas funções consistem na realização da conversão de frequência e da seleção de canal para o sinal [34].

Um dos grandes requisitos dos osciladores é a sua precisão em quadratura. Para além desta particularidade, também é bastante necessária a estabilidade na frequência e na fase. Estas propriedades são bastante importantes, uma vez que proporcionam a não existência de desvios entre os sinais, evitando, desta forma, a possibilidade de existir acoplamento e, consequentemente, existindo redução da relação sinal ruído (Signal to Noise Ratio - SNR) [3].

Enquanto que o sinal de um oscilador ideal consiste num sinal periódico perfeito, tal não corresponde à realidade quando implementado em sistemas físicos, onde sofre influência de ruídos indesejados. Como resultado, os sinais gerados não conferem uma periodicidade perfeita, considerando-se que o sistema tem ruído e que os osciladores são peculiares na sua resposta a estas inferências [34].

O presente capítulo visa dar enfoque ao oscilador em estudo nesta dissertação: o oscilador em anel com inversores CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Desta forma, é apresentada a sua constituição e o funcionamento. Como parte deste componente, é ainda analisada a topologia e as características de um inversor CMOS. Seguidamente, aborda-se o ruído de fase no caso dos osciladores em anel.

Na segunda parte deste capítulo, é, matematicamente, realizado o estudo sobre as dimensões necessárias para os transístores NMOS e PMOS integrantes do inversor CMOS

utilizados durante o desenvolvimento do projeto. Por fim, são analisadas as características dos osciladores com a frequência de oscilação de 1 GHz e com os valores de ruído de fase em estudo.

4.1 Osciladores em Anel

O oscilador em anel é um tipo de oscilador, cujo circuito eletrônico é constituído por uma combinação de N (sendo N referente a um número ímpar) inversores colocados em cascata, em que a saída do último inversor é realimentada para a entrada do primeiro. A utilização de inversores em número ímpar serve para garantir que, seja qual for a sua situação inicial, o circuito tende para um regime oscilatório (o nível lógico inicial na entrada do primeiro inversor é contrariado durante a propagação do sinal até à saída do último inversor) [67]. Cada um dos inversores provoca um atraso do sinal.

Na figura 4.1 é possível observar o esquema de um oscilador em anel, apresentando três inversores na sua constituição.

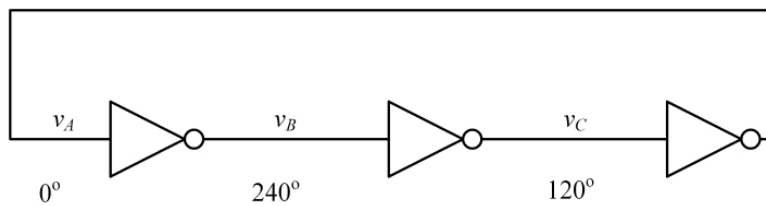


Figura 4.1: Oscilador em anel constituído por três inversores [68].

A frequência de oscilação de um oscilador em anel depende do atraso de propagação τ_d por inversor e do número de inversores utilizados na sua constituição. Para que atinja a oscilação, o anel deve alcançar uma mudança de fase de 2π e ter ganho de tensão unitária na frequência de oscilação. Assim, no caso de oscilador com N inversores, cada um fornece uma mudança de fase de π/N . A frequência de oscilação é dada pela expressão 4.1 [34].

$$f_0 = \frac{1}{2N\tau_d} \quad (4.1)$$

A figura 4.2 apresenta a diferença de fases de sinal em cada uma das saídas dos inversores representados no caso da figura 4.1.

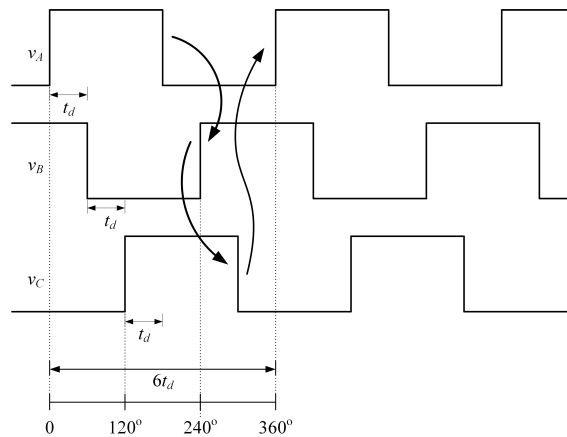


Figura 4.2: Oscilador em anel com quatro fases com inversores diferenciais [68].

No caso apresentado na figura 4.1, o oscilador funciona num ponto de operação estático, fazendo com que não produza oscilação. A melhor solução para a sua criação surge utilizando inversores diferenciais, sendo necessário trocar as saídas do último inversor antes de realimentar o circuito, como é demonstrado na figura 4.3.

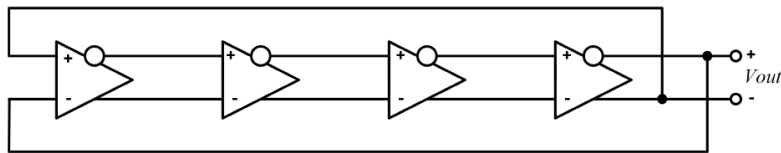


Figura 4.3: Sinais de saída num oscilador em anel com quatro fases [68].

A principal vantagem dos osciladores em anel é o facto de não terem nenhuma bobine na sua constituição. Para além disso, permitem obter sinais com diferentes fases [68].

4.1.1 Inversores

Para a realização do estudo no presente trabalho será adotado o tipo de inversor CMOS. Este consiste num circuito simples, constituído por dois transístores: um PMOS e um NMOS, tal como pode ser observado na figura 4.4.

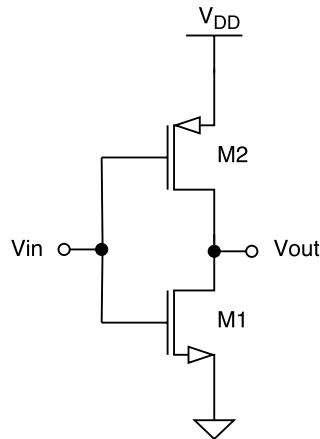


Figura 4.4: Topologia do inversor CMOS. Adaptado de: [69].

4.1.1.1 Dinâmica de Funcionamento

No caso do inversor CMOS, os transístores utilizados desempenham o papel de interruptores, fazendo com que o valor da saída varie entre V_{DD} e *ground*, como pode ser observado na figura 4.5.

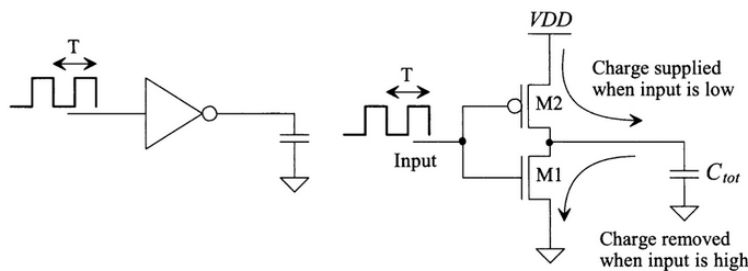


Figura 4.5: Dinâmica de funcionamento de um inversor CMOS [70].

Os transístores atuam em três possíveis modos: em saturação, linear e ao corte. Neste caso, a entrada comuta de *Low* ($V_{in} = 0V$) para *High* ($V_{in} = V_{DD}$).

Quando o sinal de entrada V_{in} vale V_{DD} , o transístor NMOS está em condução ($V_{GS} = V_{DD}$) e o transístor PMOS fica ao corte ($V_{GS} = 0V$). Desta forma, gera-se uma ligação entre a saída e o *ground* e a saída do circuito apresenta um valor de 0 V.

No caso em que V_{in} vale 0 V, o transístor PMOS está em condução ($V_{GS} = -V_{DD}$) e o transístor NMOS está ao corte ($V_{GS} = 0V$). Desta forma, verifica-se a existência de uma ligação entre a alimentação positiva e a saída do inversor, fazendo com que a saída apresente um valor igual a V_{DD} [69].

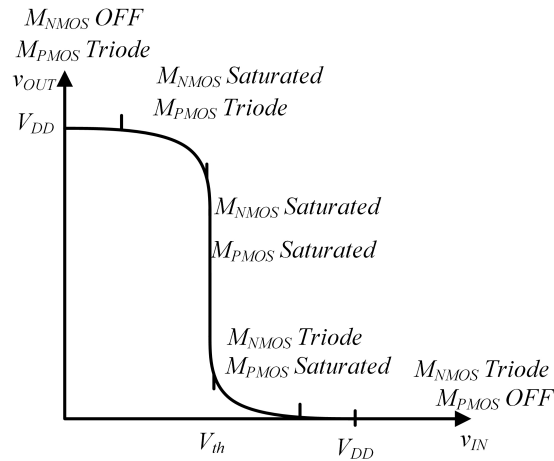


Figura 4.6: Curva de função de transferência de tensão de um inversor CMOS [68].

4.1.1.2 Ganho de Tensão

Relativamente ao ganho de tensão, este é infinito nos casos em que se considera que o inversor CMOS é ideal. Nos casos dos inversores CMOS reais, este é finito na zona de transição. Assim sendo, é necessário ter-se em conta a resistência de saída r_o . Na figura 4.7 é possível observar-se a função de transferência de tensão de um oscilador real.

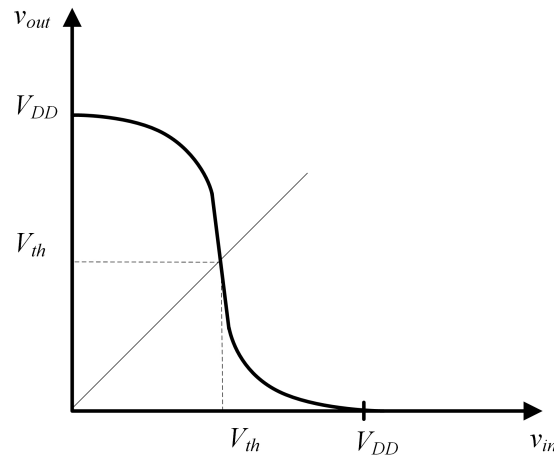


Figura 4.7: Curva de função de transferência de tensão de um inversor CMOS real [68].

Para se obter a expressão matemática do ganho nesta zona, é necessário analisar o modelo de pequenos sinais do inversor CMOS, que pode ser observado na figura 4.8. Considera-se que os dois transístores estão na zona de saturação, que têm as mesmas dimensões e a mesma resistência de saída [71].

A partir da figura 4.8, tem-se a fórmula 4.2.

$$(g_{mn} + g_{mp})v_{in} = -\frac{v_{out}}{(r_{dsn} || r_{dsp})}. \quad (4.2)$$

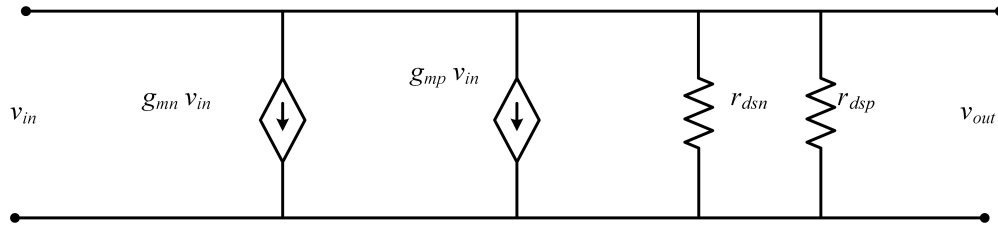


Figura 4.8: Modelo de pequenos sinais de um inversor CMOS. Adaptado de: [68] [71].

Sabendo que o ganho é dado pela expressão 4.3,

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (4.3)$$

e manipulando a expressão obtida em 4.2, é possível obter-se a expressão final dada por 4.2.

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -(g_{mn} + g_{mp})(r_{dsn} || r_{dsp}), \quad (4.4)$$

sendo que g_{mn} e g_{mp} referem-se às transcondutâncias dos transístores NMOS e PMOS, respetivamente, enquanto que r_{dsn} e r_{dsp} são as suas resistências de saída [68].

4.1.1.3 Atraso de Propagação

O atraso de propagação indica o tempo que este demora a atingir um determinado estado. Como exemplo, considere-se que existe um impulso ideal, de 0 V a V_{DD} , na entrada do inversor. O atraso de propagação será o tempo que decorre desde que o impulso surge na entrada até que a saída alcance V_{DD} .

Fazendo uma análise dinâmica do inversor CMOS, considere-se que HL representa a mudança de *High* para *Low* e LH representa a alteração de *Low* para *HL*. Por definição, o atraso de propagação é o valor médio, dado pela expressão 4.5.

$$t_p = \frac{t_{pHL} + t_{pLH}}{2}. \quad (4.5)$$

Os atrasos de propagação são dados pelas fórmulas 4.6 e 4.7.

$$t_{pHL} = 0,69 \cdot R_{p2} \cdot C_{tot} = 0,69 \cdot R_{p2} \cdot (C_{out} + C_{load}). \quad (4.6)$$

$$t_{pLH} = 0,69 \cdot R_{n1} \cdot C_{tot} = 0,69 \cdot R_{n1} \cdot (C_{out} + C_{load}). \quad (4.7)$$

O tempo de atraso total (tempos de subida e descida) do oscilador em anel com N inversores é determinado pela fórmula 4.8.

$$N(\tau_{HL} + \tau_{LH}) = N \left[0,69 \cdot (R_{n1} + R_{p2}) \cdot C_{tot} \right]. \quad (4.8)$$

A sua frequência de oscilação é expressa pela fórmula 4.9.

$$f_0 = \frac{1}{N(\tau_{HL} + \tau_{LH})}. \quad (4.9)$$

A partir desta equação, é possível verificar que a frequência de oscilador em anel é limitada pelo número de inversores usados na sua estrutura e pelo atraso de propagação ao longo destes [68] [70].

De forma genérica, a potência dissipada dinâmica de um circuito CMOS tem fórmula matemática 4.10 [72].

$$P = f \cdot C \cdot V_{DD}^2. \quad (4.10)$$

4.2 Ruído de fase em Osciladores em Anel

O ruído de fase nos osciladores em anel difere conforme a topologia adotada. No caso de um *single-ended*, não se verifica variação de ruído de fase dependente do número de inversores seus constituintes para uma determinada dissipação de energia e frequência de oscilação.

Com base na figura 2.23, é possível tecer mais algumas considerações sobre o ruído de fase. No caso do oscilador *single-ended*, o efeito do ruído na zona de $1/f$, a frequência máxima desejada e a fonte de ruído externas são alguns dos critérios a ter em conta na escolha do número de inversores constituintes do oscilador, de forma a obter-se o melhor ruído de fase desejável [64].

4.3 Análise de Oscilador em Anel com Inversores CMOS

Proposto

Na secção 3.4 realizou-se a análise do comportamento de um sistema *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) na presença de ruído de fase, verificando-se a sua influência no estudo do taxa de bits errados (*Bit Error Rate* - BER). Desta forma, observou-se que o ruído de fase provoca alterações no sistema quando se utilizam constelações 256-PSK, 512-PSK e 1024-PSK, com o desvio-padrão da distribuição do ruído de fase a tomar os seguintes valores:

- 0 rad (sem ruído de fase);
- 0,004 rad (−120 dBc/Hz @ 1 GHz);
- 0,04 rad (−100 dBc/Hz @ 1 GHz).

Nesta secção, pretende-se projetar e fazer um estudo de um oscilador em anel com inversores CMOS, na presença de ruído de fase com os valores supraditos. Para isso, é necessário ter em conta as suas características descritas nas secções anteriores.

De forma a concretizar o estudo em causa, começa-se por desenvolver o dimensionamento dos inversores CMOS constituintes do oscilador em anel. Posteriormente, procede-se às simulações do circuito e à realização de uma análise detalhada sobre os resultados obtidos.

4.3.1 Inversor CMOS

Para se proceder ao estudo do inversor CMOS integrante de um oscilador em anel, foi necessário realizar o dimensionamento dos transístores PMOS e NMOS que estão na sua constituição. Assumindo que o comprimento destes é igual e constante e vale o seu valor mínimo ($L = L_{min} = 120$ nm), dimensiona-se as suas larguras. Tendo em conta que a relação matemática 4.11 [73]:

$$K_R = \frac{K_n}{K_p} \quad (4.11)$$

e as expressões 4.12 e 4.13:

$$K_n = K'_n \left(\frac{W}{L} \right)_n \quad (4.12)$$

$$K_p = K'_p \left(\frac{W}{L} \right)_p \quad (4.13)$$

tem-se 4.14.

$$K_R = \frac{K'_n \left(\frac{W}{L} \right)_n}{K'_p \left(\frac{W}{L} \right)_p} \quad (4.14)$$

Sabendo as expressões 4.12 e 4.13:

$$K_n = \mu_n \cdot Cox \approx 500 \mu A \cdot V^{-2} \quad (4.15)$$

$$K_p = \mu_p \cdot Cox \approx 150 \mu A \cdot V^{-2} \quad (4.16)$$

e substituindo na expressão 4.17:

$$K_R = \frac{\mu_n \cdot Cox \left(\frac{W}{L} \right)_n}{\mu_p \cdot Cox \left(\frac{W}{L} \right)_p} \quad (4.17)$$

$$\Leftrightarrow K_R \approx \frac{500 \left(\frac{W}{L} \right)_n}{150 \left(\frac{W}{L} \right)_p} \quad (4.18)$$

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

$$\Leftrightarrow K_R \approx 3 \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_n}{\left(\frac{W}{L}\right)_p}. \quad (4.19)$$

Assim, tem-se 4.20.

$$\left(\frac{W}{L}\right)_p \approx 3 \left(\frac{W}{L}\right)_n. \quad (4.20)$$

Como L é igual em ambos os casos, chega-se à relação 4.21:

$$(W)_p \approx 3(W)_n. \quad (4.21)$$

Pode-se concluir que a dimensão usada para a largura do transistor NMOS deverá ter um valor três vezes maior do que no caso do transistor PMOS.

4.3.2 Oscilador em Anel com Inversores CMOS e Ruído de Fase Associado

Com o objetivo de dimensionar o oscilador em anel de forma a cumprir os requisitos de ruído de fase e considerando a frequência de trabalho de 1 GHz, foi necessário ajustar as dimensões dos transístores, a fonte de alimentação e o número de inversores CMOS utilizados, tendo em consideração que é necessário definir este último em número ímpar. O circuito proposto, com cinco inversores CMOS, está representado na figura 4.9.

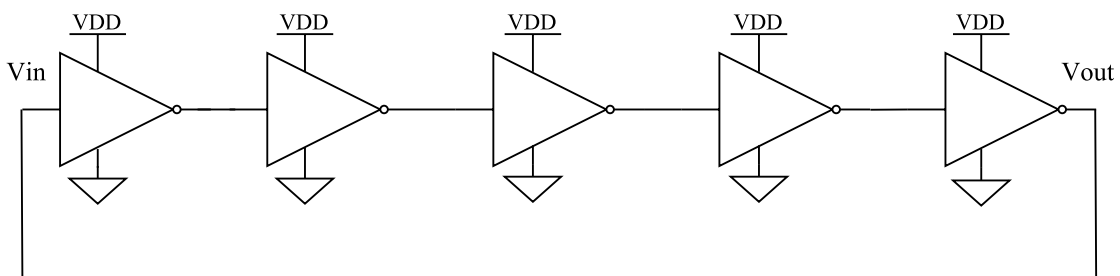


Figura 4.9: Oscilador em anel com cinco inversores implementado.

A figura 4.10 representa o circuito proposto constituído por sete inversores CMOS.

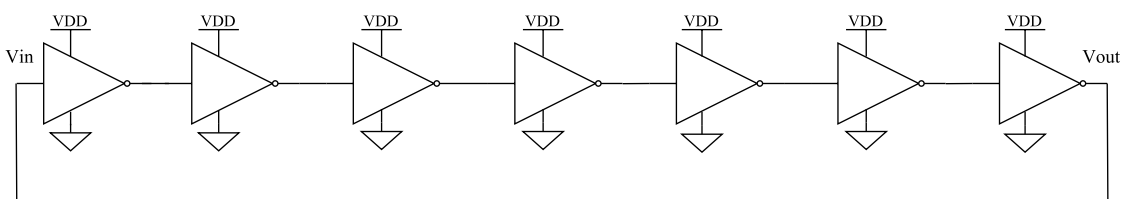


Figura 4.10: Oscilador em anel implementado com sete inversores.

4.3.2.1 Ruído de fase de $-120 \text{ dBc/Hz @ } 10 \text{ MHz}$

De forma a obter-se ruído de fase com o valor -120 dBc/Hz e a frequência de oscilação, procedeu-se estudo de osciladores em anel constituídos por cinco e sete inversores CMOS. Para tal, realizou-se o dimensionamento dos inversores CMOS seus constituintes e da fonte de alimentação, tendo em conta a relação da expressão 4.21 e que todos os transístores funcionam na zona ativa.

Oscilador em Anel com Cinco Inversores CMOS

As dimensões utilizadas para os inversores CMOS podem ser verificadas na tabela 4.1. Foi considerado que o circuito era alimentado por uma fonte V_{DD} de $0,6 \text{ V}$.

Tabela 4.1: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 2,7 | 120 | 6 | 1 |
| M1 | NMOS | 0,9 | 120 | 6 | 1 |

Estando o circuito alimentado por uma fonte de tensão de $0,6 \text{ V}$, foi verificada a sua corrente, que pode ser verificada na figura 4.11.

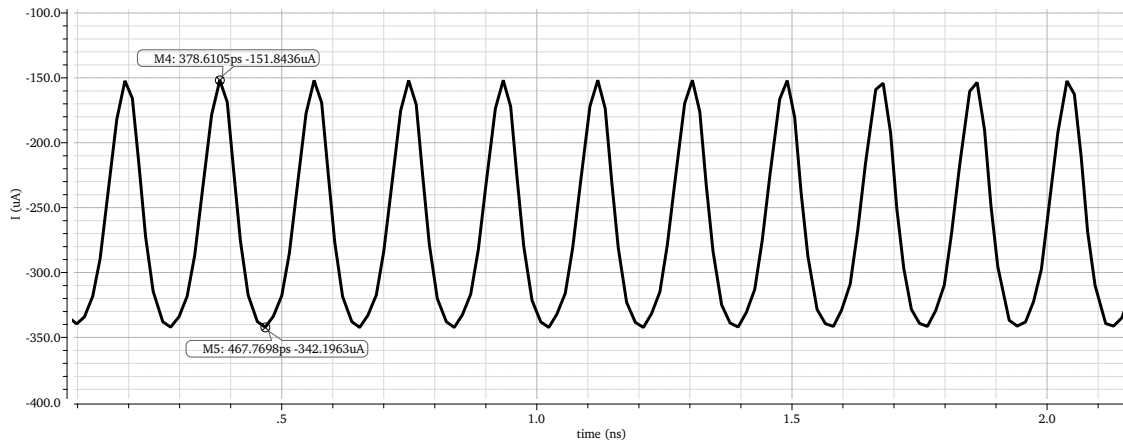


Figura 4.11: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

A partir dos valores obtidos, verifica-se que o valor de corrente DC de alimentação vale $-247,02 \mu\text{A}$. Sabendo que a potência elétrica é expressa pela fórmula 4.22:

$$P_{DC} = V \cdot I_{DC}, \tag{4.22}$$

tem-se que a potência elétrica do circuito vale $148,21 \mu\text{W}$.

Na figura 4.12, é possível observar a forma de onda do sinal de saída do oscilador em anel.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

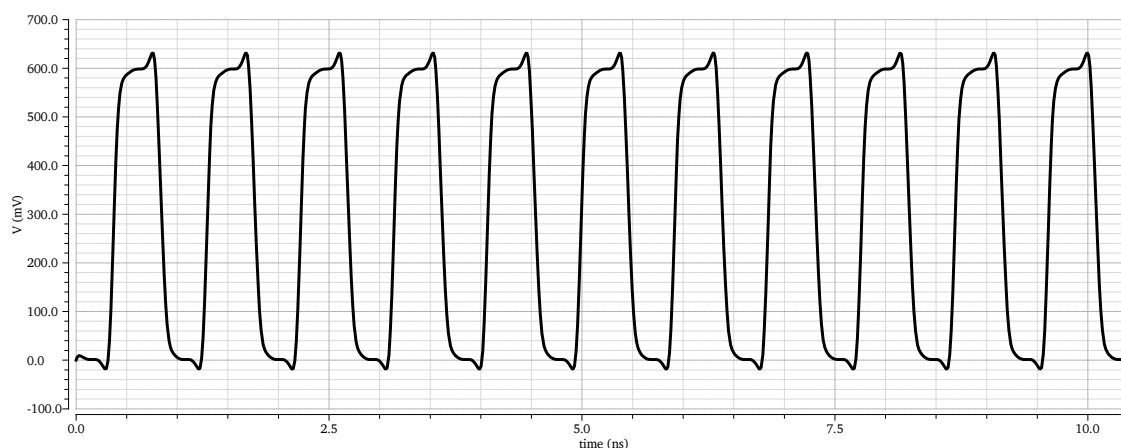


Figura 4.12: Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

A figura 4.13 permite observar que os sinais dos inversores CMOS constituintes do oscilador em anel estão em quadratura, desfasados entre si.

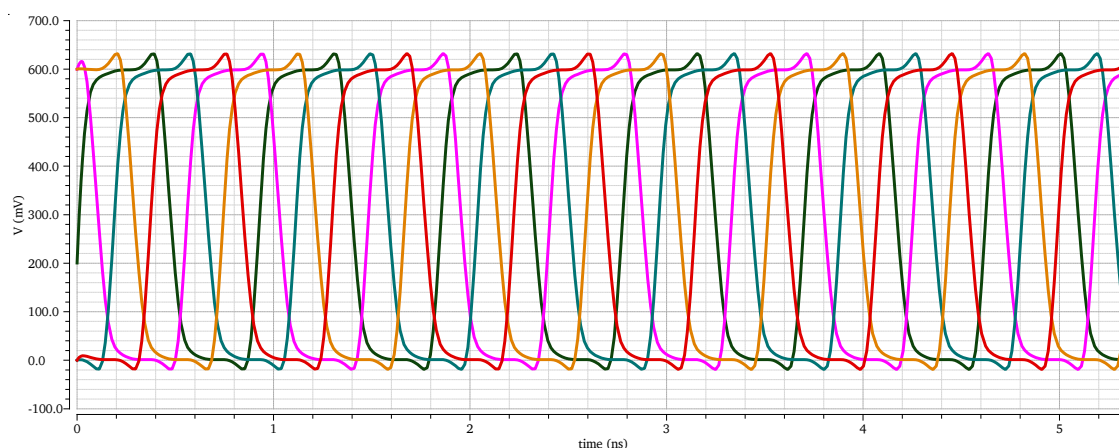


Figura 4.13: Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel.

A frequência de oscilação do oscilador em anel dimensionado foi obtida através do gráfico na figura 4.14. Desta forma, verifica-se que a frequência vale 1,081 GHz.

De forma a cumprir a especificação, foi realizada ainda uma análise do ruído de fase, que é apresentada na figura 4.15. Verifica-se que, na frequência relativa de 10 MHz, o ruído de fase do oscilador tem valor de $-118,5419$ dBc/Hz.

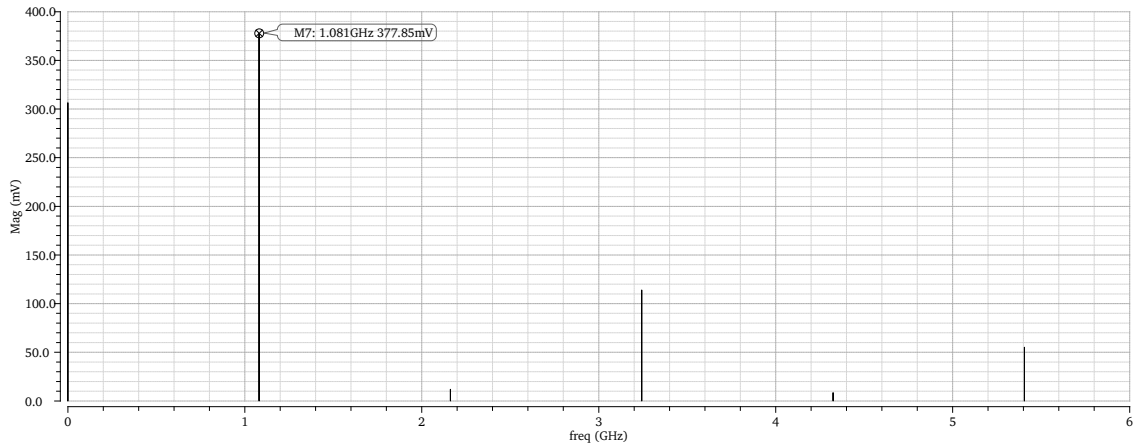


Figura 4.14: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

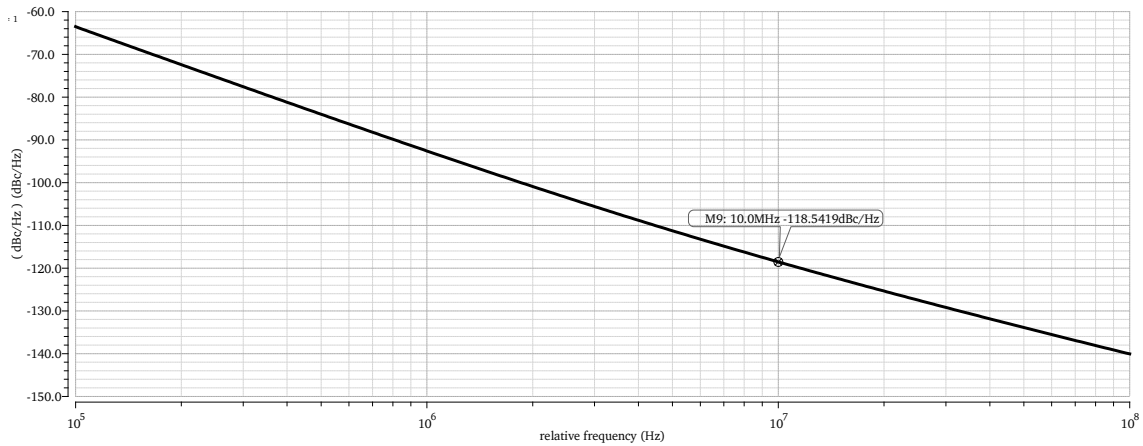


Figura 4.15: Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores.

Oscilador em Anel com Sete Inversores CMOS

A tabela 4.2 apresenta o dimensionamento dos transístores constituintes dos inversores CMOS utilizados.

Tabela 4.2: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com sete inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 2,7 | 120 | 10 | 1 |
| M1 | NMOS | 0,9 | 120 | 10 | 1 |

Após dimensionamento, verificou-se que, para cumprir a frequência de oscilação pretendida, o circuito tem que ser alimentado por uma fonte de tensão de 0,65 V. Quanto à corrente DC de alimentação do circuito, cuja análise está representada na figura 4.16, obtém-se que o seu valor é $-585,2409\mu\text{A}$. Desta forma, tem-se que a potência elétrica do circuito vale $380,41\mu\text{W}$.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

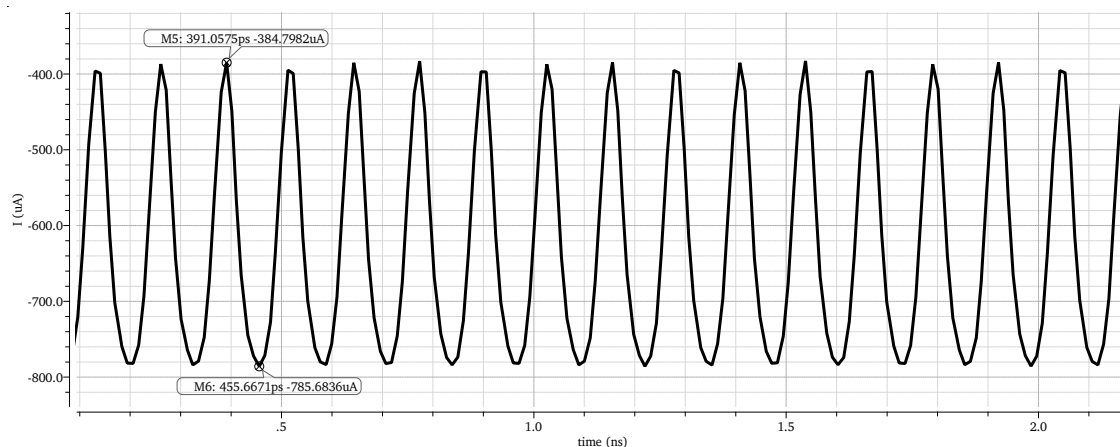


Figura 4.16: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel.

O sinal de saída do oscilador em anel está apresentado na figura 4.17.

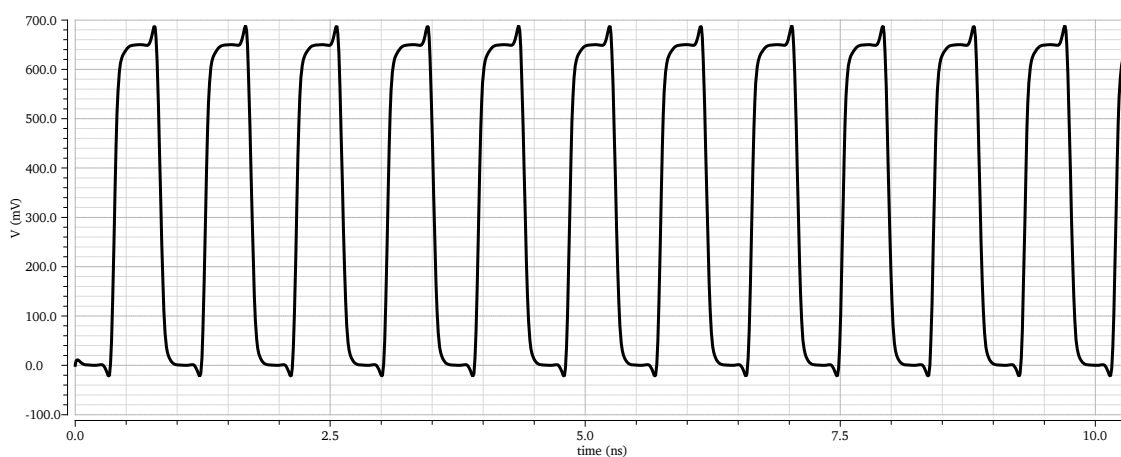


Figura 4.17: Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS.

O desfasamento dos sinais de saída dos inversores CMOS integrantes do oscilador pode ser observado na figura 4.18.

A frequência de oscilação do oscilador em anel dimensionada foi obtida através do gráfico na figura 4.19. Observa-se, assim, que esta vale $1,064 \text{ GHz}$.

Foi também realizada a análise ao ruído de fase do oscilador em estudo, de forma a cumprir a especificação. Pela figura 4.20, é possível observar que, na frequência relativa de 10 MHz , o ruído de fase do oscilador tem valor de $-123,1664 \text{ dBc/Hz}$.

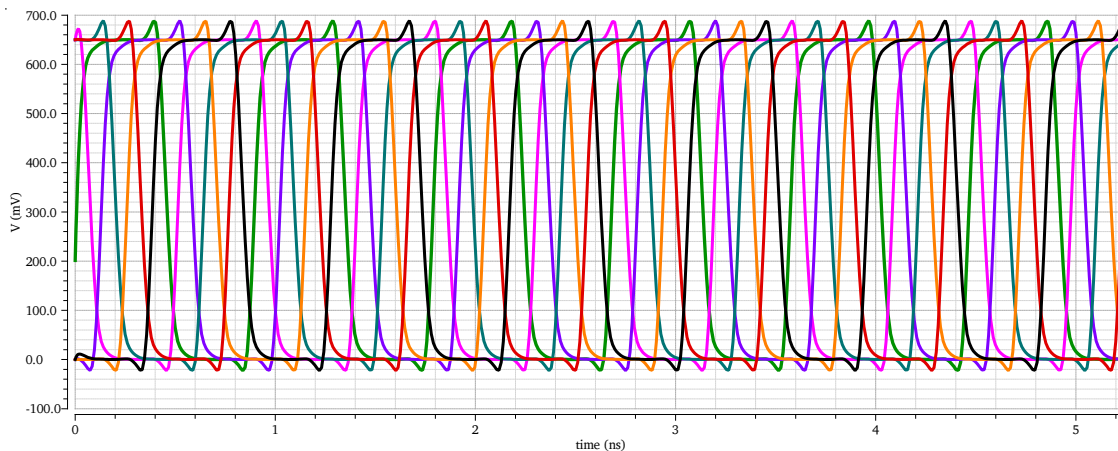


Figura 4.18: Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel.

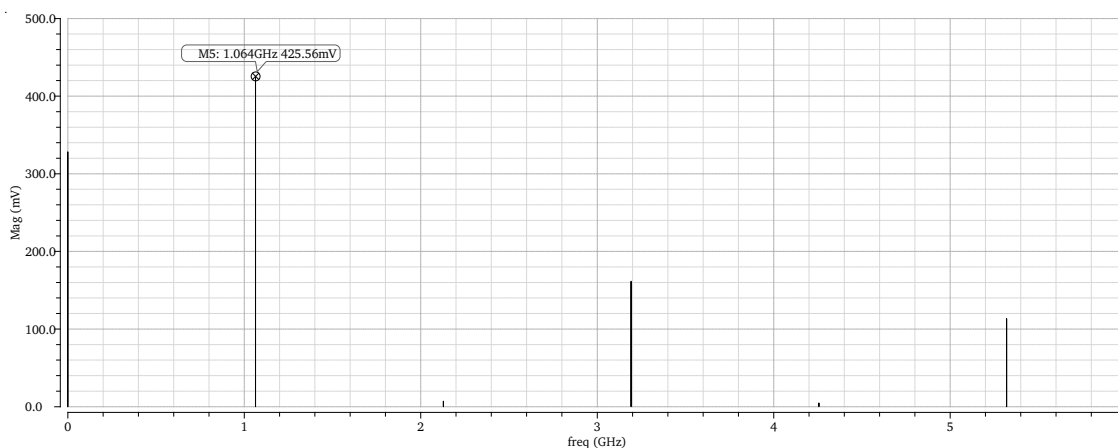


Figura 4.19: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

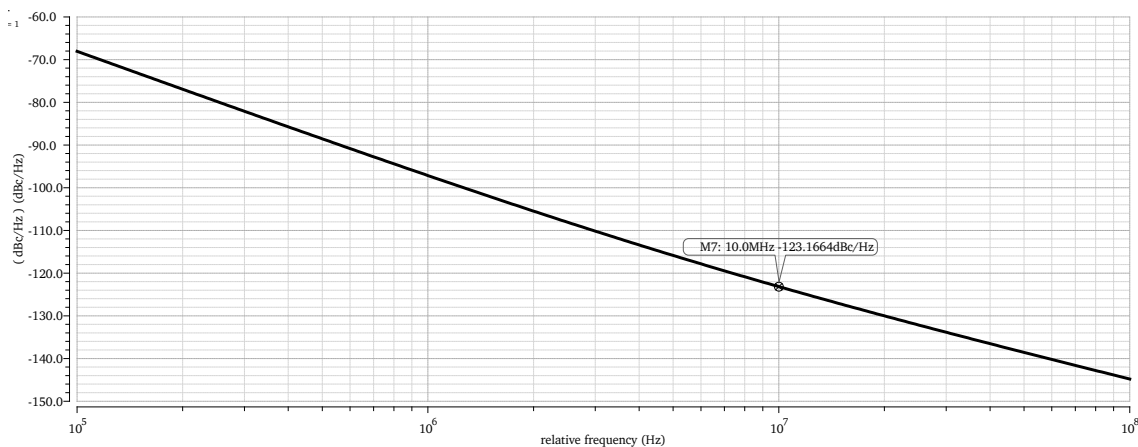


Figura 4.20: Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

4.3.2.2 Ruído de fase de -100 dBc/Hz @ 10 MHz

Tal como no caso anterior, procedeu-se à projeção de osciladores em anel com cinco e sete inversores CMOS, tendo, associado, ruído de fase de -100 dBc/Hz. Contudo, verifica-se que, dadas as especificações, não é possível obter um dimensionamento suficiente para cumpri-las. Desta forma, a melhor solução a ser aplicada seria proceder a um novo dimensionamento tendo em conta uma maior frequência de trabalho.

4.3.2.3 Ruído de fase de -130 dBc/Hz @ 10 MHz

Adicionalmente, ao longo do estudo do oscilador em anel, verificou-se que o ruído de fase variava numa gama de valores entre -120 dBc/Hz e -130 dBc/Hz, na frequência relativa de 10 MHz. Sendo este último o melhor valor de ruído de fase encontrado, foi desenvolvida, à semelhança do que havia sido feito nos casos anteriores, uma análise dos osciladores em anel com cinco e sete inversores CMOS, com as especificações de frequência de oscilação de 1 GHz e ruído de fase de -130 dBc/Hz @ 10 MHz.

Oscilador em Anel com Cinco Inversores CMOS

A tabela 4.3 apresenta as dimensões utilizadas para os inversores CMOS. Admitiu-se que o circuito é constituído por uma fonte de tensão V_{DD} de 1,2 V.

Tabela 4.3: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 9,6 | 360 | 4 | 1 |
| M1 | NMOS | 3,2 | 360 | 4 | 1 |

A figura 4.21 apresenta a forma de onda do sinal da corrente na fonte de tensão V_{DD} .

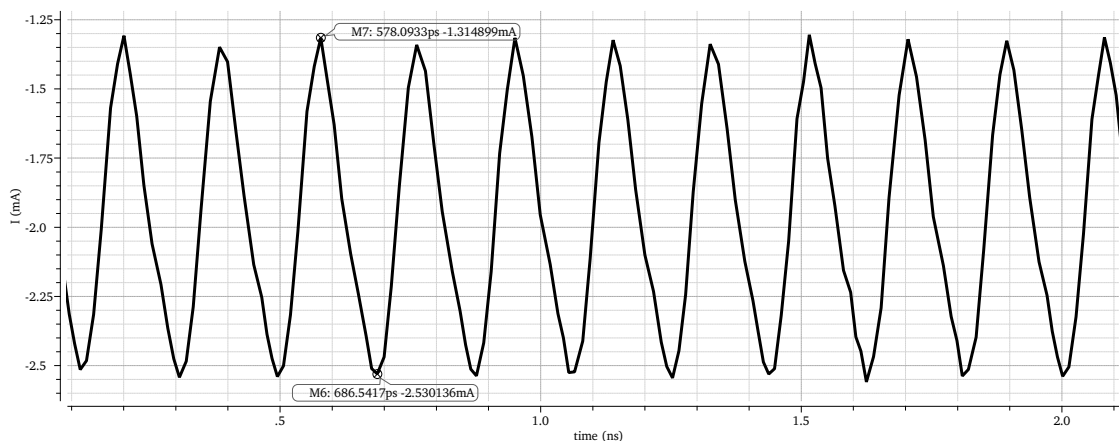


Figura 4.21: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

Tendo em conta a figura 4.21, verifica-se que o valor de corrente DC de alimentação vale 1,9225 mA. Desta forma, tem-se que a potência elétrica do circuito vale 2,31 mW.

A forma de onda do sinal de saída do oscilador em anel está representada na figura 4.3.

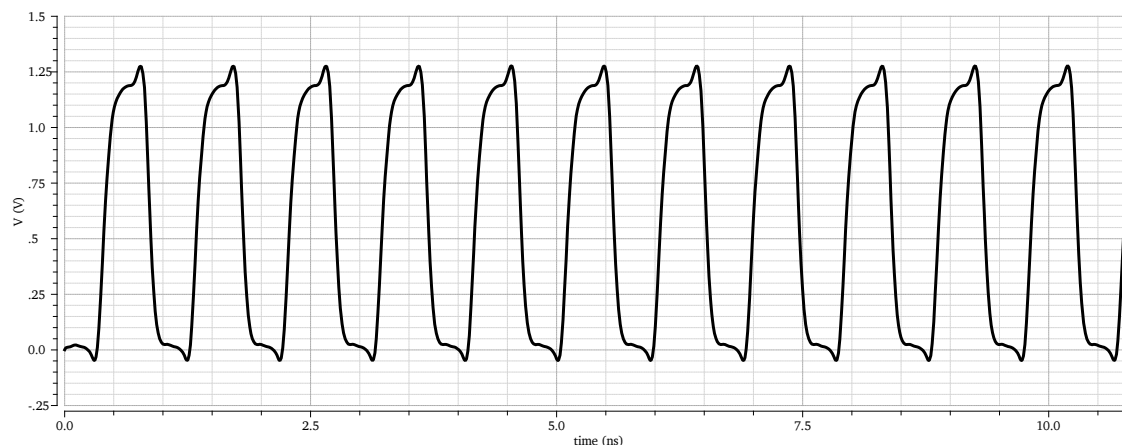


Figura 4.22: Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

Na figura 4.23, é possível que os sinais dos inversores CMOS estão desfasados entre si.

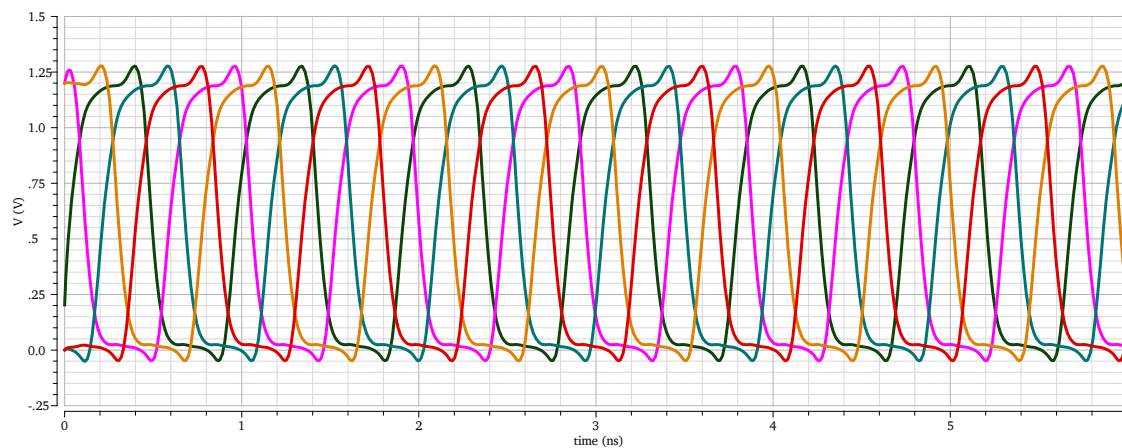


Figura 4.23: Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel.

Pela análise do gráfico representado na figura 4.24 observa-se que a frequência de oscilação do oscilador em estudo vale 1,0698 GHz.

Para verificar o cumprimento da especificação de ruído de fase do projeto, foi realizada a sua análise. Pelo gráfico da figura 4.25, é possível observar que, na frequência relativa de 10 MHz, o ruído de fase do oscilador vale $-131,461$ dBc/Hz.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

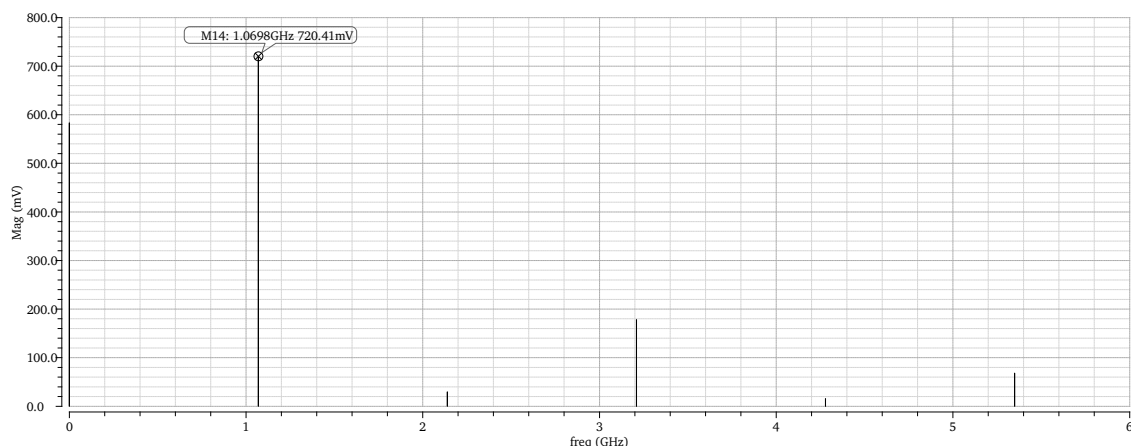


Figura 4.24: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

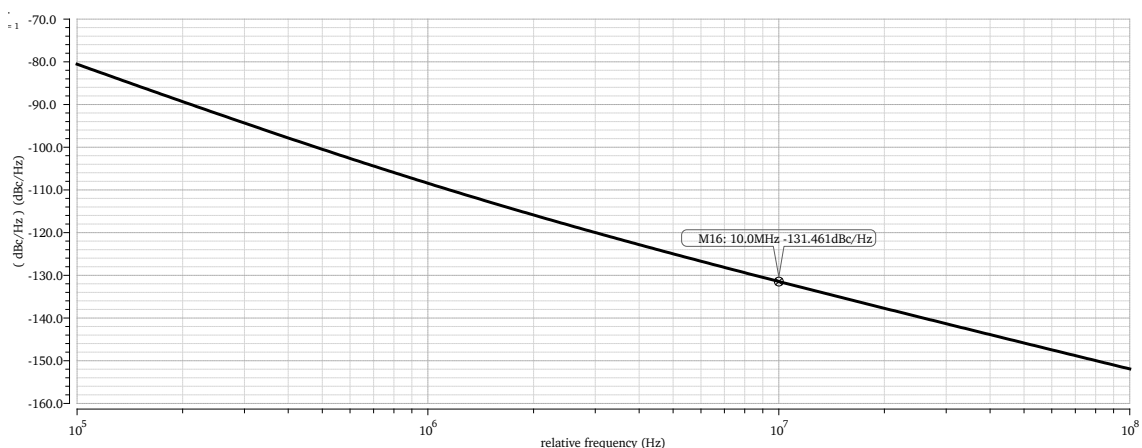


Figura 4.25: Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores.

Oscilador em Anel com Sete Inversores CMOS

No caso em estudo com oscilador em anel constituído por sete inversores CMOS, o dimensionamento destes últimos estão apresentados na tabela 4.4.

Tabela 4.4: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 9 | 300 | 4 | 1 |
| M1 | NMOS | 3 | 300 | 4 | 1 |

Com o objetivo de atingir a frequência de oscilação de 1 GHz, foi necessário proceder ao ajuste do valor de tensão da fonte de alimentação. Desta forma, verificou-se que o seu valor é 1,2 V.

A figura 4.26 apresenta a forma de onda do sinal de corrente na fonte de tensão V_{DD} do oscilador em anel. A partir dos dados que nela constam, é possível calcular o valor de corrente DC de alimentação, que vale $-2,1177$ mA. Desta forma, tem-se que a potência

elétrica do circuito vale 2,54 mW.

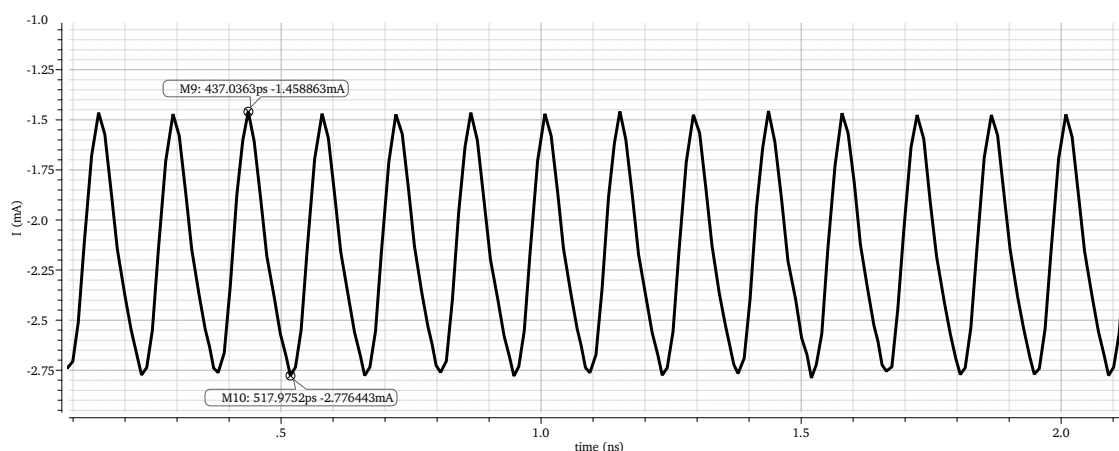


Figura 4.26: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com sete inversores CMOS.

A figura 4.27 apresenta a forma de onda do sinal de saída do oscilador em anel em estudo.

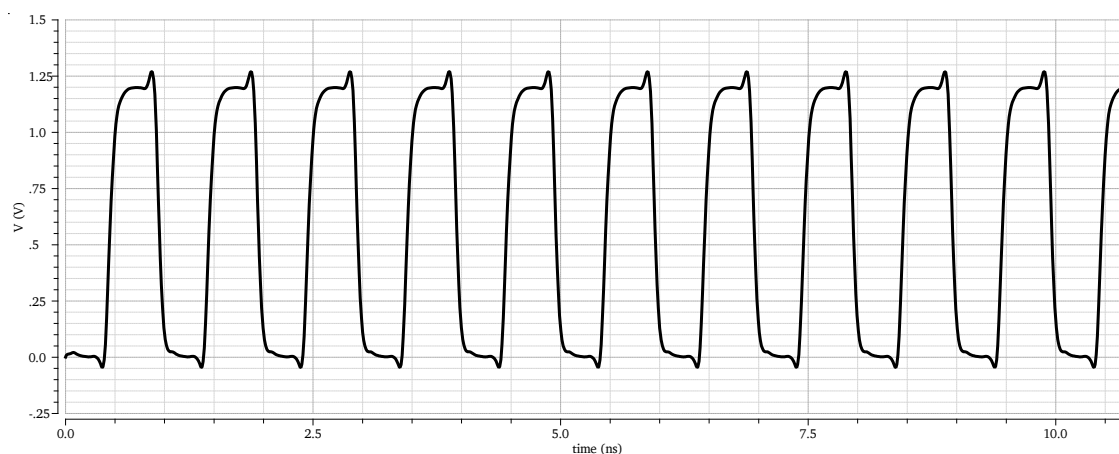


Figura 4.27: Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS.

Os sinais de saída de cada um dos inversores constituintes do oscilador em anel podem ser observados na figura 4.28, onde se apresentam desfasados entre si.

O gráfico da figura 4.29 permite obter o valor da frequência de oscilação. Verifica-se, assim, que vale 1,0072 GHz.

A análise do cumprimento da especificação do valor de ruído de fase foi realizada a partir do gráfico da figura 4.30. Desta forma, obteve-se que, na frequência relativa de 10 MHz, o ruído de fase do oscilador é de $-132,1376$ dBc/Hz.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

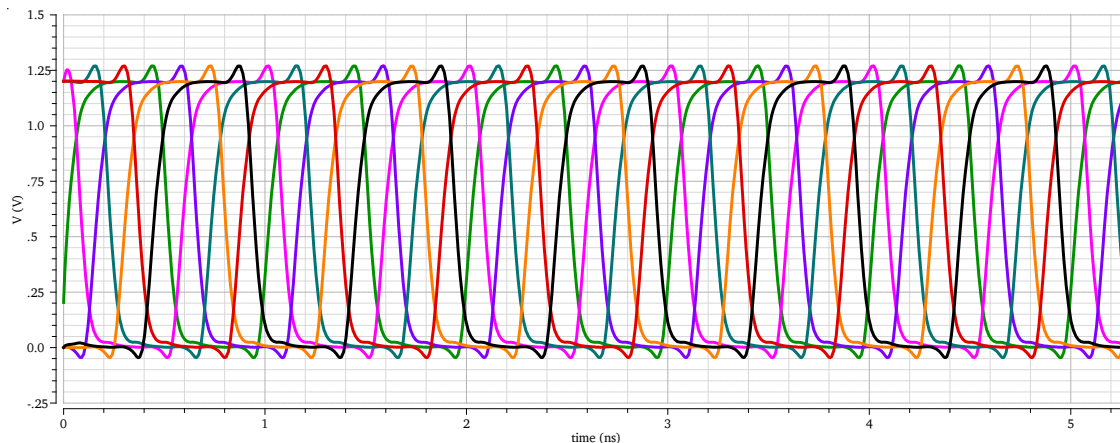


Figura 4.28: Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel.

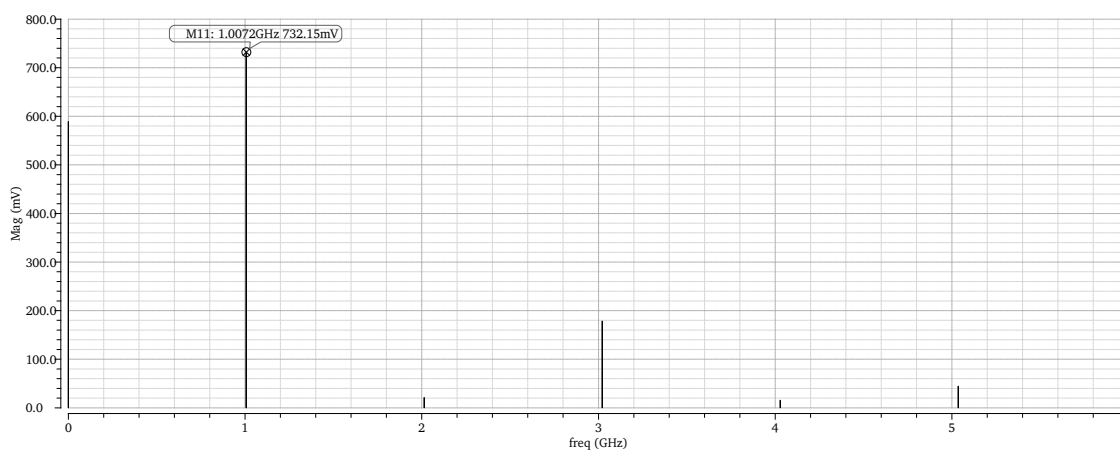


Figura 4.29: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

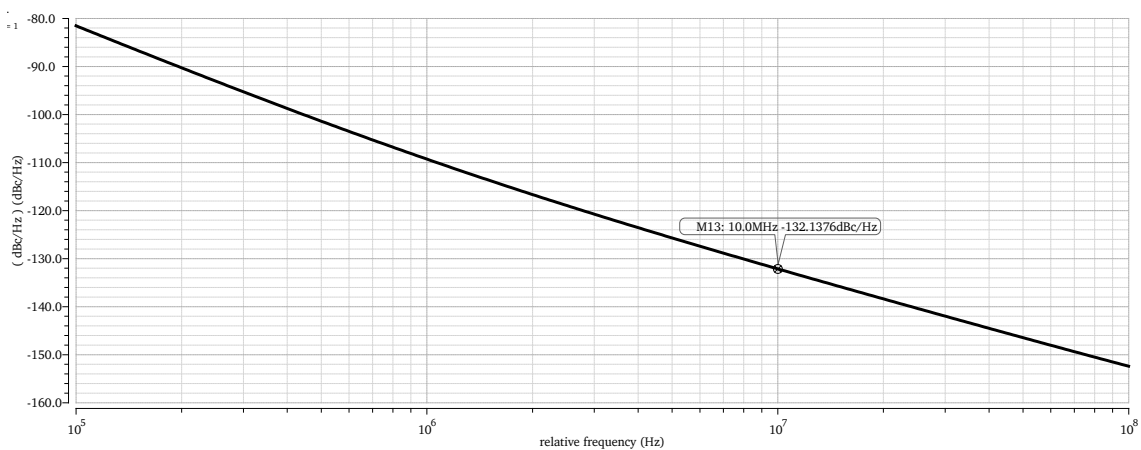


Figura 4.30: Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores.

4.3.2.4 Frequência de Oscilação de 2,4 GHz

Com o objetivo de analisar se a gama de valores de ruído de fase obtidos nas simulações anteriores é influenciada pela frequência, procedeu-se a um novo estudo utilizando as mesmas topologias de osciladores em anel, em que a especificação de trabalho é a frequência de oscilação de 2,4 GHz. Começou-se por dimensionar os transístores dos inversores CMOS e da fonte de alimentação.

Oscilador em Anel com Cinco Inversores CMOS

As dimensões utilizadas para os inversores CMOS podem ser observadas na tabela 4.5. Foi considerado que o circuito era alimentado por uma fonte V_{DD} de 0,84 V.

Tabela 4.5: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 2,7 | 120 | 5 | 1 |
| M1 | NMOS | 0,9 | 120 | 5 | 1 |

Tendo em conta que o circuito alimentado por uma fonte de tensão de 0,84 V, foi analisada a sua corrente, que pode ser observada na figura 4.31. A partir dos dados obtidos, tem-se que a corrente DC da fonte de alimentação do circuito vale $-702,33\mu\text{A}$. Assim, tem-se que a potência elétrica do circuito vale $589,96\mu\text{W}$.

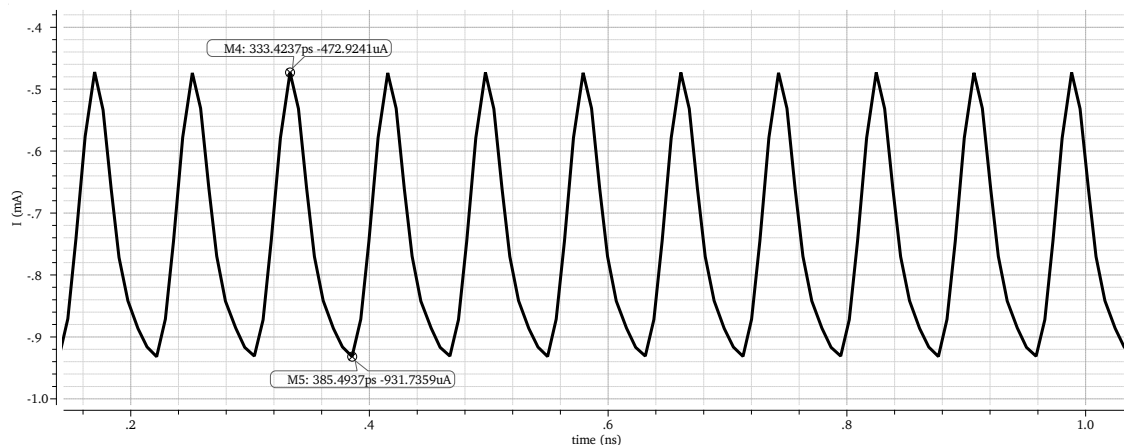


Figura 4.31: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

A forma de onda do sinal de saída do oscilador em anel é mostrada na figura 4.32.

Na figura 4.33, é possível observar que os sinais dos inversores CMOS do oscilador em anel estão desfasados entre si.

O gráfico da figura 4.34 indica a frequência de oscilação do oscilador em anel dimensionado. Observa-se que a frequência vale 2,458989 GHz.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

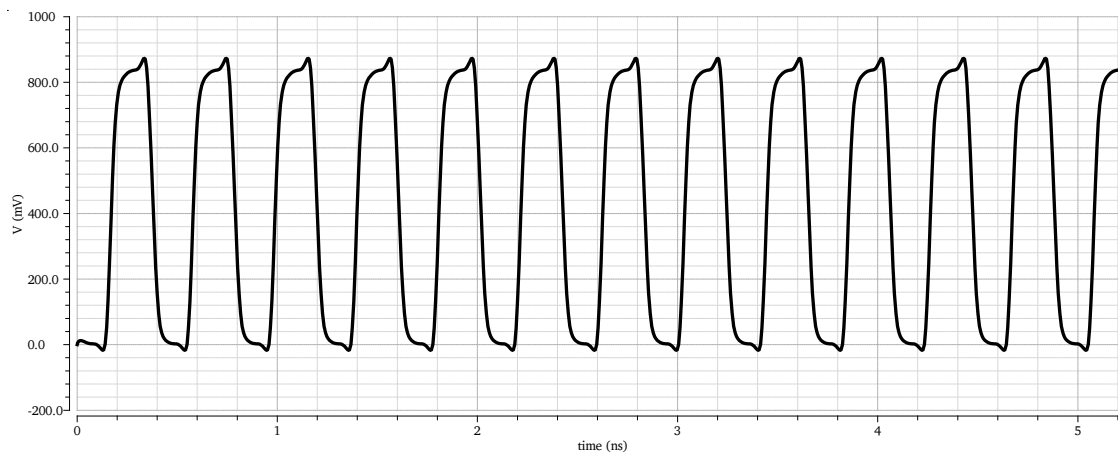


Figura 4.32: Sinal de saída do oscilador em anel com cinco inversores CMOS.

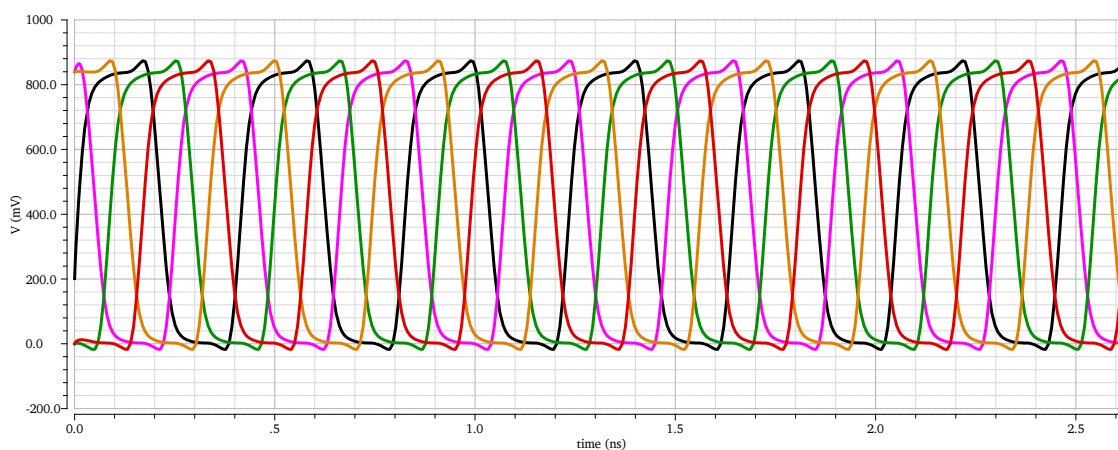


Figura 4.33: Sinais de saída dos cinco inversores CMOS no oscilador em anel.

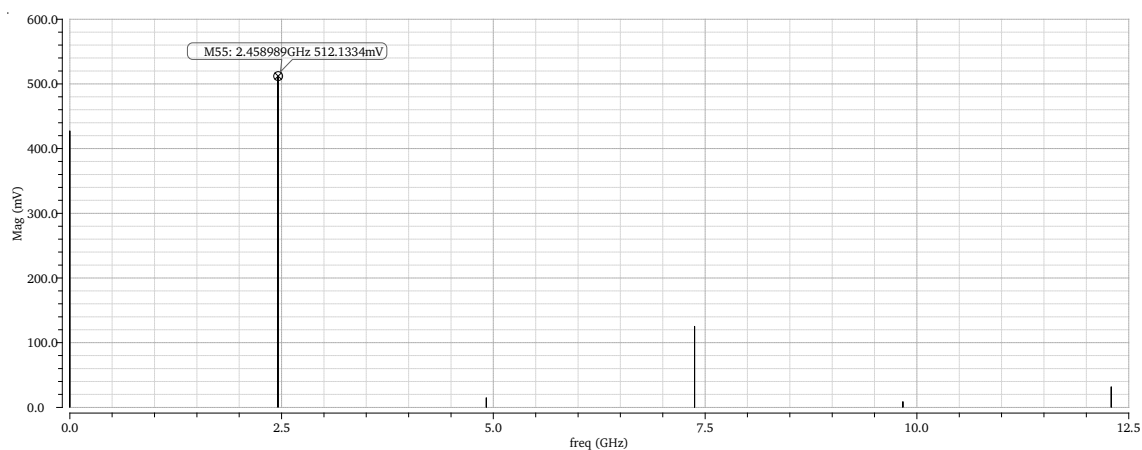


Figura 4.34: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

A análise do ruído de fase do oscilador em estudo é obtida através da figura 4.35. Verifica-se que, na frequência relativa de 10 MHz, o ruído de fase do oscilador tem valor de $-116,3311$ dBc/Hz.

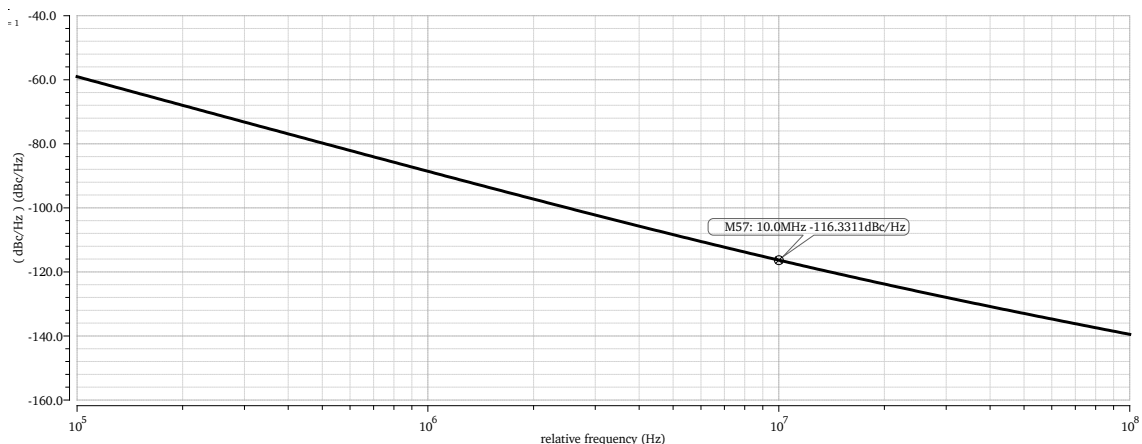


Figura 4.35: Ruído de fase do oscilador em anel com cinco inversores.

Oscilador em Anel com Sete Inversores CMOS

A tabela 4.6 mostra o dimensionamento dos transístores integrados nos inversores CMOS do oscilador em anel em estudo.

Tabela 4.6: Parâmetros dos transístores utilizados no oscilador em anel com sete inversores CMOS.

| Transístores | Topologia | W (μm) | L (μm) | Number of Fingers | Multiplier |
|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|------------|
| M2 | PMOS | 2,7 | 120 | 10 | 1 |
| M1 | NMOS | 0,9 | 120 | 10 | 1 |

Com o objetivo de alcançar a frequência de oscilação de 2,4 GHz, verificou-se que o circuito tem que ser alimentado por uma fonte de tensão de 0,91 V. Na figura 4.36 é apresentado o gráfico obtido da corrente. Pela sua análise, obtém-se que o valor de corrente DC de alimentação é $-1,8281$ mA, resultando que a potência elétrica do circuito vale 1,66 mW.

O sinal de saída do oscilador em anel está apresentado na figura 4.37.

Pela figura 4.38, observa-se que os sinais de saída dos inversores CMOS constituintes do oscilador em anel estão em quadratura, desfasados entre si.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

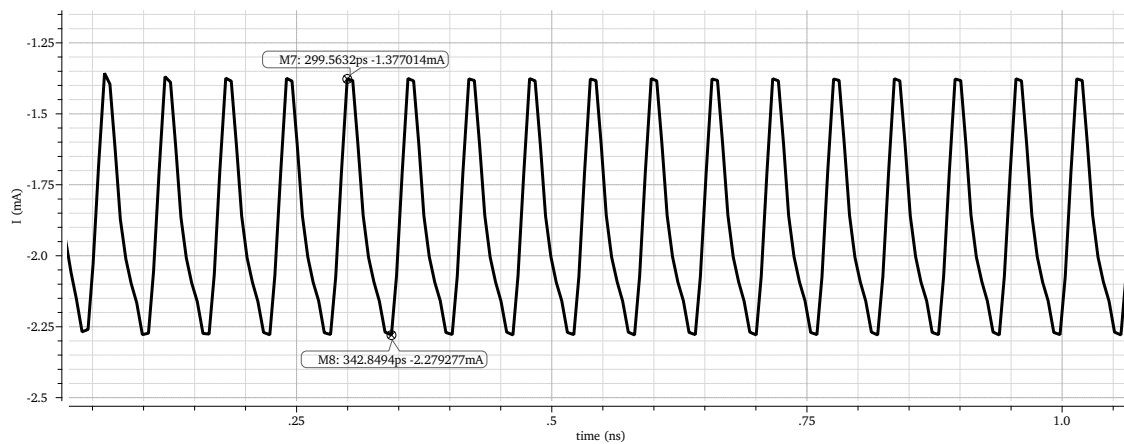


Figura 4.36: Sinal de corrente de alimentação do oscilador em anel.



Figura 4.37: Sinal de saída do oscilador em anel com sete inversores CMOS.

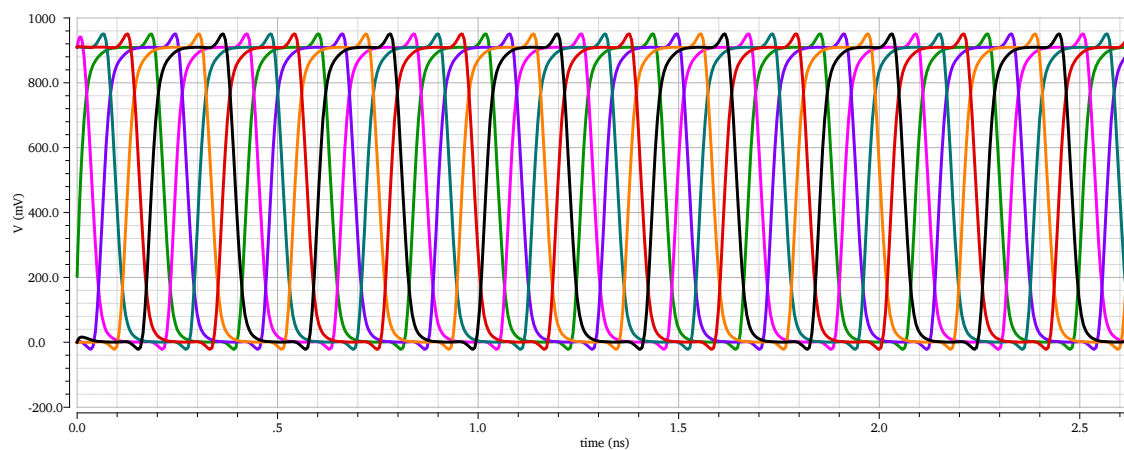


Figura 4.38: Sinais de saída dos sete inversores CMOS no oscilador em anel.

O gráfico da figura 4.39 apresenta a frequência de oscilação do circuito. Observa-se, assim, que vale 2,406658 GHz.

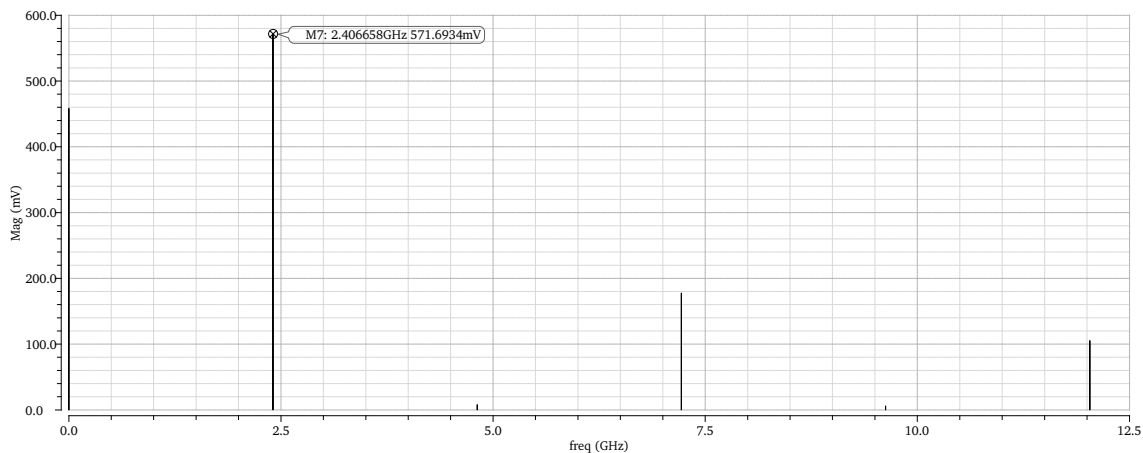


Figura 4.39: Frequência de oscilação do oscilador em anel.

Realizou-se ainda a análise ao ruído de fase do oscilador em estudo. Através da figura 4.40, é possível verificar que o ruído de fase do oscilador tem valor de $-121,6669$ dBc/Hz, na frequência relativa de 10 MHz.

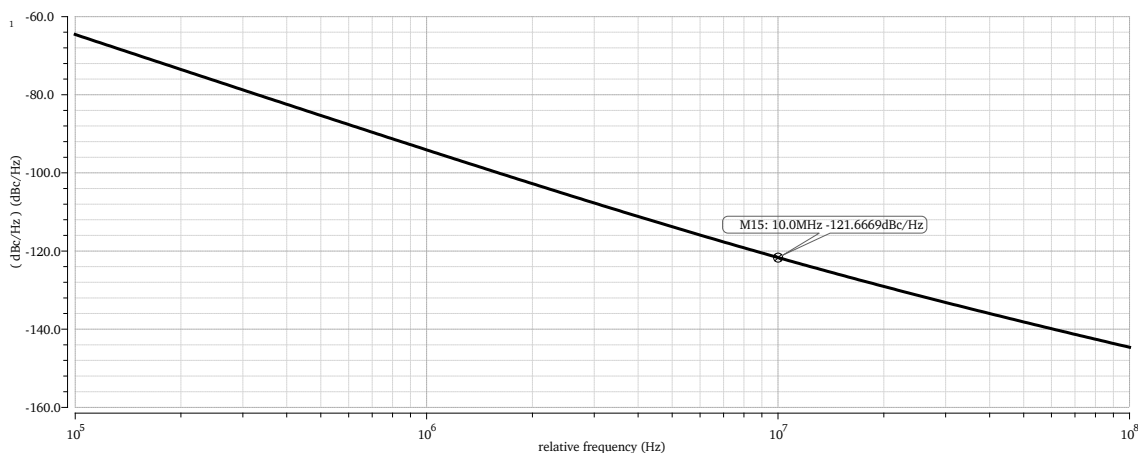


Figura 4.40: Ruído de fase do oscilador em anel com sete inversores.

4.3.3 Análise e Discussão de Resultados

O presente capítulo tinha, como objetivo, realizar um protótipo de osciladores em anel, com frequência de oscilação 1 GHz e os valores de ruído de fase estudados ao longo do projeto: -100 dBc/Hz e -120 dBc/Hz.

Analisando os dados obtidos, é possível referir que os dimensionamentos feitos foram suficientes para cumprir as especificações, associando ruído de fase de -120 dBc/Hz @ 10 MHz aos osciladores em anel com cinco e sete inversores CMOS. A tabela 4.7 apresenta os resultados obtidos nas simulações executadas.

4.3. ANÁLISE DE OSCILADOR EM ANEL COM INVERSORES CMOS PROPOSTO

Tabela 4.7: Dados obtidos para os osciladores em anel analisados.

| Número de inversores | Frequência (GHz) | Potência (mW) | Ruído de fase (dBc/Hz) |
|----------------------|------------------|---------------|------------------------|
| 5 | 1,081 | 0,14 | -118,542 @ 10 MHz |
| 5 | 1,070 | 2,31 | -131,461 @ 10 MHz |
| 5 | 2,459 | 0,59 | -116,331 @ 10 MHz |
| 7 | 1,064 | 0,38 | -123,167 @ 10 MHz |
| 7 | 1,007 | 2,54 | -132,138 @ 10 MHz |
| 7 | 2,407 | 1,66 | -121,667 @ 10 MHz |

A partir da tabela 4.7, é possível verificar que, nos casos em estudo com ruído de fase -120 dBc/Hz e com frequência de trabalho de $2,4$ GHz, existe um aumento do valor de potência de osciladores em anel com sete inversores CMOS comparativamente com a arquitetura com cinco inversores CMOS. Numa situação prática, a melhor solução a ser implementada em ambos os casos seria a respetiva topologia com cinco inversores CMOS, por, apesar de ter valor ruído de fase ligeiramente mais baixo, apresentar, aproximadamente, três vezes menor valor de potência.

Ao longo da realização dos dimensionamentos dos circuitos para os vários osciladores, foi possível verificar que, para a frequência de oscilação de 1 GHz, os ruídos de fase associados variavam entre -120 dBc/Hz @ 10 MHz e -130 dBc/Hz @ 10 MHz. Desta forma, observou-se que, com as mesmas topologias, era possível alcançar melhores valores do que os analisados até então. Para além disso, foi ainda observado que, mesmo existindo um aumento de frequência (utilizando, como exemplo, frequência de oscilação de $2,4$ GHz), a gama de valores de ruído de fase obtidos não é afetada.

No caso da implementação com ruído de fase de -100 dBc/Hz @ 10 MHz, após a realização de simulações variando os valores dos transístores dos inversores CMOS e da fonte de tensão, verificou-se que não é possível obter um dimensionamento suficiente para as especificações do projeto. Para que tal não aconteça, seria necessário optar-se por uma frequência de trabalho maior e, conseqüentemente, executar um novo dimensionamento dos componentes do circuito.

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

O presente capítulo tem, como objetivo, discutir e tirar as principais conclusões sobre o trabalho desenvolvido ao longo da tese, estando descritas na secção 5.1. Para além disso, na secção 5.2 são apresentadas propostas de trabalho futuro para novas abordagens sobre o tema.

5.1 Conclusões

A presente dissertação tinha, como foco principal, avaliar que valores de do ruído de fase dos osciladores têm influência em sistemas de comunicação baseados em transmissão de RF e analisar as características de osciladores em anel com esses parâmetros.

Numa primeira fase, foi analisada a relação entre o fator de qualidade (Q) de um sistema e o ruído de fase dos osciladores. Foi possível verificar que apresentam uma relação inversamente proporcional, ou seja, que quanto maior o seu valor, menor o ruído de fase, tal como era teoricamente expectável.

O *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é uma técnica de multiplexagem de sinais para um sistema de comunicação RF. Assim, foi apresentado o sistema OFDM, de forma a analisar a influência do ruído de fase no Bit Error Rate (BER), ou seja, na taxa de erros resultantes de um de comunicação baseados em transmissão de radiofrequência, no desempenho deste.

Para o estudo do sistema OFDM, considerando um sinal em banda-base, verificou-se que o ruído de fase é um sinal Gaussiano descrito por uma distribuição normal, através análise da relação entre o ruído de fase e o seu desvio-padrão para várias frequências. Dados os resultados, foi possível concluir que a relação entre estes parâmetros vai de encontro ao esperado, aquando a sua comparação com a zona de declive -20 dB/década do espectro de ruído de fase de um oscilador, provocada pelas fontes de ruído branco do

oscilador.

Tendo isto em conta, foi simulado um sistema OFDM, considerando-se que o sinal passa por um canal AWGN, procedendo-se ao aumento de dois parâmetros do sistema: de pontos na constelação da modulação M-PSK e do ritmo de transmissão dos *bits*.

Os três valores de desvio-padrão da distribuição do ruído de fase utilizados foram selecionados através de consulta a literatura, de forma a simular diferentes osciladores RC: 0 (sem ruído de fase), 0,004 (−120 dBc/Hz) e 0,04 (−100 dBc/Hz).

Analisando os resultados obtidos, foi verificado que, dadas as especificações, a variação de BER do sistema provocada pelo ruído de fase surgiu para constelações maiores ou igual a 256-PSK, com desvio-padrão da distribuição do ruído de fase de 0,04 rad e tempo de símbolo de 0,1 μ s. Os casos mais expressivos em estudo surgem com a utilização de modulação 1024-PSK, em que os valores de BER obtidos são elevados e o sistema não apresenta a mesma dinâmica de comportamento que tinha vindo a ser apresentado até então. Tal deve-se ao facto de os dados serem obtidos considerando que as amostras de ruído são totalmente independentes entre si.

A utilização de modulações com baixas constelações, como 64-PSK e 128-PSK, permite uma maior fiabilidade na receção de dados, tendo em conta que apresentam maior taxa de sucesso na transmissão e receção da informação. Para além disso, é possível ainda mencionar que o BER aumenta com a diminuição de tempo de símbolo e com o aumento do tipo de constelação M-PSK em vigor.

Face a esta influência verificada, pretendeu-se estudar um oscilador com a presença dos valores de ruídos de fase em estudo, optando-se pelo oscilador em anel composto por inversores CMOS. Dadas as suas características, como o facto de não ter bobines na sua constituição e permitir obter sinais com diferentes fases, estes apresentam-se como a melhor opção para integrarem sistemas de comunicação RF. Para além disso, não necessitam de tantas camadas de metal (até oito camadas) quando se realiza a sua projeção em *layout*.

No desenvolvimento do protótipo, foram projetadas topologias com cinco e sete inversores CMOS, tendo o rigor de cumprir as especificações de ruído de fase e a frequência de oscilação de 1 GHz. Em ambos os casos, verificou-se que os valores de ruído de fase variavam entre −120 dBc/Hz @ 10 MHz e −130 dBc/Hz, ou seja, que era possível alcançar melhor ruído de fase do que os estudados. Desta forma, é possível referir o dimensionamento obtido era suficiente para o oscilador ter ruído de fase de −120 dBc/Hz @ 10 MHz associado, permitindo simular as características do oscilador RC em estudo. Observou-se, ainda, que a gama de valores de ruído de fase obtidos não era afetada pelo aumento de frequência, tendo-se comprovado, como exemplo, utilizando frequência de oscilação, 2,4 GHz.

Aquando a implementação com ruído de fase de −100 dBc/Hz @ 10 MHz, verificou-se que não foi possível alcançar um dimensionamento de forma a cumprir as especificações de trabalho. Este facto poderia ser ultrapassado, no caso de se optar por uma frequência maior, procedendo-se ao novo dimensionamento consequente.

Cumpridos os requisitos para o estudo de um oscilador RC com ruído de fase de

-120 dBc/Hz @ 10 MHz, não foi necessário projetar o circuito com ruído de fase de -140 dBc/Hz @ 10 MHz, de forma a simular um oscilador LC.

5.2 Trabalho Futuro

O estudo desenvolvido ao longo da presente dissertação é um projeto que pode continuamente ter novas abordagens, sendo estas inovadoras ou complementares.

Uma nova perspectiva a ser desenvolvida consistiria num sistema OFDM com a utilização de um canal Rayleigh. Este foi um dos testes realizados durante a etapa de ajustamento de parâmetros em análise no capítulo 3, mas os resultados obtidos eram compostos por valores de BER mais elevados que o pretendido. Após consulta de literatura, foi possível perceber que, para se atingir os valores expectáveis, seria necessária a implementação de um corretor de BER, que não fazia parte dos objetivos do projeto.

O ruído em estudo foi apenas o ruído de fase de um oscilador, não tendo sido associado mais nenhum outro ao longo do sistema de comunicação. Para abordagens futuras na área de Telecomunicações, um aspeto a considerar é a verificação dos seus efeitos provocados na relação ruído sinal.

De forma a complementar este trabalho, é recomendado ainda o seu desenvolvimento, utilizando novos valores de ruído de fase. Isto permitirá definir, cada vez mais, que valores de ruído de fase influenciam as taxas de erros na receção de informação. Consequentemente, será necessário proceder-se a novas projeções dos osciladores em anel com as novas características, permitindo comparar as dimensões obtidas para cada uma das especificações de trabalho.

Um outro elemento em estudo consistiria na implementação de um oscilador em anel, variando-se os seus consumos de potência. Assim, o caso em estudo seria a análise dos ruídos de fase obtidos em cada um dos casos e poderia ser realizada a comparação entre estes.

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. S. Haykin e M. Moher. *Introduction to analog and digital communications*. 2^a ed. John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [2] P. Cruz, H. Gomes e N. Carvalho. “Receiver Front-End Architectures–Analysis and Evaluation”. Em: *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems*. InTech, 2010.
- [3] L. B. Oliveira, J. Fernandes, I. M. Filanovsky, C. J. Verhoeven e M. M. Silva. *Analysis and design of quadrature oscillators*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [4] A. S. Tanenbaum e D. J. Wetherall. *Computer Networks*. Vol. 5. Pearson Education, Inc, 2011.
- [5] *Frequency Division Multiplexing (FDM)*. Acedido em: 2017-07-01. URL: <http://ecomputernotes.com/computernetworkingnotes/network-technologies/what-is-fdm>.
- [6] J. F.M. L. Guerreiro. “Analytical Characterization and Optimum Detection of Non-linear Multicarrier Schemes”. Tese de doutoramento. Faculdade de Ciências e Tecnologia da Faculdade Nova de Lisboa, 2016.
- [7] V. M.d. O. Fialho. “Estudo e Otimização do Ruído de Fase em Osciladores Locais para Comunicações sem Fios”. Tese de doutoramento. Faculdade de Ciências e Tecnologia da Faculdade Nova de Lisboa, 2017.
- [8] M. Debbah. “Short introduction to OFDM”. Em: *White Paper, Mobile Communications Group, Institut Eurecom* (2004), pp. 0–1.
- [9] *Orthogonal Frequency Division Modulation (OFDM)*. Acedido em: 2017-07-02. URL: https://www.csie.ntu.edu.tw/~hsinmu/courses/_media/wn_11fall/ofdm_new.pdf.
- [10] A. Goldsmith. *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [11] *Introduction to OFDM*. Acedido em: 2017-07-02. URL: http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec16_ofdm.pdf.
- [12] T. d. V. Azevedo. “Estudo de técnicas de pré-compensação das penalidades no downlink em sistemas "wireless radio-over-fiber", usando sinais OFDM”. Tese de mestrado. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.

- [13] N. Marchetti, M. I. Rahman, S. Kumar e R. Prasad. “OFDM: Principles and challenges”. Em: *New directions in wireless communications research*. Springer, 2009, pp. 29–62.
- [14] F. Ellinger. *Radio frequency integrated circuits and technologies*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [15] L. Paciorek. “Injection locking of oscillators”. Em: *Proceedings of the IEEE* 53.11 (1965), pp. 1723–1727.
- [16] B. Razavi e R. Behzad. *RF microelectronics*. 1ª ed. Vol. 1. Prentice Hall New Jersey, 1998.
- [17] B. Razavi e R. Behzad. *RF microelectronics*. 2ª ed. Vol. 1. Prentice Hall New Jersey, 2011.
- [18] *The Basics of Mixers*. Acedido em: 2017-11-07. URL: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2011/oct/the-basics-of-mixers>.
- [19] A. Behzad. *Wireless LAN radios: System definition to transistor design*. Vol. 11. John Wiley & Sons, 2007.
- [20] J. Chitode. *Principles of communication*. Technical Publications, 2009.
- [21] J. N. Matos, J. Perez e J. C. Neves. “Introdução à Sincronização de Osciladores”. Em: *Electrónica e Telecomunicações* 1.6 (1996), pp. 609–615.
- [22] P. Vizmuller. *RF design guide: systems, circuits, and equations*. Vol. 1. Artech House, 1995.
- [23] D Chattopadhyay. *Electronics (fundamentals and applications)*. New Age International, 2006.
- [24] A. M.d. F. Fausto. “Estudo de otimização de imagem e dose em mamografia digital”. Tese de doutoramento. Universidade de Aveiro, 2013.
- [25] L. B. Oliveira, A. Allam, I. M. Filanovsky, J. R. Fernandes, C. J. Verhoeven e M. M. Silva. “Experimental comparison of phase-noise in cross-coupled RC-and LC-oscillators”. Em: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 38.7 (2010), pp. 681–688.
- [26] D. Lesson. “A simple model of feedback oscillator noise spectrum”. Em: *proc. IEEE* 54.2 (1966), pp. 329–330.
- [27] *Phase Noise Basics*. Acedido em: 2017-05-08. URL: https://ieeelongisland.org/pdf/essay/phase_noise_basics.pdf.
- [28] E. J. Baghdady, R. N. Lincoln e B. D. Nelin. “Short-term frequency stability: Characterization, theory, and measurement”. Em: *Proceedings of the IEEE* 53.7 (1965), pp. 704–722.

- [29] L. S. Cutler e C. L. Searle. "Some aspects of the theory and measurement of frequency fluctuations in frequency standards". Em: *Proceedings of the IEEE* 54.2 (1966), pp. 136–154.
- [30] A. Hajimiri e T. H. Lee. "A general theory of phase noise in electrical oscillators". Em: *IEEE journal of solid-state circuits* 33.2 (1998), pp. 179–194.
- [31] R. F. M. Neves. "8-Phase Ring oscillator for modern receivers". Tese de mestrado. Faculdade de Ciências e Tecnologia da Faculdade Nova de Lisboa, 2015.
- [32] S. Chauhan e R. Mehra. "CMOS Design and Performance Analysis of Ring Oscillator for Different Stages". Em: *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)* 32.5 (2016), pp. 234–237.
- [33] *LogicBlocks Experiment Guide*. Acedido em: 2017-06-30. URL: <https://learn.sparkfun.com/tutorials/logicblocks-experiment-guide/5-ring-oscillator>.
- [34] M. Mandal e B. Sarkar. "Ring oscillators: Characteristics and applications". Em: (2010).
- [35] L. B. Oliveira, E. T. Snelling, J. R. Fernandes e M. M. Silva. "An inductorless CMOS quadrature oscillator continuously tuneable from 3.1 to 10.6 GHz". Em: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 40.3 (2012), pp. 209–219.
- [36] L. Dai e R. Harjani. "A low-phase-noise CMOS ring oscillator with differential control and quadrature outputs". Em: *ASIC/SOC Conference, 2001. Proceedings. 14th Annual IEEE International*. IEEE. 2001, pp. 134–138.
- [37] J. D. Van der Tang, D. Kasperkovitz e A. Van Roermund. "A 9.8-11.5-GHz quadrature ring oscillator for optical receivers". Em: *IEEE Journal of solid-state circuits* 37.3 (2002), pp. 438–442.
- [38] M. Grozing, B. Phillip e M. Berroth. "CMOS ring oscillator with quadrature outputs and 100 MHz to 3.5 GHz tuning range". Em: *Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC'03. Proceedings of the 29th European*. IEEE. 2003, pp. 679–682.
- [39] J. R. Fernandes, M. H. Kouwenhoven, C. van den Bos, L. B. Oliveira e C. J. Verhoeven. "The effect of mismatches and delay on the quadrature error of a cross-coupled relaxation oscillator". Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 54.12 (2007), pp. 2592–2598.
- [40] S. W. Park e E. Sanchez-Sinencio. "RF oscillator based on a passive RC bandpass filter". Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 44.11 (2009), pp. 3092–3101.
- [41] C.-H. Park e B. Kim. "A low-noise, 900-MHz VCO in 0.6- μm CMOS". Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 34.5 (1999), pp. 586–591.
- [42] D. A. Badillo e S. Kiaei. "Comparison of contemporary CMOS ring oscillators". Em: *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*. IEEE. 2004, pp. 281–284.

- [43] L. Fanori e P. Andreani. “Class-d cmos oscillators”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 48.12 (2013), pp. 3105–3119.
- [44] G. Li e E. Afshari. “A low-phase-noise multi-phase oscillator based on left-handed LC-ring”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 45.9 (2010), pp. 1822–1833.
- [45] C.-W. Yao e A. Wilson. “A phase-noise reduction technique for quadrature LC-VCO with phase-to-amplitude noise conversion”. Em: *Solid-State Circuits Conference, 2006. ISSCC 2006. Digest of Technical Papers. IEEE International*. IEEE. 2006, pp. 701–710.
- [46] F. Zhao e F. F. Dai. “A 0.6-V quadrature VCO with enhanced swing and optimized capacitive coupling for phase noise reduction”. Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 59.8 (2012), pp. 1694–1705.
- [47] A. Bispo, F. Quendera, R. Madeira, J. P. Oliveira e L. B. Oliveira. “A low power quadrature class D LC oscillator with 0.4 V supply”. Em: *Mixed Design of Integrated Circuits & Systems (MIXDES), 2014 Proceedings of the 21st International Conference*. IEEE. 2014, pp. 121–126.
- [48] A. G. Roy, S. Dey, J. B. Goins, T. S. Fiez e K. Mayaram. “350 mV, 5 GHz class-D enhanced swing differential and quadrature VCOs in 65 nm CMOS”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 50.8 (2015), pp. 1833–1847.
- [49] A. Aktas e M. Ismail. *CMOS PLLs and VCOs for 4G wireless*. Springer Science & Business Media, 2004.
- [50] *What is a Low Noise Amplifier*. Acedido em: 2017-12-18. URL: <http://www.futureelectronics.com/en/amplifiers/low-noise.aspx>.
- [51] *Bit Error Rate Testing: BER Test*. Acedido em: 2017-12-14. URL: <http://www.radioelectronics.com/info/rf-technology-design/ber/bit-error-rate-testing-ber-test.php>.
- [52] M. Bhagyaveni, R Kalidoss e K. Vishvakshenan. *Introduction to analog and digital communication*. Vol. 46. River Publishers, 2016.
- [53] *Comunicações Ópticas*. Acedido em: 2017-12-15. URL: https://web.fe.up.pt/~hsalgado/co/como_partII_metodologia_projecto.pdf.
- [54] M. C. P. Baptista. “Identificação e caracterização da modulação dos sinais digitais em RF”. Tese de mestrado. Universidade de Aveiro, 2007.
- [55] *Técnicas de modulação*. Acedido em: 2017-12-07. URL: <http://www3.dsi.uminho.pt/adriano/Teaching/Comum/TecModul.html>.
- [56] *Capítulo 1 – Introdução*. Acedido em: 2017-12-07. URL: http://tele1.dee.fct.unl.pt/it_2016_2017/folhas/1_introducao.pdf.
- [57] T. T. Ha. *Theory and design of digital communication systems*. Cambridge University Press, 2010.

- [58] *Digital Communication Quadrature Phase Shift Keying*. Acedido em: 2017-12-11. URL: https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_quadrature_phase_shift_keying.htm.
- [59] *Modulation and Demodulation*. Acedido em: 2017-12-11. URL: <http://www.cypress.com/file/55591/download>.
- [60] I. Glover e P. M. Grant. *Digital communications*. Pearson Education, 2010.
- [61] J. D. Gibson. *Mobile communications handbook*. CRC press, 2012.
- [62] *Apresentação das modulações digitais PSK, FSK, ASK e QAM*. Acedido em: 2018-02-18. URL: https://paginas.fe.up.pt/~sam/Tele2/apontamentos/Modul_2.pdf.
- [63] *Detecção coerente em MSPK*. Acedido em: 2017-12-13. URL: https://paginas.fe.up.pt/~sam/Tele2/apontamentos/Modul_3_2.pdf.
- [64] T. H. Lee e A. Hajimiri. "Oscillator phase noise: A tutorial". Em: *IEEE journal of solid-state circuits* 35.3 (2000), pp. 326–336.
- [65] A. Sahai, G. Patel, C. Dick e A. Sabharwal. "Understanding the impact of phase noise on active cancellation in wireless full-duplex". Em: *2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*. 2012.
- [66] U. L. Rohde, A. K. Poddar e G. Böck. *The design of modern microwave oscillators for wireless applications: theory and optimization*. John Wiley & Sons, 2005.
- [67] *Apontamentos sobre Osciladores e Malhas de Captura de Fase*. Acedido em: 2017-12-27. URL: http://cadeiras.iscte-iul.pt/cse/Folhas/Osc_PLL/Osc_PLL.htm.
- [68] P. C. A. Pereira. "Multi-Phase Ring Oscillators". Tese de doutoramento. Instituto Superior Técnico, Universidade de Lisboa, 2017.
- [69] *Circuitos CMOS: Um resumo*. Acedido em: 2017-12-30. URL: <https://paginas.fe.up.pt/~jcf/ensino/disciplinas/mieec/pcvlsi/2007-08a/sumario.pdf>.
- [70] R. J. Baker. *CMOS: circuit design, layout, and simulation*. Vol. 1. John Wiley & Sons, 2008.
- [71] E. N. Lima. "Amplificador de transimpedância com elevada eficiência energética". Tese de mestrado. Universidade de Aveiro, 2011.
- [72] *Circuitos Digitais MOS*. Acedido em: 2018-01-09. URL: https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779571242394/E1_aulas_19-25.pdf.
- [73] *CMOS Inverter*. Acedido em: 2018-01-03. URL: http://www.csit-sun.pub.ro/courses/vlsi/VLSI_Darmstad/www.microelectronic.e-technik.tu-darmstadt.de/lectures/winter/vlsi/vorlesung_pdf/chap05.pdf.



ESTRUTURA DO CÓDIGO PARA SISTEMA OFDM

O presente apêndice apresenta o esquema relativo à estrutura do código utilizado para a implementação de um sistema OFDM, analisado na secção 3.4, que pode ser observado na figura A.1.

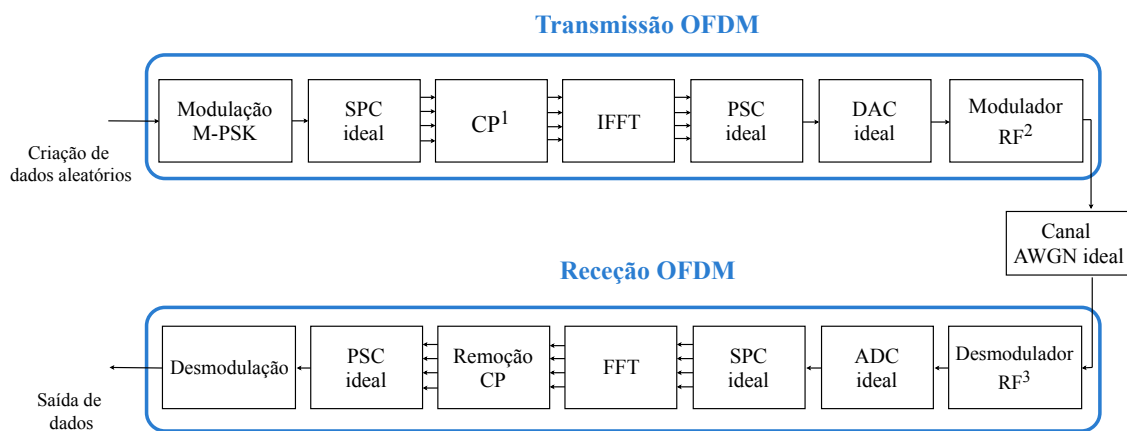


Figura A.1: Estrutura do código utilizado para implementação do sistema OFDM em análise.

- ¹ O valor do comprimento do CP calculado e utilizado valia 1;
- ² Na fase de modulador RF, consideraram-se as seguintes operações: adição de ruído de fase e *upconversion* do sinal;
- ³ No desmodulador RF, considerou-se que havia a adição de ruído de fase (diferente e independente do existente aquando o processo de transmissão) ao sinal, *downconversion* e passagem do sinal por um filtro de Butterworth de 6^a ordem como filtro passa-baixo.

A P Ê N D I C E



ARTIGO PUBLICADO

Neste apêndice é apresentado o artigo elaborado com base no desenvolvimento desta dissertação. Denominado "*The Impact of Phase-Noise on the Communication System Receivers*", foi aceite no 2nd International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering.

The Impact of Phase-Noise on the Communication System Receivers

Andreia Ribeiro, Luis Irio¹, Luis Oliveira² and Rodolfo Oliveira¹

¹*Instituto de Telecomunicações (IT) - UNINOVA*

²*Centre of Technology and Systems (CTS) - UNINOVA*

*Department of Electrical Engineering (DEE), Faculty of Sciences and Technology (FCT), Univ. Nova de Lisboa (NOVA)
2829-516, Caparica, Portugal*

{afd.ribeiro, l.iriio}@campus.fct.unl.pt, {l.oliveira, rado}@fct.unl.pt

Abstract—This paper assesses the influence of the phase noise on the Bit Error Rate (BER) performance of wireless communications systems. The phase-noise distribution is characterized for different types of oscillators. The influence of the phase-noise is then evaluated considering an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) wireless communication system and different modulation constellations. The main conclusions of this work are based on simulation results, obtained through the simulation of the OFDM wireless communication system in the time-domain.

Index Terms—BER, Butterworth filter, OFDM, oscillator, phase noise, transceiver

I. INTRODUCTION

Over the last years, there has been an increase in communications, with an exponential growth in the number of people massively using wireless devices that support different services. This may even possibly occur simultaneously and in different locations. Radiofrequency (RF) based communication systems are new technologies used in today's world, whose user requirements include data storage, low cost, high information transmission rates and high reliability on wireless communication systems [1]. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is RF based communication system that has been increasingly adopted in recent years and is currently applied to cable networks, power line networking, and IEEE 802.11a [2].

Oscillators have an important role in RF systems, integrating electronic circuits for that are crucial for the operation of the RF communication process. Not being an ideal element, they are likely to contain some small random phase variation, which is called phase noise. Phase noise may lead to the deterioration of the signal, deeply impacting on the system's performance. [3].

This paper provides an overview of OFDM system in Section II. Section III analyzes the oscillators, the operation of a ring oscillator with CMOS inverters and the phase noise. Section IV presents and analyzes the results obtained through implementation and simulation. The discussion and conclusions are presented in Section V.

II. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

A. OFDM Principle

OFDM consists of dividing the available bandwidth into several subchannels (whose center frequencies are designated as subcarriers). This process is called multiplexing. The subcarriers are adopted to transmit different bits in parallel. This way, the flow of information is divided into several streams. Each user uses a portion of the band to transmit its signal. In order to perform an efficient transmission, the modulation of the digital signals is done through a Fourier transform of all subcarriers and, therefore, it is not required to be applied separately on each one. OFDM does not require guard bands, thus, the separation between the subcarriers is large enough, so the inter-channel interference (ICI) is minimized [2].

B. OFDM Transceiver

A communication system is divided into two parts: a receiver and a transmitter. Fig. 1 represents the typical diagram of a basic communication system. In its operation, the transmitter converts the signal of a suitable message generated by a transmission source. Thereafter, the channel sends the signal to the receiver. Usually, the receiver and the transmitter are placed at different and distant locations. Throughout the flow of the information through the channel, the signal may suffer different propagation effects caused by channel imperfections, in addition to being subject to noise and interference from other sources. This way, the received signal corresponds to a modified version of the transmitted one [4]. Figure 1 illustrates the RF communication system considered in this work.

OFDM is a process used in transmitting and receiving signals.

In the OFDM transmission process, the bandwidth B_s is divided into N subcarriers, which are transmitted in parallel and can be different between each other. Their center frequencies are spaced $\Delta f = B_s/N$ and have orthogonality to each other, with period T_u [2] [5]. In the process, the data generated by the information source is randomly generated and independent of each other.

The data is modulated according to the modulation scheme used (in this case, with Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), being selected from a certain constellation. It passes

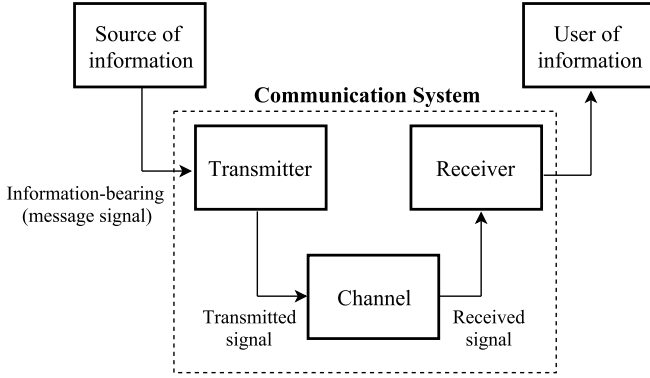


Fig. 1: RF communication system. Adopted from [4].

through the Serial-to-Parallel Converter (SPC). Divided into different subcarriers (four in the scenario adopted in this work), the Cyclic Prefix (CP) is added at the end of each OFDM block.

CP consists on a repetition of the last part of the OFDM block in the guard interval. Its addition to the OFDM block comes from two purposes: the need to increase the robustness of the system to the inter-block interference (IBI) (with its use, the interference caused by the OFDM block lies on the CP) and to reduce the complexity of the equalization process. Representing the CP duration by T_g and OFDM symbol duration by T_u , the total duration of the block is:

$$T_{syimb} = T_g + T_u. \quad (1)$$

In order to keep the orthogonality between each subcarrier, IFFT is applied to the symbols block to be transmitted. Then the signal passes through a digital-to-analogue converter (DAC), where signals are converted from digital to analog, that is, its transmission must be done with analog signals.

Subsequently, the baseband OFDM signal is subjected to a RF modulator, in order to be upconverted to the carrier frequency f_c [5]. Thus, the signals modulate the IQ carrier from the oscillator. The resulting signal is:

$$x(t) = \alpha_1 \cos(\omega_c t) + \alpha_2 \sin(\omega_c t), \quad (2)$$

with α_1 and α_2 in $\{-A_c, A_c\}$. This relationship occurs because $\cos(\omega_c t)$ and $\sin(\omega_c t)$ are orthogonal [6].

The random value of the single noise considered - phase noise - is added to the IQ signal. Finally, the signal passes through a power amplifier (PA) whose frequency corresponds to the carrier frequency [3].

In the reception of the signal the inverse process is done. At the receiving antenna, the signal passes through an RF band demodulator [7]. Subsequently, the CP is removed from the end of each OFDM block and the signal passes through a SPC. The N subcarriers are then downconverted, modeling the IQ carrier from the oscillator, resulting in its conversion to the baseband.

C. Bit Error Rate

The Bit Error Rate (BER) is the ratio of the average number of bits unsuccessfully received (N_r) and the total number of bits transmitted (N_t) [8]:

$$BER = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \left(\frac{N_r}{N_t} \right) \quad (3)$$

III. OSCILLATOR AND PHASE NOISE

A. Characterization of Oscillators

In telecommunication systems, it is necessary to have a transmitter and a receiver so that the signal transmission is achieved in a unidirectional or bidirectional way. Oscillators perform an important role in their operation, since they generate RF signals that are transmitted by antennas or originate signals that can be used as local oscillators in the reception process. The requirements for the best performance of the receiver local oscillators are: they must be frequency stable and have low wideband noise, so that a good receiver sensitivity is possible [9].

B. Ring Oscillator

The ring oscillator consists of an odd number cascaded inverters as delay cells [10], where the output of the last inverter is fed back to the input of the first. The use of an odd number of inverters ensures oscillatory behavior, regardless of its initial situation [11].

Fig. 2 shows the schematic of a ring oscillator with four phases, showing the three inverters that are used [12].

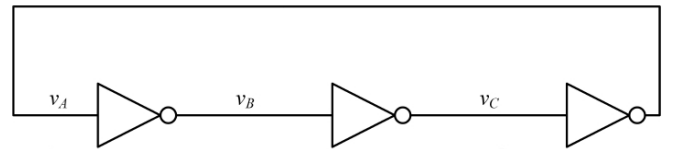


Fig. 2: Four-phase ring oscillator. Adopted from [12].

The oscillation frequency of a ring oscillator depends on the propagation delay τ_d per inverter and the number of inverters [13]:

$$f_0 = \frac{1}{2N\tau_d}. \quad (4)$$

The simplest circuit of a ring oscillator uses CMOS inverters, as shown Fig. 3.

The transistors operate in three possible modes: saturation, linear and cut-off. When used in a CMOS inverter, they work as switches [14].

The main advantage of ring oscillators is that they don't have any coil in their constitution. In addition, they provide signals with different phases [13].

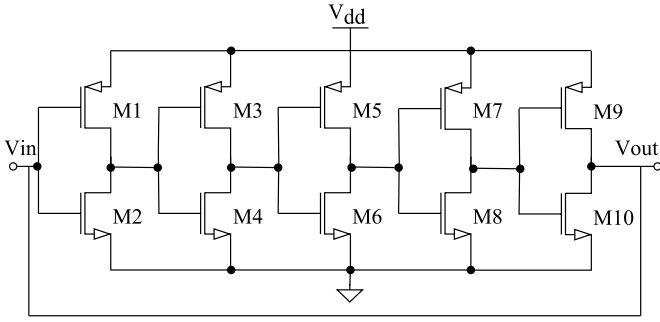


Fig. 3: 3-stage ring oscillator using CMOS inverters. Adopted from [13].

C. Phase Noise

Phase noise is an important measure of oscillator performance in modern transceivers. It is possible to consider that an oscillator has an associated noise (phase noise) that is around a carrier. The phase relationship appears from the addition of a noise voltage to a sinusoidal voltage [15].

A signal may be represented as:

$$x(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi_n(t)], \quad (5)$$

where $\phi_n(t)$ is the phase noise [6].

The oscillator noise characterization can be done in the frequency domain as phase noise and in the time domain as jitter. Phase noise is used in RF and analog devices, and jitter is usually used in digital devices [3].

The semi-empirical equation of Leeson-Cutler considers that the oscillator is a linear time invariant system. In this model, the expression of phase noise, $L(\omega_m)$, is:

$$L(\omega_m) = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_S} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q\omega_m} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega_1/f^3}{|\omega_m|} \right) \right\}, \quad (6)$$

where F is an empirical parameter called excess noise number, ω_0 is the frequency of oscillation, k is Boltzman's constant, Q is the quality factor, T is the absolute temperature, P_S is the average power dissipated in the resistive part of the resonator tank, ω_m is the offset from the carrier and ω_1/f^3 is defined as the corner frequency between $1/f^3$ and $1/f^2$ regions [16] (represented in the Fig. 4).

From Fig. 4, it is possible to observe an asymptotic output noise spectrum of an oscillator. Three different zones are identified in this graph:

- The region (1) has a constant stage, which contains the most distant frequencies of the carrier, whose noise originates from the connected white-noise sources located in external electronic circuits, which are directly connected to the oscillator;
- In the region (2), between the frequencies ω_1 and ω_2 , it is possible to observe the second region of the spectrum, which presents a slope of -20 dB/decade. This originates

in the modulation frequency of the oscillator by its white noise sources;

- The region (3), located between ω_0 and ω_1 , is the sector closest to the carrier frequency and has a -30 dB/decade slope, due to the $1/f$ noise of the active devices.

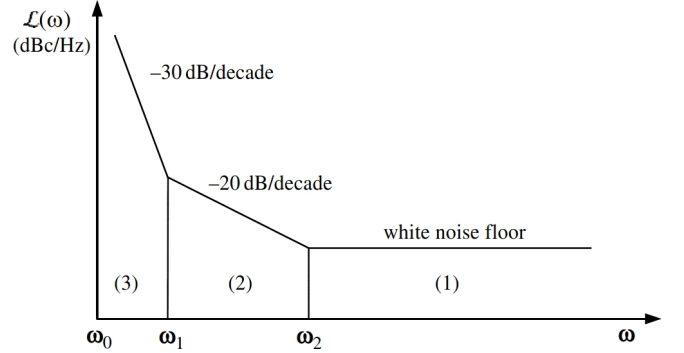


Fig. 4: Phase noise spectrum of an oscillator versus the carrier offset [3].

Phase noise is important in RF systems in both receivers and transmitters. If the LO signals the carrier signal for the reception and transmission and contains phase noise, both signals are corrupted. Furthermore, their existence limits the immunity capacity against adjacent interference signals, resulting in a reciprocal mixing effect, where the channel signal is transmitted on a different frequency, as well as the neighboring channels. This way, the signal is corrupted.

As for transmission, phase noise can corrupt and overload weak channels that may be located near the transmitter [3].

IV. IMPLEMENTATION AND ANALYSIS

In this section, the main objective is to analyze the BER of a system, when subject to the existence of different and random phase noise in the transmission and reception oscillators of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system. Thus, it is intended to observe which phase noise values cause the BER value to change.

First, by looking at the Fig. 4, the (2) region represented will be analyzed, where it has a slope of -20 dB/decade caused by the white-noise sources of the oscillator.

In order to execute the study, we started by analyzing the signal distribution, when there is phase noise.

A generic baseband signal converted to a frequency ω_c can be represented as [17]:

$$x_{up}(t) = x(t) e^{j[\omega_c t + \phi_n(t)]}. \quad (7)$$

By analyzing the equation (7), it is possible to obtain phase noise. In order to isolate this variable under study, the model was developed using the SIMULINK software, which can be observed in Fig. 5.

In order to understand if the phase noise was a Gaussian signal described by a normal distribution $X \sim N(\mu, \sigma^2)$,

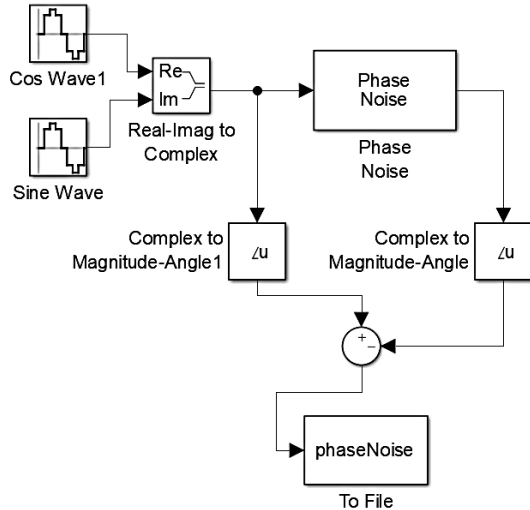


Fig. 5: Model developed by SIMULINK software for analysis of signal distribution.

where μ is the mean and σ^2 is the variance (σ is the standard deviation), we started by analyzing the relation between standard deviation versus phase noise variation for different frequency values. The graph obtained can be seen in Fig. 6.

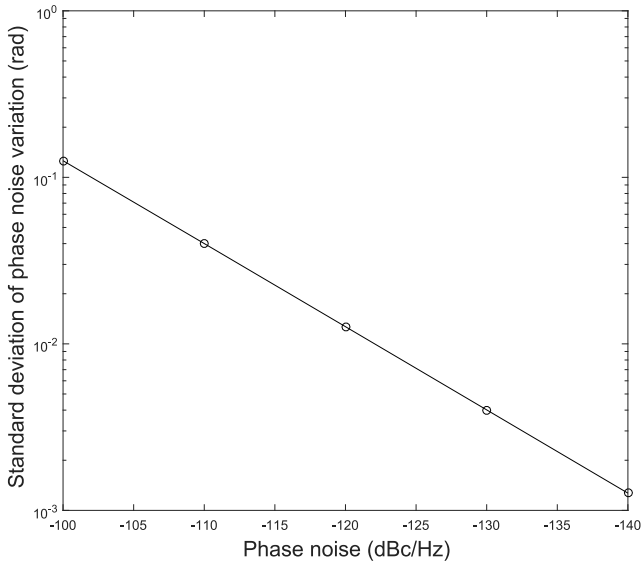


Fig. 6: Standard deviation vs phase noise.

Analyzing the graph, it is possible to consider that the results occur as theoretically expected when they are compared with the region (2) of the graph shown in Fig 4.

Afterwards, the implementation and results of an OFDM system, described in detail in Section II were done, taking into account that, as verified, phase noise has a normal distribution. The code used for this implementation was developed using MATLAB R2016a software.

For the OFDM process implemented, the considered values for the parameters can be analyzed in the Table I, which were

obtained in an empirical way. N_{carriers} represents the number of subcarriers used, T_{max} is the transmission time of OFDM blocks, t_{sim} is the number of times the process was done in each simulation, f_{up} is the RF frequency, f is the baseband frequency, samp_time is symbol time, σ_{PN} is the value of standard deviation relative to phase noise and M refers to the type of M -PSK constellation.

TABLE I: Configuration parameters considered for the OFDM simulation.

| Parameters | Values | | | | |
|---------------------------------------|-------------------|-------|------|-----|------|
| N_{carriers} | 4 | | | | |
| T_{max} (μs) | 16 | | | | |
| t_{sim} (s) | 200×10^3 | | | | |
| f_{up} (GHz) | 1 | | | | |
| f (MHz) | 1 | | 10 | | |
| samp_time (μs) | 0.1 | | 1 | | |
| σ_{PN} (rad) | 0 | 0.004 | 0.04 | | |
| M | 64 | 128 | 256 | 516 | 1024 |

For each simulation executed, the values of samp_time , σ_{PN} and M were varied, with a bandwidth of 10 MHz. The values of σ_{PN} were chosen through the literature search, with the aim of making the analysis and implementation more realistic. Thus, it was considered that it would take the values of 0 rad (no phase noise), 0.004 rad (-120 dBc/Hz @ 1 GHz) and 0.04 rad (-100 dBc/Hz @ 1 GHz), that is, a high and a low value, in order to simulate RC oscillators.

In the implementation, it was considered that the CP would have 1 in length and that the signal passes through the AGWN channel with variance of 0.25, where it pass through the operation of a filter.

The OFDM process was repeated 200×10^3 times in each simulation, in order to obtain the best-estimated mean of BER produced in the system, in each of the cases studied. After some tests of values, this value was used, for providing more stable and, therefore, reliable results.

After the tests, the values obtained in the simulations can be found in the Table II.

TABLE II: BER data of an OFDM system with and without the existence of phase noise.

| samp_time (μs) | σ_{PN} (rad) | BER | | | | |
|---------------------------------------|----------------------------|----------|-----------|-----------|-----------|------------|
| | | $M = 64$ | $M = 128$ | $M = 256$ | $M = 512$ | $M = 1024$ |
| 0.1 | 0 | 0.0224 | 0.0224 | 0.0224 | 0.0224 | 0.5455 |
| | 0.004 | 0.0224 | 0.0224 | 0.0224 | 0.0224 | 0.5402 |
| | 0.04 | 0.0224 | 0.0224 | 0.0368 | 0.2595 | 0.5766 |
| 1 | 0 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0234 | 0.0834 |
| | 0.004 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0231 | 0.0616 |
| | 0.04 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0229 | 0.0232 | 0.0717 |

Taking the data from Table II, it was possible to construct the graph that can be observed in Fig. 7. From the analysis of both, it was possible to verify that the OFDM system suffers BER variation according to its type of modulation constellation and the associated standard deviation relative to phase noise.

In the case where system modulation is performed with 64-PSK or 128-PSK, it is verified that the phase noise does not cause any variation in the channel, presenting a static behavior,

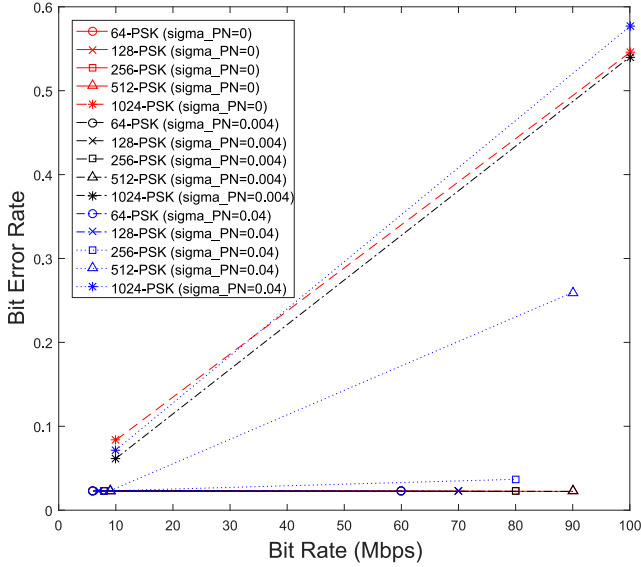


Fig. 7: Bit Rate vs BER.

causing the BER obtained in the simulations to be related to the noise associated with the transmitter, the channel and the receiver. In these situations, it is still possible to observe that the BER is greater when using a symbol time of $1\mu\text{s}$ than of $0.1\mu\text{s}$. The same is true for 256-PSK, however, it is possible to observe that when the symbol time is $1\mu\text{s}$, the standard deviation relating to the phase noise causes BER to change by 0.04 rad, increasing by 2.24% ($\text{sigma_PN} = 0.004$ rad) to 3.68% ($\text{sigma_PN} = 0.04$ rad).

The behavior of the system with the presence of 512-PSK modulation is very similar to that of 256-PSK, however it is found that, when the symbol time is $0.1\mu\text{s}$, the standard deviation variation is more pronounced, increasing from 2.24% ($\text{sigma_PN} = 0.004$ rad) to 25.95% ($\text{sigma_PN} = 0.04$ rad).

The obtained BER values become more expressive when using 1024-PSK modulation, being verified that they are higher and they do not present a dynamic behavior as in the previous cases, even when the standard deviation value is low. This is due to the fact that the data are obtained considering that the noise samples are totally independent of each other, and there is no correlation between the data.

Given these facts, it is possible to mention that OFDM systems with 64-PSK and 128-PSK are options that allow a greater reliability in the reception and transmission of data, because it is verified the existence of lower BER, that is, a higher success rate in the transmission of information.

Thus, from this data, it is verified that the BER increases with the decrease of symbol time and with the increase of the type of M-PSK constellation being used.

V. DISCUSSION AND CONCLUSION

Throughout this article, the purpose was to analyze which phase noise values cause variation of BER. As a result, it was verified that phase noise was a Gaussian signal described by

a normal distribution $X \sim N(\mu, \sigma^2)$ and, in a second stage, OFDM processes were simulated with two different symbol times ($0.1\mu\text{s}$ and $1\mu\text{s}$), three standard deviations of phase noise variation (0 rad, 0.004 rad e 0.04 rad) and four types of modulation constellation (64-PSK, 128-PSK, 256-PSK, 512-PSK and 1024-PSK).

After simulations and analysis of results, it was possible to verify that, given the specifications, with lower constellations, such as 64-PSK and 128-PSK, the system demonstrated a static behavior, not verifying any variation of BER. This way, it is possible to consider that the verified BER values comes only from the system and not from the presence of phase noise. In the case of 256-PSK and 512-PSK, it was verified that there is a variation of BER in the system generated by phase noise.

The most expressive case under study appears when using the 1024-PSK modulation, in which phase noise is higher. The reason why this happens is because the data of the information used in the simulations are generated independently, having no correlation between them.

It is then possible to conclude that phase noise has an influence on the success rate of signal transmissions when there is data with symbol time of $0.1\mu\text{s}$ and $1\mu\text{s}$ and modulations with 256-PSK and 512-PSK constellations, with standard deviation of phase noise variation values 0 rad, 0.004 rad and 0.04 rad.

VI. ACKNOWLEDGEMENTS

This work was partially supported by the Portuguese Science and Technology Foundation (FCT/MEC) under the project UID/EEA/50008/2013, project UID/EEA/00066/2013 and grant SFRH/BD/108525/2015.

REFERENCES

- [1] P. Cruz, H. Gomes, and N. Carvalho, "Receiver front-end architecture-analysis and evaluation," in *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems*. InTech, 2010.
- [2] A. S. Tanenbaum and D. J. Wetherall, *Computer Networks*. Pearson Education, Inc, 2011, vol. 5.
- [3] L. B. Oliveira, J. Fernandes, I. M. Filanovsky, C. J. Verhoeven, and M. M. Silva, *Analysis and design of quadrature oscillators*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [4] S. S. Haykin and M. Moher, *Introduction to analog and digital communications*. John Wiley & Sons, Inc, 2007, vol. 2.
- [5] J. Guerreiro, "Analytical characterization and optimum detection of non-linear multicarrier schemes," PhD Dissertation, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, 2016.
- [6] B. Razavi and R. Behzad, *RF microelectronics*. Prentice Hall New Jersey, 1998, vol. 1.
- [7] M. Debbah, "Short introduction to OFDM," *White Paper, Mobile Communications Group, Institut Eurecom*, pp. 01, 2004.
- [8] M. Bhagyaveni, R. Kalidoss, and K. Vishvaksean, *Introduction to analog and digital communication*. Vol. 46. River Publishers, 2016.
- [9] P. Vizmuller, *RF design guide: systems, circuits, and equations*. Artech House, 1995, vol. 1.
- [10] M. Grozing, B. Phillip, and M. Berroth, "CMOS ring oscillator with quadrature outputs and 100 MHz to 3.5 GHz tuning range," in *Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC03. Proceedings of the 29th European*. IEEE, 2003, pp. 679682.
- [11] V. P. Shmerko, S. E. Lyshevski, and S. N. Yanushkevich, *Computer arithmetics for nanoelectronics*. CRC Press, 2016.
- [12] P. Pereira, "Multi-phase ring oscillators," PhD Dissertation, Instituto Superior Técnico, Universidade de Lisboa, 2017.
- [13] M. Mandal and B. Sarkar, "Ring oscillators: Characteristics and applications," 2010.

- [14] S. Kang, and Y. Leblebici, *CMOS digital integrated circuits*. Tata McGraw-Hill Education, 2003.
- [15] Phase Noise Basics. Accessed: 2017-05-08. [Online]. Available: https://ieeelongisland.org/pdf/essay/phase_noise_basics.pdf
- [16] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 179194, 1998.
- [17] A. Sahai, G. Patel, C. Dick, and A. Sabharwal, "Understanding the impact of phase noise on active cancellation in wireless full-duplex," in *2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, Nov 2012, pp. 29-33.