

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
ENGENHARIA ELÉTRICA

Max Anacleto Vasconcelos

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR
CONTROLADO POR TENSÃO PARA APLICAÇÕES
ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO
COMPENSAÇÃO EM TEMPERATURA**

Santa Maria, RS

2022

Max Anacleto Vasconcelos

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO
PARA APLICAÇÕES ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO COMPENSAÇÃO
EM TEMPERATURA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**

Orientador: Prof. Dr. Natanael Rodrigues Gomes

Santa Maria, RS

2022

Anacleto Vasconcelos, Max

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO PARA APLICAÇÕES ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO COMPENSAÇÃO EM TEMPERATURA / por Max Anacleto Vasconcelos. – 2022.

116 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Natanael Rodrigues Gomes

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Engenharia Elétrica, RS, 2022.

1. Oscilador controlado por tensão. 2. Spontaneous Transconductance Match. 3. Compensação em temperatura. 4. Radar. I. Rodrigues Gomes, Natanael. II. PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO PARA APLICAÇÕES ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO COMPENSAÇÃO EM TEMPERATURA.

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Max Anacleto Vasconcelos. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

E-mail: vasconcelosanacletomax@gmail.com

Max Anacleto Vasconcelos

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO
PARA APLICAÇÕES ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO COMPENSAÇÃO
EM TEMPERATURA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**

Aprovado em 30 de Agosto de 2022:

Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Luiz Aita Dr. (UFSM), Prof. (André)

Banaszeski da Silva Dr. (UFSM), Prof. (Maurício)

Santa Maria, RS

2022

RESUMO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO PARA APLICAÇÕES ENVOLVENDO RADARES EMPREGANDO COMPENSAÇÃO EM TEMPERATURA

AUTOR: MAX ANACLETO VASCONCELOS
ORIENTADOR: NATANAEL RODRIGUES GOMES

Sistemas de radar são capazes de produzir medidas com grande exatidão. Entretanto, tal capacidade depende dos componentes empregados no sistema e da forma com que estes componentes interagem. Sendo que o receptor-excitador (REX) é um dos blocos mais fundamentais na construção de sistemas de qualidade. A referência de um REX, e por consequência de um sistema como um todo, é um oscilador local estável. Este componente pode ser produzido por meio de diversas tecnologias. Dentre elas, osciladores LC construídos com tecnologias de circuitos integrados apresentam características vantajosas como baixo consumo de potência, curto período de transiente e baixo ruído de fase.

Neste trabalho o projeto de um oscilador LC desenvolvido com componentes processo de fabricação TSMC 180 nm é apresentado. Procurando produzir características mais favoráveis para sistemas de radar, técnicas de projeto como o reuso de corrente, Spontaneous Transconductance Match e compensação em temperatura por polarização de capacitores MOS são empregadas. Ainda, foi verificada a influência das variações de temperatura e fator de qualidade sobre osciladores LC.

Simulações demonstraram que o oscilador consome cerca de 7 mW, é capaz de gerar sinais senoidais entre 8,331 GHz e 11,035 GHz, apresenta faixa de ajuste de frequência superior a 25 %, e produz ruído de fase medido abaixo dos -110 dBc/Hz considerando um deslocamento de 1 MHz da componente fundamental para todos os casos verificados.

Palavras-chave: Oscilador controlado por tensão. Spontaneous Transconductance Match. Compensação em temperatura. Radar.

ABSTRACT

DESIGN AND SIMULATION OF A TEMPERATURE COMPENSATED VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR SUITABLE FOR RADAR APPLICATIONS

AUTHOR: MAX ANACLETO VASCONCELOS

ADVISOR: NATANAEL RODRIGUES GOMES

Radar systems are capable of producing measurements with great accuracy. However, such capacity depends on the components used in the system and the way in which these components interact. The receptor-exciter (REX) is one of the most fundamental building blocks in high quality systems. The reference of a REX, and consequently of the system as a whole, is a stable local oscillator. This component can be produced through various technologies. Among them, LC oscillators built with integrated circuits technology have advantageous features such as low power consumption, short transient period and low phase noise.

In this work the design of an LC oscillator developed using the TSMC 180 nm fabrication process devices is presented. Seeking to produce an oscillator suitable for radar systems, design techniques such as current reuse, Spontaneous Transconductance Match and constant-biased MOS capacitors are employed. Moreover, the temperature and quality factor variations influence over LC oscillators was verified.

Simulations showed that the oscillator consumes about 7 mW, is able to generate sinusoidal signals between 8.331 GHz and 11.035 GHz, features superior frequency tuning range at 25 %, and produces phase noise below -110 dBc/Hz considering a 1 MHz offset from the component for all the evaluated conditions.

Keywords: Voltage Controlled Oscillator. Spontaneous Transconductance Match. Temperature compensation. Radar.

LISTA DE FIGURAS

1	Representação de um radar como um diagrama de blocos	16
2	Referências para a equação do radar	18
3	Exemplo de um corte de padrão de radiação de uma antena	22
4	Representação da largura de feixe	23
5	Geometria de um ângulo sólido	25
6	Representação do padrão de onda para um radiador isotrópico, para um dipolo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) e um dipolo de um comprimento de onda (λ)	26
7	Tipos de antenas	28
8	Representação genérica de um receptor de um sistema de radar	30
9	Modelo de processador de sinais genérico	35
10	Conceito de abertura sintética	37
11	Amplitude de amostras em função da distância em comparação com um limiar de detecção	39
12	Filtragem de rastreamento dois alvos em uma dimensão com menor e maior variância	40
13	Estrutura física de um MOSFET canal n	44
14	Formação do canal em um MOSFET	45
15	Deformação do canal em função de uma tensão V_{DS}	46
16	Canal na região de saturação	49
17	Resistor implementado por caminho de quadrados	54
18	Capacitor implementado por camadas de interconexão	57
19	Representação física de um capacitor MOS	58
20	Curvas de de capacitância em função da tensão de porta	59
21	Formatos de indutores planares	60
22	Indutor com derivação central	61
23	Comparação de fórmulas de indutância	63
24	Modelo de indutor considerando parasitas	64
25	Exemplo de padrão escudo aterrado	65
26	Circuito RLC paralelo	66
27	Resposta ao transiente para diferentes valores de Q	70
28	Circuito LC paralelo com perdas	71
29	Diagrama de blocos de um modelo de realimentação linear para a análise de condições de oscilação	74
30	Modelo comportamental de um oscilador LC	76
31	Diagrama de Bode do modelo comportamental de um oscilador LC	77
32	Local das raízes para um oscilador LC em condições de início de oscilações e em regime permanente	78
33	Diagrama de Bode e local das raízes de um oscilador Pierce	79
34	Modelagem de um oscilador LC como modelo de resistência negativa	82
35	Par diferencial em acoplamento cruzado	84
36	Representação do oscilador como meio-circuito	86
37	Transição do par diferencial convencional para o par diferencial com reuso de corrente.	87
38	Topologia do STM	88

39	Curva de coeficientes de temperatura em função da tensão de polarização para um capacitor MOS	91
40	Topologia empregada no projeto	96
41	Curvas de $(gm/I_D) \times V_{GS}$ e de $ft \times V_{GS}$ produzidas a partir dos comprimentos de canal selecionados.	97
42	Curvas características de capacitância e coeficiente de temperatura dos capacitores MOS implementados no projeto	98
43	Componentes fundamentais do sinal diferencial para diferentes temperaturas para o circuito empregado a partir de indutor com fator Q igual a 14,62 ..	99
44	Dados de polarização do circuito	101
45	Simulação transiente da tensão no dreno de M0 em diferentes temperaturas .	102
46	Simulação transiente da tensão no dreno de M0 aplicando diferentes fatores Q ao indutor do circuito	103
47	Componente fundamental das frequências oscilação dos sinais diferenciais medidos nos extremos da tensão de controle	103
48	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas	104
49	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas	104
50	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas	105
51	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas	106
52	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas	106
53	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas	107
54	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas	108
55	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas	109
56	Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas	109
57	Medidas do ruído de fase produzido pelos sinais diferenciais empregando diferentes fatores de qualidade	111
58	Medidas do ruído de fase produzido pelos sinais diferenciais para diferentes temperaturas	111

LISTA DE TABELAS

1	Classificação das bandas de frequência de operação dos sistemas de radar ...	43
2	Comparação entre recursos disponíveis.....	62
3	Frequências de oscilação e coeficientes de temperatura	107
4	Dados relevantes para a compensação em temperatura	108
5	Frequências de oscilação e coeficientes de temperatura após compensação ..	110

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADE	<i>Analog Design Environment</i>
CFAR	<i>Constant-False-Alarm Rate</i>
CI	Circuito Integrado
CT	Coeficiente de Temperatura
CVD	<i>Chemical Vapor Deposition</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FRP	Frequência de Repetição do Pulso
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LCK	Lei das Correntes de Kirchhoff
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
MDT	Manual de Dissertação e Tese
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MPM	<i>Microwave Power Module</i>
MTI	<i>Moving Target Indication</i>
OL	Oscilador Local
OLC	Oscilador Local Coerente
OLE	Oscilador Local Estável
OTH	<i>Over-The-Horizon</i>
PGS	<i>Patterned Ground Shield</i>
RF	Radiofrequência
RIE	<i>Reactive Ion Etching</i>
STC	<i>Sensitivity Time Control</i>
STM	<i>Spontaneous Transconductance Match</i>
TRP	Tempo de Repetição do Pulso
TWT	<i>Traveling Wave Tube</i>
UV	Ultravioleta
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	13
2	SISTEMAS DE RADAR	15
2.1	FUNCIONAMENTO BÁSICO DE UM SISTEMA DE RADAR	15
2.2	COMPONENTES	20
2.2.1	Transmissor	20
2.2.2	Antena	21
2.2.3	Duplexador	28
2.2.4	Receptor	29
2.2.5	Processador de Sinais	34
2.2.6	Processador de Dados	40
2.3	INFORMAÇÕES DISPONÍVEIS EM UM SISTEMA DE RADAR	41
2.4	CLASSIFICAÇÃO EM TERMOS DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO	42
3	IMPLEMENTAÇÃO DE COMPONENTES EM PROCESSO DE FABRICAÇÃO CMOS	44
3.1	MOSFET	44
3.1.1	Região de triodo	46
3.1.2	Região de saturação	48
3.2	PROCESSO CMOS	49
3.2.1	Processamento do wafer	50
3.2.2	Deposição e remoção	51
3.2.3	Oxidação	51
3.2.4	Implantação de íons	52
3.2.5	Fotolitografia	52
3.3	RESISTOR.....	53
3.3.1	Polisilício	54
3.3.2	Difusão	54
3.3.3	Poço	55
3.3.4	MOS	55
3.3.5	Interconexões metálicas	55
3.4	CAPACITOR	56
3.4.1	Capacitor de interconexão	56
3.4.2	Capacitor MOS	57
3.5	INDUTOR	59
4	OSCILADORES LC	66
4.1	CIRCUITO RLC PARALELO	66
4.2	FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA.....	67
4.3	FATOR DE QUALIDADE	69
4.4	TRANSFORMAÇÃO DE DISPOSIÇÃO	71
4.5	MODELAGEM DE REALIMENTAÇÃO	73
4.5.1	Condições de oscilação	74
4.5.1.1	<i>Condições de oscilação aplicadas ao oscilador LC</i>	75
4.5.1.2	<i>Estabilização da amplitude</i>	77
4.5.1.3	<i>Multioscilação</i>	78
4.5.2	Modelagem de resistência negativa	80

5	TÉCNICAS DE PROJETO	83
5.1	RESISTÊNCIA NEGATIVA APLICADA AO ACOPLAMENTO CRUZADO ..	83
5.2	REUSO DE CORRENTE	85
5.3	SPONTANEOUS TRANSCONDUCTANCE MATCH	86
5.4	GM/ID	89
5.5	COMPENSAÇÃO POR MEIO DE CAPACITORES VARIÁVEIS POLARIZADOS POR TENSÃO CONSTANTE	89
6	PROJETO E MEDIDAS	94
6.1	PROJETO DO OSCILADOR	94
6.1.1	Componentes	95
6.1.1.1	<i>Acoplamento Cruzado</i>	95
6.1.1.2	<i>Transistores em região de triodo</i>	97
6.1.1.3	<i>Capacitores fixos</i>	97
6.1.1.4	<i>Capacitores variáveis</i>	98
6.1.1.5	<i>Indutor</i>	99
6.1.1.6	<i>Amplificadores de saída</i>	99
6.2	INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA E FATOR DE QUALIDADE	100
6.3	MEDIDAS	100
7	CONCLUSÃO	112
	REFERÊNCIAS	115

1 INTRODUÇÃO

Osciladores eletrônicos podem ser encontrados como parte de uma ampla gama de sistemas, desde relógios de pulso até satélites. Além da variedade de aplicações onde os osciladores podem ser empregados, também há uma variedade de funções que os osciladores podem exercer dentro de um sistema. Por exemplo, quando implementados em relógios, os osciladores fornecem a referência de tempo para o sistema. Já quando empregados em sistemas de comunicação, muitas vezes os osciladores são utilizados no processamento dos sinais transmitidos e recebidos (TANG; ROERMUND, 2005).

A primeira menção conhecida da palavra oscilação é encontrada nos registros de Christian Huygens, que trabalhava em pêndulos de relógio em 1726. Osciladores eletrônicos podem ser encontrados em sistemas de telecomunicação desde 1914, quando Marconi transmitia a fala humana por meio de sinais em radiofrequência (RF) produzidos por osciladores. Já em 2002, ao redor do mundo, mais de 900 milhões de dispositivos faziam uso de pelo menos um oscilador de RF. (TANG; ROERMUND, 2005)

Ao final do século XIX, Heinrich Hertz demonstrava experimentalmente a teoria eletromagnética de James Clerk Maxwell e ao mesmo tempo a hipótese de que ondas eletromagnéticas eram refletidas por objetos metálicos. Seguindo este princípio da refletividade causada pela interferência de objetos posicionados na trajetória de um sinal eletromagnético, Tesla propôs que quando emitimos um som e ouvimos um eco, inferimos que este som propagado encontrou uma superfície que o refletiu, e portanto sabemos que há uma superfície mesmo sem enxergá-la. De forma semelhante, emitindo uma onda de natureza eletromagnética, se sua reflexão for notada, podemos utilizar esta informação para fins de detectar objetos e também conhecer sua posição relativa à fonte da onda. Todavia, o próprio Tesla não pôde implementar este dispositivo.

Já em 21 de novembro de 1903, Christian Hulsmeyer patenteou um dispositivo chamado de Telemobiloscópio. Constituído de um transmissor que emitia um sinal que se propagava em um grande escopo de direções e de um receptor que focava em uma região estreita por meio de uma antena parabólica que girava, o Telemobiloscópio, ao receber por meio da antena do receptor um sinal enviado que fora refletido, soava um sino. Além do sinal sonoro, o sistema de detecção do Telemobiloscópio contava com um mecanismo que sincronizava a direção em que a antena apontava com um indicador semelhante à uma bússola. Contudo, o sistema de

Hulsmeyer não era capaz de indicar a distância dos objetos detectados, o que só seria possível em 1906 quando foi patenteado um método de medida de distância.

Pouco mais de três décadas após a patente do Telemobilpescópio, o líder de pesquisa de sinais da marinha alemã, Dr. Rudolph Kühnold, redescobriu como detectar objetos utilizando ondas de rádio, mesmo sem saber dos trabalhos de Hulsmeyer. Porém, além da detecção, Kühnold também conseguiu implementar a medição de distância em um protótipo. Este invento possuía as características básicas para ser caracterizado naquilo que os americanos viriam a chamar posteriormente, a partir de 1939, de RADAR.

A sigla RADAR sintetiza o termo Radio Detection and Ranging, detecção e determinação da distância de um objeto a partir de uma fonte através do uso de ondas de rádio (SARKAR; SALAZAR PALMA, 2014). Ainda mais funções foram adicionadas aos radares com o passar do tempo, como por exemplo a medida do ângulo em que um objeto se encontra e de sua velocidade através do efeito Doppler (NATHANSON, 1999). Além de funções, avanços tecnológicos também permitiram que os radares se tornassem mais eficientes. Um exemplo destes avanços é o duplexador, desenvolvido por Morris Page, que ao lado de Albert H. Taylor e Leo C. Young, é creditado como criador do primeiro “verdadeiro” radar. O duplexador é um dispositivo que possibilitou o uso de uma mesma antena para recepção e transmissão de sinais. Outro avanço tecnológico importante foi o magnetron, dispositivo responsável por gerar sinais de frequência elevada com alta potência, o que proporcionou às forças armadas dos Aliados uma vantagem considerável, principalmente em termos de tamanho e resolução do dispositivo, sobre os radares alemães e japoneses na segunda guerra mundial.

1.1 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

Este trabalho tem por objetivo principal apresentar o projeto e obtenção de medidas de simulação de um oscilador LC voltado para aplicações em radares. Também pretende-se realizar este processo empregando indutores com diferentes fatores de qualidade. Conjuntamente, há o objetivo de demonstrar a aplicação de uma técnica de compensação de variações de frequência de operação em função de variações de temperatura.

Inicialmente são apresentados os conceitos básicos para descrever sistemas de radar. Então é feita uma descrição de como elementos de circuitos eletrônicos podem ser implementados em processos de fabricação CMOS. Em seguida é apresentada uma fundamentação teórica a respeito de osciladores LC. Na sequência são abordadas as técnicas utilizadas para o projeto do

oscilador desenvolvido. Ainda, o processo de projeto e simulação do oscilador é apresentado. Por fim, os resultados são analisados em uma conclusão.

A principal finalidade deste projeto é demonstrar a obtenção de um circuito oscilador projetado com dispositivos do processo de fabricação TSMC 180 nm compensado em temperatura operando na faixa de frequências da banda X (entre 8 GHz e 12 GHz), alimentado por uma fonte de tensão de 1,8V. com consumo de potência menor que 10 mW, produzindo ruído de fase abaixo de -100 dBc/Hz. Ainda, pretende-se verificar a influência do fator de qualidade tanto no comportamento do circuito como na técnica de compensação empregada.

2 SISTEMAS DE RADAR

O radar pode ser pensado como um sensor que é capaz de detectar e localizar objetos por meio de ondas eletromagnéticas (SKOLNIK, 2008), mais especificamente, ondas de rádio. Sendo que ondas de rádio são ondas eletromagnéticas cujas frequências ocupam a faixa entre os milhares de ciclos por segundo, quilohertz (kHz), e os trilhões de ciclos de por segundo, terahertz (THz) (TOOMAY, 1989).

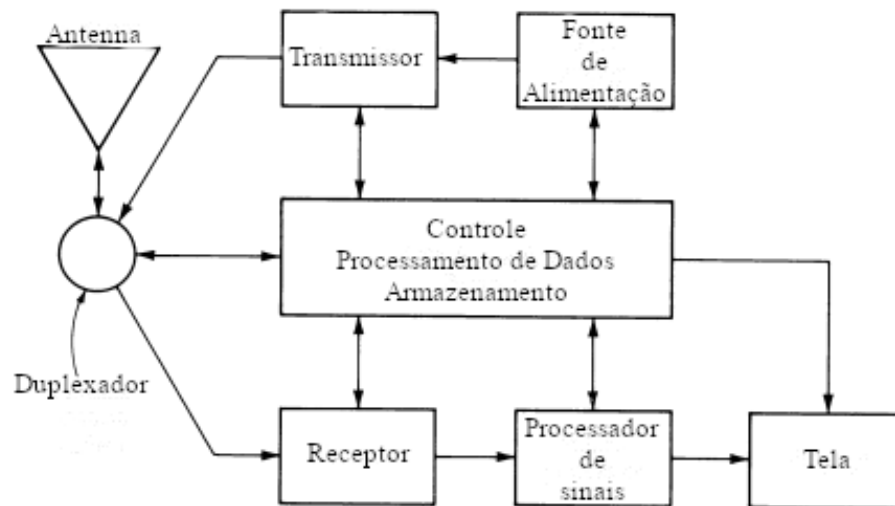
2.1 FUNCIONAMENTO BÁSICO DE UM SISTEMA DE RADAR

Em resumo, o funcionamento dos sistemas radar se dá, inicialmente, propagando energia eletromagnética para o espaço por meio de uma antena. Esta energia, uma vez que encontra um objeto capaz de refleti-la, um alvo, é espalhada em múltiplas direções. Parte desta energia espalhada (eco) retorna e é coletada por uma antena. Após passar por um processo de amplificação em um receptor, com o apoio de técnicas de processamento de sinal, o receptor indica se há um sinal de eco emitido por um alvo ou não. Então, o sistema obtém informações deste sinal como posição ou velocidade (SKOLNIK, 2008).

Um sistema de radar pode ser descrito como o diagrama de blocos da Figura 1. O transmissor gera uma forma de onda adequada para uma determinada aplicação, um pulso com frequência, f , duração, τ , e energia dada em valores RMS, uma vez que a forma de onda produzida geralmente é uma senóide (TOOMAY, 1989). Este pulso é enviado para antena por meio do duplexador, sendo o duplexador o componente responsável por direcionar o sinal eco apenas para o receptor e evitar que este queime enquanto o transmissor está emitindo um sinal. Sendo então a antena o dispositivo que permite ao sinal do transmissor a propagação para o espaço e também é o dispositivo que coleta a energia refletida dos alvos. O receptor amplifica o sinal captado pela antena, geralmente por meio de um amplificador de baixo ruído, Low Noise Amplifier (LNA), e o direciona para que seja tratado pelo processador de sinais, que também pode ser alocado no projeto do receptor. No processador de sinais, o sinal amplificado é convertido para frequências intermediárias e passa por um filtro casado, onde é promovido um aumento da taxa sinal-ruído. Então é feita a tomada de decisão acerca de considerar o sinal recebido um alvo ou não. Tomada esta decisão, o controlador do radar pode usar do processamento de dados para rastrear, determinar distância, determinar velocidade ou determinar outra informação

contida no sinal recebido. O controlador pode então enviar os resultados para, por exemplo, uma tela para serem exibidos. Além disso, o controlador garante que todas as partes do sistema funcionem em sincronia (SKOLNIK, 2008).

Figura 1 – Representação de um radar como um diagrama de blocos



Fonte: (TOOMAY, 1989).

O sinal que foi transmitido, quando recebido, pode ser reconhecido porque o pulso ao se propagar e espalhar mantém as características de duração e frequência. Ainda, sabendo o tempo, t , entre a transmissão e a recepção do sinal, é possível determinar a distância do objeto que o refletiu. Já que segundo (TOOMAY, 1989) a energia eletromagnética se propaga na velocidade da luz, c , a distância, R , até um objeto com propriedades de reflexão pode ser determinada pela Equação 1, exibida a seguir:

$$R = \frac{ct}{2} \quad (1)$$

Geralmente o receptor é desligado enquanto o transmissor está ativo. Portanto, a princípio, alvos não podem ser detectados neste intervalo. Devido a esta condição, a mínima distância para que um objeto possa ser detectado é $c\tau/2$. Considerando que um pulso de duração τ ocupa um comprimento $c\tau$ no espaço livre, a distância mínima é a menor distância para que um pulso de duração encontre o receptor ativo. Esta distância mínima também recebe o nome de “zona morta”, que também é tratada como um raio a partir do radar (TOOMAY, 1989). Sendo que

se o pulso for uma senóide, a duração τ também é chamada de resolução do radar em unidades de tempo e a expressão $c\tau/2$ também é chamada de resolução em unidades de distância (NATHANSON, 1999). Todavia, arranjos especiais podem ser implementados para que alguns alvos possam ser detectados com as porções atrasadas (trailing portions) dos pulsos transmitidos.

O intervalo de tempo entre o final de um pulso e o início de outro pulso é chamado de tempo de repetição do pulso (TRP), a razão entre o período que o pulso é transmitido e o período total entre o início de cada transmissão é chamada de razão cíclica e o número de pulsos enviados por um determinado intervalo de tempo é chamado de frequência de repetição do pulso (FRP). Feitas estas definições, a maior distância que um objeto pode ser detectado sem que outro pulso seja enviado, chamada de distância first time around ou alcance não ambíguo, é dada pela expressão $c \times TRP/2$ (TOOMAY, 1989).

Tomando como base a Figura 2, a densidade de energia recebida de um pulso eletromagnético, $E_{recebida}$, a uma distância R de um radar, com potência de pico \hat{P} , com duração τ , emitido de uma antena que introduz um ganho de transmissão com relação a um radiador isotrópico representado por G_T , descrito na Equação 2, é dada pela Equação 3 (TOOMAY, 1989). Observando as equações 2 e 3, ainda pode-se verificar que uma menor largura angular do feixe do radar, θ , permite que maiores potências sejam recebidas, viabilizando a detecção de alvos distantes (NATHANSON, 1999).

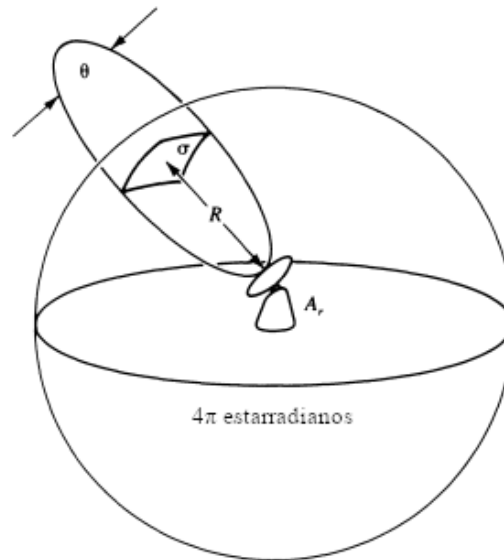
$$G_T = \frac{4\pi}{\theta^2} \quad (2)$$

$$P_{recebida} = \frac{\tau \hat{P} G_T}{4\pi R^2} \quad (3)$$

Comparando a quantidade de energia que um alvo intercepta e reemite (espalha) com a quantidade que seria interceptada e reemitida por uma esfera de raio unitário feita de um condutor ideal, é atribuído um valor ao alvo conhecido como seção transversal do espalhamento do radar. Sendo assim, a energia reemitida pelo alvo, $E_{reemitida}$, pode ser determinada pela equação 4.

$$E_{reemitida} = \frac{\tau \sigma \hat{P} G_T}{4\pi R^2} \quad (4)$$

Figura 2 – Referências para a equação do radar



Fonte: (TOOMAY, 1989).

Portanto, energia recebida pela antena do receptor, chamada de sinal, S , é dada pela Equação 5. Onde A_r representa a área efetiva da antena do receptor.

$$S = \frac{\tau \sigma \hat{P} G_T A_r}{(4\pi)^2 R^4} \quad (5)$$

Das muitas fontes de ruído, possivelmente, a maior porção do ruído é gerada pelo primeiro estágio de amplificação do receptor do radar. Todavia, o ruído total do sistema pode ser medido na saída do receptor, na ausência de sinal. Assim a figura de sinal recebido com relação ao ruído para um único pulso é dada na Equação 5. Nesta figura, onde K é constante Boltzmann, a qualidade do sinal recebido é degradada conforme a temperatura absoluta, T_S , e as perdas acumuladas ao longo do sistema, L_S , aumentam. Também deve ser considerada a largura de banda do receptor, mas se for considerado que o filtro do receptor está casado para o pulso transmitido com duração τ , o inverso de τ é a largura de banda. Na equação 6 também é feita a consideração de que para realizar uma detecção é possível fazer uso de mais de um pulso, ou seja, a figura sinal-ruído pode ser expressa em termos da potência média, P_{ave} , e do tempo sobre qual os pulsos são somados, t_0 (TOOMAY, 1989).

$$\frac{S}{N} = \frac{\tau\sigma P_{ave}t_0 G_T A_r}{(4\pi)^2 R^4 K T_S L_S} \quad (6)$$

A equação 6 pode ser modificada considerando propriedades das antenas do sistema de radar. A área efetiva da antena do receptor define qual será a potência disponível em uma antena (NATHANSON, 1999). Seu valor possui relação com ganho da antena, que por sua vez possui relação com energia comprimida em um feixe com um determinado ângulo sólido com relação a um radiador isotrópico, e o comprimento de onda do sinal emitido (TOOMAY, 1989). Estas relações são descritas matematicamente pela Equação 7, onde λ é o comprimento de onda do sinal emitido, e ilustradas na Figura 2. Logo, se a antena utilizada para a transmissão do sinal for a mesma que é utilizada para a recepção, a Equação 6 pode ser reescrita na forma da Equação 8.

$$G = \frac{A_r 4\pi}{\lambda^2} \quad (7)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma P_{ave} t_0 G^2}{(4\pi)^3 R^4 K T_S L_S} \quad (8)$$

Por fim, se a hipótese de que o filtro do receptor está casado com o comprimento de onda transmitido não for verdadeira, a equação 8 precisa sofrer uma modificação porque a largura de banda do ruído que entra pelo receptor junto com o sinal refletido pelo alvo precisa ser considerada. Sendo assim a equação 8 deve ser reescrita para a forma da equação 9, também conhecida como equação do radar onde B_S é a largura de banda do receptor.

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma P_{ave} t_0 G^2}{(4\pi)^3 R^4 K T_S L_S B_S} \quad (9)$$

A partir da relação sinal-ruído é possível que o controlador do radar realize a tomada de decisão acerca de um alvo ter sido detectado ou não. Esta decisão será feita com base

num limiar de detecção que é ajustado para não ser tão baixo que provoque alarmes falsos demasiados e nem tão alto que faça com alvos que poderiam ter sido detectados não sejam. Por fim, conhecendo o alcance desejado e as características do sistema é possível definir a faixa dinâmica do receptor. Esta faixa, expressa em decibéis, é definida como razão entre máxima e mínima potência de entrada para as quais o receptor opera com uma determinada performance. Fora desta faixa o receptor pode saturar e o sinal refletido pelo alvo pode não ser detectado. Sendo assim, a mínima potência de entrada geralmente é definida como a menor potência para um sinal ser detectado e a máxima potência de entrada é definida como a máxima potência sem que o sinal detectado sofra de efeitos não-lineares provocados pela saturação do receptor (SKOLNIK, 2008).

2.2 COMPONENTES

Os elementos básicos que constituem um sistema de radar podem ser representados conforme a Figura 1. Estes elementos serão descritos nas subseções a seguir.

2.2.1 Transmissor

O transmissor é o componente utilizado para gerar uma forma de onda adequada para a aplicação alvo do sistema de radar em que ele estiver inserido. Os transmissores podem ser amplificadores, que devem ser associados a algum oscilador, bem como, osciladores com a função de amplificação integrada no mesmo dispositivo. Ainda, os transmissores devem ser capazes de produzir potências de pico e média grandes o suficiente para permitir a detecção dos alvos desejados.(SKOLNIK, 2008)

As características desejáveis de um transmissor são: largura de banda ampla e de fácil ajuste, alta eficiência, robustez, confiabilidade, longo tempo de vida útil, não emitir radiação nociva, independência de um operador, prover as potências de pico e média necessárias com a estabilidade e nível de ruído adequado para viabilizar o processamento por meio do efeito Doppler (SKOLNIK, 2008).

Há uma ampla variedade de transmissores, cada um com um diferente princípio de funcionamento, e que por vezes são agrupados em uma mesma classificação de acordo com uma característica comum. Os amplificadores de feixe linear, representados principalmente pelo klystron, pelo *Traveling Wave Tube* (TWT) e pelo *Microwave Power Module* (MPM), os tubos

de campo cruzado, representado pelos magnetrons, e pelos amplificadores de campo cruzado, os gyrotrons, os *grid-controlled tubes*, e os amplificadores de estado sólido, são exemplos dos tipos de transmissores de radares (SKOLNIK, 2008).

2.2.2 Antena

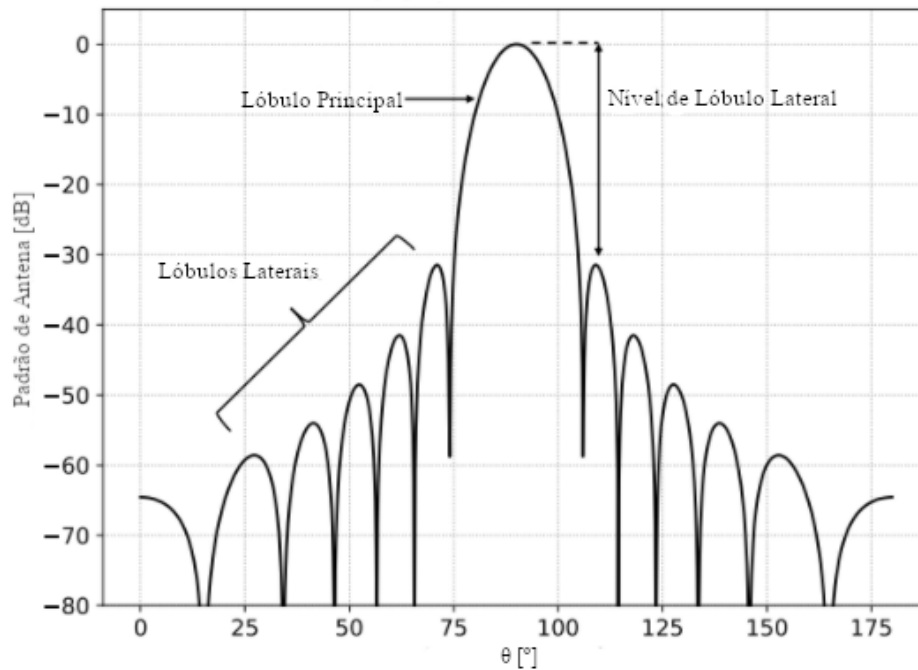
Uma antena é um dispositivo pelo qual energia eletromagnética pode ser irradiada ou captada (TOOMAY, 1989). As antenas são usadas nos sistemas de radar de modo a elevar seu desempenho, destacando-se em três funções. São elas, ser o principal mecanismo de amplificação da sensibilidade do radar, prover a vigilância necessária e permitir medidas de ângulo com a precisão e exatidão necessárias (TOOMAY, 1989).

A distribuição espacial de uma quantidade que representa o campo eletromagnético gerado por uma antena é o padrão de radiação desta (HARRISON, 2019). O padrão de radiação normalmente é dado em termos de coordenadas angulares, θ e ϕ , onde θ é o ângulo de azimute e ϕ é o ângulo de elevação. Mesmo que seja possível calculá-lo ou medi-lo de forma completa, tridimensionalmente, apenas representações bidimensionais, cortes contendo apenas os valores do padrão de radiação tridimensional que interceptam um plano de interesse, em função de θ , para alguns valores de ϕ , são suficientes de representar as informações necessárias de uma determinada antena, sendo estes padrões conhecidos como cortes padrão. As direções para as quais os cortes são geralmente desenhados são aquelas tidas como mais importantes, ou também chamadas de principais. Exemplos de planos usados como cortes são o plano contendo a direção de máxima radiação e o vetor de campo elétrico, plano-E, e também o plano contendo a direção de máxima radiação e o vetor de campo magnético, plano-H (HARRISON, 2019).

Um exemplo de um padrão de radiação é exibido na Figura 3. O *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define que porções de um padrão de radiação de uma antena limitado por regiões de radiação relativamente fraca, chamadas de nulos, são chamados de lóbulos (IEEE STANDARD FOR DEFINITIONS OF TERMS FOR ANTENNAS, 2014). Estes por sua vez são divididos principalmente em lóbulo principal e lóbulos laterais, caracterizados como a porção de energia irradiada em uma direção indesejada. Ainda, a razão entre a diretividade ou a densidade de potência do lóbulo principal e o mesmo parâmetro dos lóbulos laterais é chamada de nível de lóbulo lateral (HARRISON, 2019).

Com relação ao lóbulo principal, uma de suas características mais relevantes é a largura de feixe. Este parâmetro indica a resolução angular do de um sistema de radar, ou seja, a

Figura 3 – Exemplo de um corte de padrão de radiação de uma antena

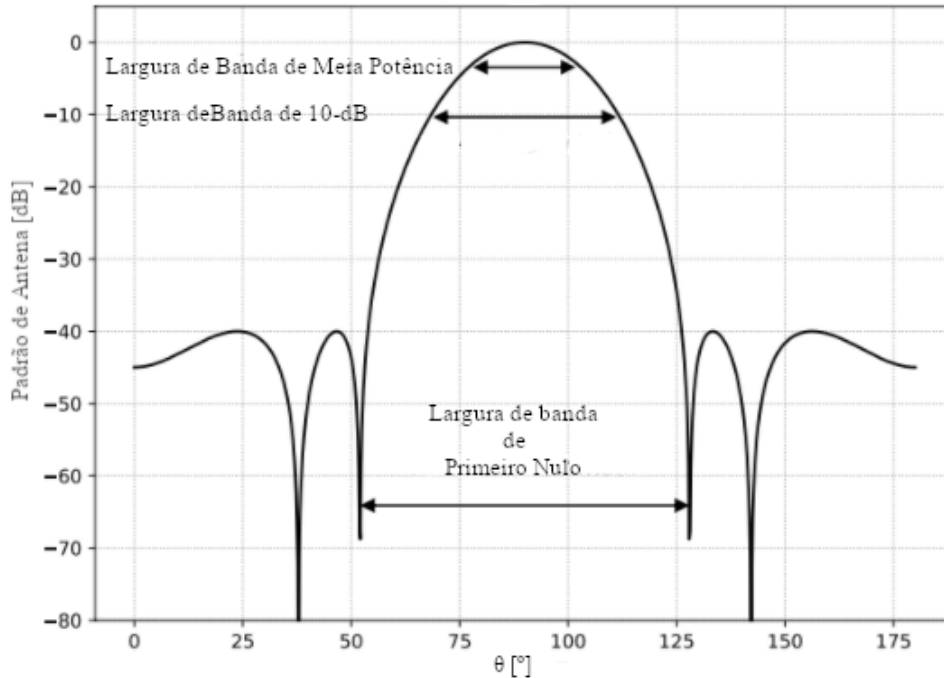


Fonte: (HARRISON, 2019).

capacidade deste distinguir entre dois alvos adjacentes. A relação que se pode fazer é que a resolução se torna maior caso a largura de feixe se torne menor. De modo geral, a largura de feixe é definida a partir de um padrão de radiação como o ângulo entre as duas direções nas quais o padrão de radiação é metade do valor máximo, sendo então também chamada de largura de feixe a meia potência. Há também, embora menos usual, um outro padrão que utiliza a mesma lógica, a largura de feixe a 10 dB, que é definida como abertura angular entre dois pontos onde o valor padrão de radiação é 10 dB menor que o valor máximo. Existe ainda um parâmetro chamado de largura ao primeiro nulo, que é o ângulo entre as duas direções onde os primeiros nulos se formam, partindo do lóbulo principal. Todas estas características do lóbulo principal estão ilustradas na Figura 4 (HARRISON, 2019).

Ainda com relação aos padrões de radiação, os seus valores geralmente são expressos em termos de densidade de potência, de intensidade de radiação, de diretividade, de ganho, ou de força do campo elétrico, em função de um ângulo. Estes parâmetros podem ser mais ou menos relevantes dependendo das informações que se deseja obter do padrão de radiação. Sendo assim, não é necessário o conhecimento de todos eles para caracterizar uma antena (HARRISON,

Figura 4 – Representação da largura de feixe



Fonte: (HARRISON, 2019).

2019).

A densidade de potência pode ser obtida por meio do vetor de Poynting, \vec{W} . Todavia, aplicações de radares envolvem campos variando no tempo periodicamente. Logo, é mais interessante que o valor médio, \bar{W} , seja tomado como parâmetro, já que a potência média irradiada por uma antena pode ser obtida integrando a componente normal do vetor de Poynting em uma superfície fechada ao redor da antena, usualmente uma esfera com um grande raio, como representado na equação 10, onde E e H são respectivamente os valores de pico do vetor campo elétrico e do vetor campo magnético (HARRISON, 2019).

$$P_{rad} = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2} \oiint_S \text{Real}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \cdot d\mathbf{s} \quad (10)$$

Já a intensidade de radiação de uma antena é definida pelo IEEE como a potência irradiada de uma antena por unidade de ângulo sólido em uma dada direção. A intensidade de radiação de uma antena em uma direção indicada pelo ângulo de elevação θ e pelo ângulo azimutal ϕ , $U(\theta, \phi)$ pode ser obtida por meio das equações 11 e 12, onde r é a distância para a qual a inten-

sidade de radiação está sendo obtida e η é a impedância intrínseca do meio. Nestas equações é possível observar a forte relação da intensidade de radiação com a densidade de potência. Inclusive, ao integrar a intensidade de radiação em um ângulo sólido completo, também é possível obter potência média irradiada pela antena, processo representado na Equação 13 (HARRISON, 2019).

$$U(\theta, \phi) = r^2 |\mathbf{W}| \quad (11)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |\mathbf{E}(\theta, \Phi)|^2 \quad (12)$$

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U(\theta, \Phi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (13)$$

Calculando a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção pela média tomada da intensidade de radiação em todas as direções, ou seja, pela radiação de um radiador isotrópico, é obtida a diretividade. A diretividade pode ser usada como parâmetro quantitativo do quanto uma antena é capaz de focar a energia em uma dada direção. Como descrito anteriormente, a intensidade de radiação média, ou a intensidade de radiação de um radiador isotrópico é potência total emitida dividida pelo ângulo sólido de uma esfera, 4π . Logo, de uma maneira mais formal, a diretividade pode ser descrita como na Equação 14 (HARRISON, 2019).

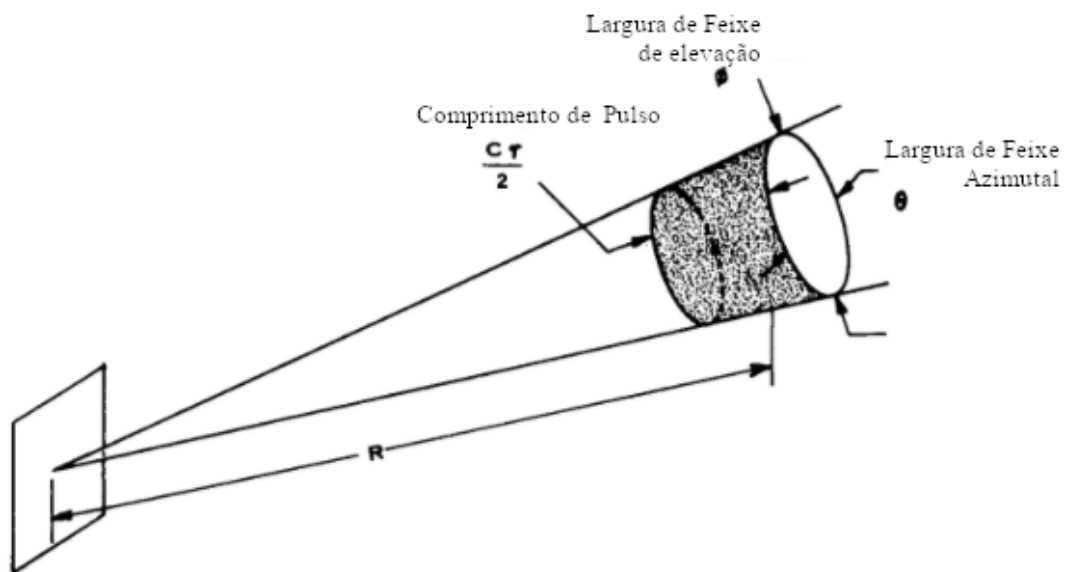
$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (14)$$

Todavia, para fins de análise ou de um projeto simplificado, pode ser mais conveniente usar uma expressão aproximada, a diretividade máxima, D_0 , descrita matematicamente na Equação 15, onde Ω é o ângulo sólido do feixe. O ângulo sólido do feixe é definido pelo IEEE como o ângulo sólido pelo qual toda a potência irradiada fluiria se a potência fluindo por este ângulo fosse constante e tivesse o valor da máxima intensidade de radiação (IEEE STANDARD FOR DEFINITIONS OF TERMS FOR ANTENNAS, 2014) (HARRISON, 2019).

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega} \quad (15)$$

Para padrões de radiação onde o há lóbulos laterais relativamente pequenos, o ângulo sólido do feixe pode ser aproximado pelo produto das larguras de feixe tomadas em quaisquer planos perpendiculares. A Figura 5 exibe a representação de um ângulo sólido com duas larguras de feixe, largura de feixe de elevação e azimutal, que podem ser usadas para estimar seu valor, uma vez que estão em planos perpendiculares, um vertical e outro horizontal, respectivamente (HARRISON, 2019).

Figura 5 – Geometria de um ângulo sólido

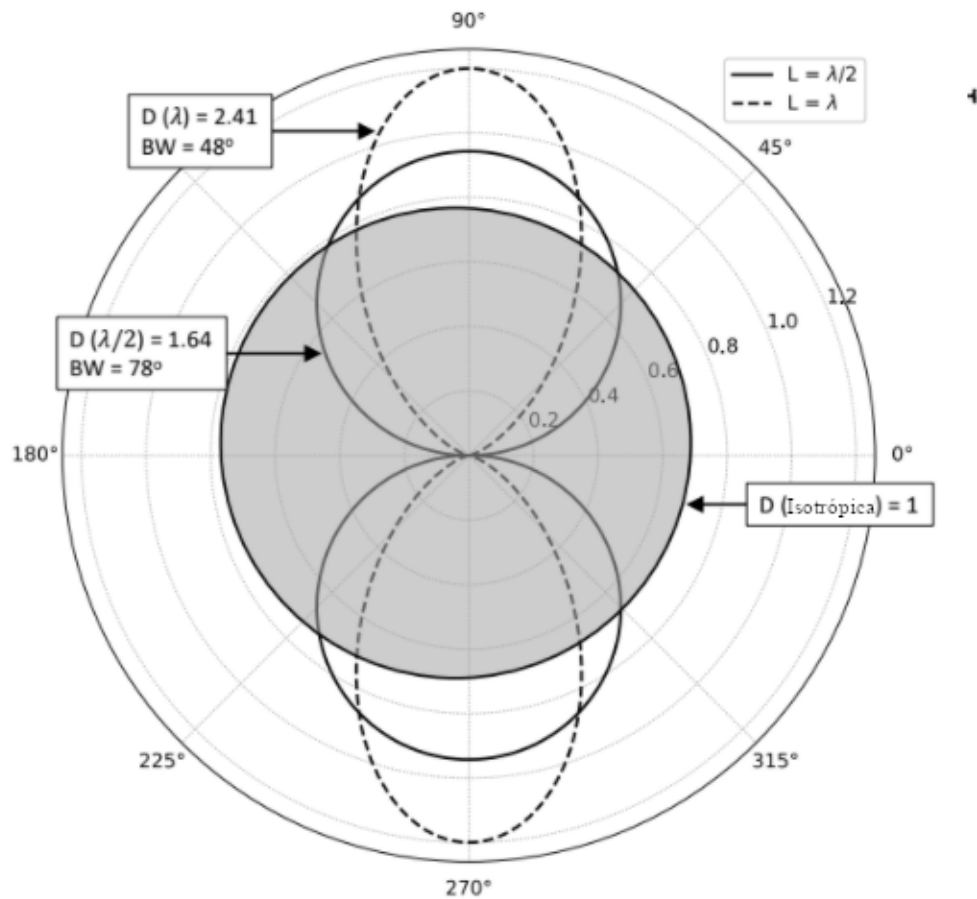


Fonte: (NATHANSON, 1999).

Aplicando as equações 14 e 15 para um radiador isotrópico, para um dipolo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) e um dipolo de um comprimento de onda (λ), é possível obter os dados para representar o padrão de radiação destes radiadores em termos da diretividade, como exibido na Figura 6. Nesta figura, além da diretividade, também é exibida a largura de feixe dos dipolos, mostrando que estes dois parâmetros estão relacionados e que uma largura de feixe pequena está associada com a capacidade focar a energia emitida por um radiador (HARRISON, 2019).

Para uma antena, foco é capacidade de acumular energia de modo em uma dada direção

Figura 6 – Representação do padrão de onda para um radiador isotrópico, para um dipolo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) e um dipolo de um comprimento de onda (λ)



Fonte: (HARRISON, 2019).

com maior eficiência (TOOMAY, 1989). A energia que chega até uma antena de uma dada direção é captada, a energia proveniente de outras direções, não é. Neste contexto, assume-se que a energia que chega até as antenas, o faz na forma de ondas planas. Apesar da maioria das fontes de energia eletromagnética serem pequenas, a consideração de que a antena recebe ondas planas se apoia na perspectiva de que os alvos de interesse estarão a uma distância grande o suficiente para que a aproximação de uma onda produzida a uma distância infinita seja razoável. Sendo assim, a energia que chega até a antena em um plano perpendicular ao da direção de captação possui fase constante (TOOMAY, 1989).

Diferente dos demais parâmetros, o ganho não leva em consideração apenas a radiação

que uma antena é capaz de emitir, mas também a eficiência deste elemento nesta função. Ou seja, considerando a eficiência, as perdas em materiais condutivos, em dielétricos e devido às falhas no casamento de impedâncias entre o circuito de alimentação e a antena. O IEEE define o ganho de uma antena como sendo a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação que seria produzida se a potência de entrada da antena fosse isotropicamente irradiada (IEEE STANDARD FOR DEFINITIONS OF TERMS FOR ANTENNAS, 2014). Desta forma, o ganho em uma dada direção, $G(\theta, \phi)$, pode ser representado na forma da equação 16, onde P_{in} , é a potência de entrada da antena (HARRISON, 2019).

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (16)$$

Ainda, tomando a eficiência total da antena, e , como a razão entre a potência irradiada e a potência de entrada, o ganho pode ser obtido a partir da diretividade, conforme representado na equação 17. Assim como a diretividade, se uma direção para a obtenção do ganho não é especificada, se considera que a direção a ser avaliada é a de máxima radiação (HARRISON, 2019).

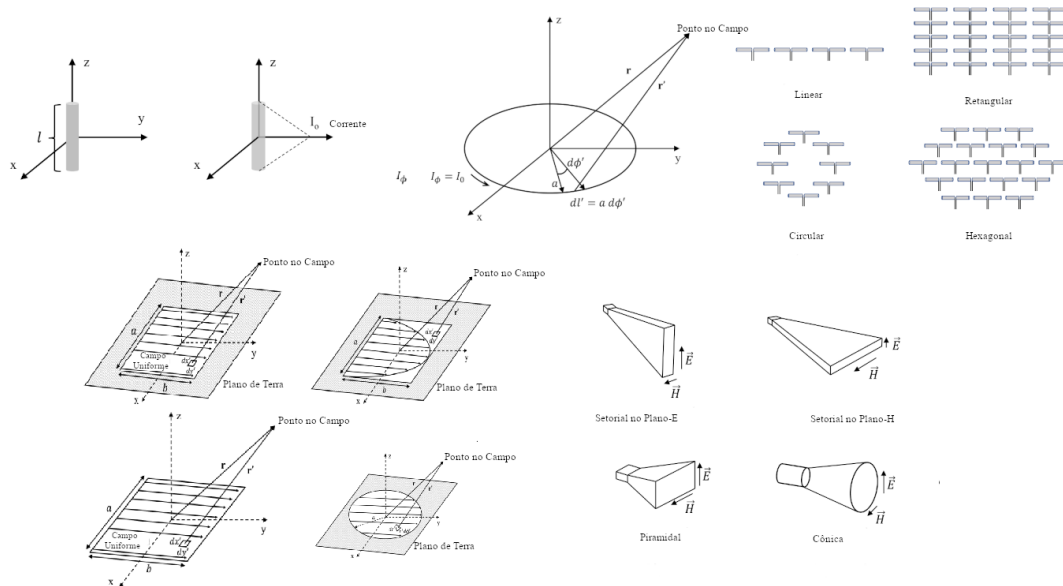
$$G(\theta, \phi) = e \cdot D(\theta, \phi) \quad (17)$$

Além das características relacionadas diretamente ao padrão de radiação, há outros parâmetros que indicam o desempenho de uma antena. Um destes parâmetros é a largura de banda, que é o intervalo de frequências do sinal irradiado para o qual os parâmetros da antena ficam contidos dentro de um determinado conjunto de métricas. Ainda, pode-se elencar a polarização, que é a orientação do campo elétrico de uma onda eletromagnética produzida pela antena em uma determinada direção (HARRISON, 2019).

Todos estes parâmetros que indicam o desempenho de uma antena, por consequência a aplicação para a qual serão aplicadas, são função dos tipos de antena. As antenas de fio linear e as de laço são aplicadas para produzir dispositivos de baixo custo cujas complexidades de projeto e de fabricação são baixas, as de abertura para sistemas na faixa de micro-ondas destinadas a proteger o sistema de condições ambientais desfavoráveis como sujeira, as de chifre para

construir arranjos, refletores, lentes e antenas de calibração de ganho padrão com as vantagens de baixo custo e complexidade de projeto, e de alto ganho e largura de banda, e as antenas de arranjo para uma produzir maior diretividade. Estes tipos ilustrados na Figura 7 (HARRISON, 2019).

Figura 7 – Tipos de antenas



Fonte: (HARRISON, 2019).

2.2.3 Duplexador

Um duplexador é um componente que viabiliza utilização de uma mesma antena tanto pelo transmissor como também pelo receptor. Sendo assim, suas funções básicas estão relacionadas a direcionar o sinal de eco apenas para o receptor na fase de recepção e a proteger receptor de danos provocados pelos sinais de grande potência que são emitidos pelo transmissor.

Os modelos mais comuns de duplexadores são o de ramificação, o circulator e o equilibrado. Onde o duplexador de ramificação é uma opção de baixo custo, mas em contraponto possui baixa largura de banda e capacidade de trabalhar com altas potências. Já o circulator pode ser usado em radares monoestáticos, mesmo quando estes estão transmitindo e recebendo simultaneamente. Por fim, o duplexador equilibrado possui como características, uma elevada largura de banda associada com a capacidade de trabalhar com altas potências, mas assim como o duplexador equilibrado, este duplexador não é capaz de transmitir e receber ao mesmo tempo (RAJU, 2008).

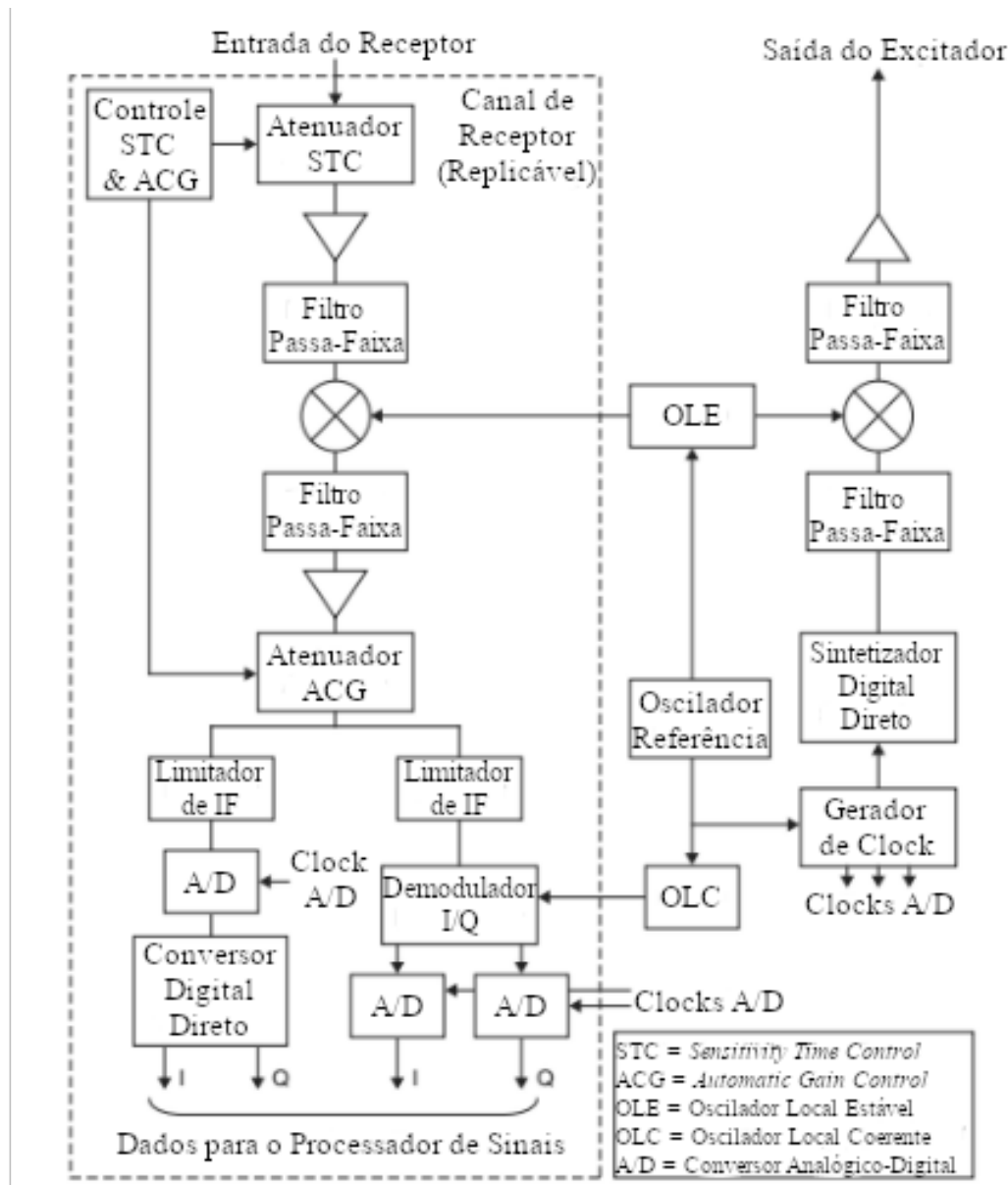
2.2.4 Receptor

Dentro de um sistema de radar, de forma resumida, o receptor é o componente que tem a função de tratar o sinal de eco captado pela antena de modo que este tenha uma melhor probabilidade de ser distinguido de sinais não desejados. Esta tarefa é realizada aplicando ao sinal recebido ampliações, filtragens, conversão de frequência e digitalização. Esses sinais indesejados podem surgir de um abundante número de fontes. Alguns exemplos destas fontes são o ruído gerado pelos próprios componentes do radar, a radiação eletromagnética vinda de fontes naturais de fora da Terra, os outros sistemas de radares, equipamentos de comunicação nas proximidades da antena, a reflexão dos sinais transmitidos pelo próprio radar vinda de alvos indesejados (mar, solo, chuva, neve, pássaros, insetos, prédios, entre outros) e mesmo *jammers*. Logo, o receptor se torna um componente fundamental para evitar que qualquer uma do grande conjunto de fontes de interferência seja interpretada como um alvo verdadeiro (SKOLNIK, 2008).

Num contexto geral, apesar da escolha outros princípios de funcionamento não ser uma impossibilidade, os receptores de radares operam de acordo com o princípio superheteródino, como o exemplar exibido na figura 8. Vale salientar que não há uma fronteira bem definida de quais componentes fazem parte do conjunto dispositivos que compreende-se como o receptor. Todavia, o modelo da Figura 8 será utilizado como referência quando o tema receptor for abordado.

O primeiro estágio ao qual um sinal captado é submetido é o controle de sensibilidade por tempo (*STC*). Neste estágio, o sinal recebe uma atenuação que é função do tempo decorrido desde a última transmissão, normalizando assim a amplitude dos sinais desejados para todas as distâncias dentro de um escopo de distâncias a serem medidas por um determinado sistema de radar, uma vez que a amplitude do sinal captado é inversamente proporcional à quarta potência da distância, e portanto do tempo despendido entre uma transmissão e uma recepção. Em seguida, caso a antena não tenha a capacidade de produzir ganho adequado, o sinal atenuado passa por um amplificador de baixo ruído (*LNA*) de radiofrequência (RF) que é utilizado para introduzir um aumento na figura sinal-ruído, uma vez que esta será degradada nos estágios seguintes. Então, após o LNA, o sinal passa por um filtro de RF, com a intenção de disponibilizar ao mixer, que é o próximo estágio, um sinal com as componentes espectrais concentradas na banda de interesse. Esta parte do sistema, compreendida entre a entrada do receptor e a saída

Figura 8 – Representação genérica de um receptor de um sistema de radar



Fonte: (SKOLNIK, 2008).

do filtro, é chamada de *front-end* do receptor.

Após o front-end, o sinal filtrado segue para o mixer, onde será convertido para uma frequência intermediária (*IF*), mais adequada para o processamento, de acordo com a frequência injetada no mixer por um oscilador local. Em seguida, o sinal já em *IF*, é novamente filtrado, sendo que o filtro utilizado estabelece a largura de banda para o processamento analógico. Tendo avançado por este estágio, o sinal filtrado é direcionado a mais um estágio de amplificação, projetado para inserir no sinal de interesse uma amplitude que compense as per-

das produzidas pelos estágios anteriores e eleve o nível do sinal, estabilizando-o para valores demandados pelos estágios seguintes. Logo em seguida, com um objetivo semelhante ao do estágio anterior, é introduzido um estágio de atenuação com ganho controlado, cuja a função é garantir que o sinal realmente esteja em níveis adequados para os próximos estágios, uma vez que os ganhos e atenuações dos estágios anteriores podem variar, variando por consequência também o ganho geral do receptor.

Após passar pelo controle de ganho, o sinal é direcionado aos estágios que implementam a digitalização deste sinal para que ele possa ser processado. Este processo é realizado, de modo geral, com uma das duas formas mostradas na figura 8. Sendo que em ambos os casos, limitadores de IF são utilizados para garantir que não ocorram danos ou sobrecarga dos conversores A/D durante condições de saturação e que assim que a saturação não estiver mais atuando, o sistema retome seu funcionamento normal da forma mais breve possível. Ou seja, idealmente um limitador deve ter uma função de transferência linear na qual a partir dos pontos que se deseja limitar o sinal de entrada, a função de transferência se torne constante.

O método de digitalização mostrado do lado direito da figura 8 faz uso da digitalização por demodulação analógica I/Q com conversão A/D em bandabase. Para isso, é usado o dispositivo chamado de demodulador I/Q, receptor de canal em quadratura, detector síncrono, ou ainda, detector coerente. Este dispositivo faz a conversão de sinais da IF para a representação complexa $I + jQ$ centrada na frequência zero. Sendo que nesta representação há duas componentes, uma em fase com o sinal em bandabase, I , e outra componente com fase em quadratura, Q , sendo a componente em quadratura representada em um produto com j , que é a unidade imaginária $\sqrt{-1}$. Feita a conversão para a representação complexa, os sinais em fase e em quadratura são amostrados por conversores A/D.

Os conversores A/D utilizados em receptores de sistemas de radar são conversores de alta velocidade. Sua função é converter sinais contínuos para sinais discretos digitais. Estes conversores são usados tanto aos pares, para a digitalização por demodulação analógica I/Q com conversão A/D em bandabase, como para o método que a está substituindo, a amostragem em IF das arquiteturas de receptor chamadas de receptores digitais.

No caso deste último método, a conversão para a representação complexa é feita após a digitalização por técnicas de processamento de sinais, como mostrado na figura 8. Sendo que esta alternativa está substituindo o método que faz uso de demoduladores I/Q conforme os conversores vão se tornando capazes de operar com maior largura de banda. Entre os motivos para

esta substituição da demodulação I/Q pela amostragem em IF estão a eliminação do desequilíbrio entre I e Q , a eliminação dos erros de offset DC, a melhora da linearidade, a flexibilidade da largura de banda e da taxa de amostragem, o menor custo, o menor volume, o menor peso e a menor dissipação de potência (SKOLNIK, 2008).

O retângulo pontilhado da Figura 8 estabelece a fronteira entre o que são elementos do receptor propriamente dito e os demais dispositivos de um sistema de radar. Uma vez que os limites que definem os componentes que pertencem a um receptor são arbitrários, estes elementos exibidos fora da zona pontilhada da figura 8 podem ser considerados componentes do excitador (SKOLNIK, 2008). O excitador, normalmente, é combinado, inclusive fisicamente, com o receptor, formando assim o receptor-excitador (REX).

De modo geral, os sistemas de radar modernos são coerentes. Isto significa que o sistema de radar mede a fase dos sinais recebidos, bem como o tempo de retorno e amplitude, com relação a uma referência bem controlada. A coerência é estritamente necessária em sistemas onde se deseja cancelamento de interferências, medir características relacionadas ao efeito Doppler ou gerar imagens do alvo.

Para implementar sistemas coerentes é necessário conhecer a fase do sinal transmitido. Para tanto, usualmente o sinal transmitido é gerado a partir de um conjunto de osciladores que operam continuamente. Os sinais produzidos por estes osciladores também são utilizados para se obter a referência de fase do sistema. O dispositivo utilizado para gerar o sinal que será transmitido e fornecer sinais coerentes com relação a um oscilador local (OL) é o excitador. Com seu uso, torna-se possível atribuir significado às variações de fase obtidas do sinal recebido, podendo então relacionar estas variações com características do alvo. Por exemplo, os sinais produzidos pelos OL são medidos e usados como referência de tempo, que pode ser usada para estimar a distância de um alvo com precisão dentro de uma pequena fração de um comprimento de onda.

Em receptores superheteródinos, osciladores locais são utilizados para converter sinais de entrada para uma frequência intermediária, processo que tem como vantagem melhores desempenhos para funções de filtragem e de processamento de sinais. Como a frequência intermediária é determinada a partir da subtração da frequência de entrada pela frequência do oscilador local, que é realizada por meio da multiplicação destes dois sinais, quando a frequência de entrada é variada, se a frequência do OL também for variada na mesma quantidade, a frequência do sinal produzido na frequência intermediária permanecerá a mesma. Desta forma,

é necessário dimensionar os estágios que atuam sobre a frequência intermediária para exercer sua função apenas sobre esta frequência produzida, uma vez que um OL pode produzir sinais com frequências que acompanham as variações das frequências do sinal de entrada, e por consequência geram sempre uma mesma frequência na saída. Além da conversão de sinais para outras frequências, como citado no parágrafo anterior, os osciladores locais atualmente são usados para processar sinais retornados dos alvos de forma coerente. Sendo que estes tipos de processamentos demandam alta estabilidade de fase em todo o radar.

Na figura 8, estão presentes dois tipos de OL, o oscilador local estável (OLE), e o oscilador local coerente (OLC). O OLE costuma ser o principal determinante da estabilidade do REX, embora os demais contribuintes, como o OLC não devam ser desconsiderados. Sendo que no curto-prazo, a estabilidade dos osciladores locais pode ser determinada em função do ruído com relação à portadora (cuja a unidade é expressa em dBc), que é especificado em termos de um espectro de ruído de fase e medido no domínio da frequência. Já no longo prazo, a estabilidade é caracterizada pelo envelhecimento ou efeitos ambientais, especificada em termos de variações de frequência.

Para viabilizar a operação coerente, os osciladores locais são sincronizados com um oscilador de referência que opera em frequência mais baixa. O sinal do oscilador de referência é utilizado como base para todos os osciladores e sinais de *clock* do REX, que são produzidos pelo gerador de *clock* para operar os conversores A/D e o sintetizador digital direto.

Também estando devidamente sincronizados com o oscilador de referência, os osciladores locais fornecem os sinais utilizados para converter os sinais recebidos para frequências menores e para produzir os sinais que serão transmitidos. Sendo que para produzir a forma de onda do sinal que é enviado ao transmissor, o sinal produzido por um OL é combinado com o sinal do sintetizador digital direto, uma vez que a função deste dispositivo é justamente gerar formas de onda em uma frequência intermediária para que sejam convertidas para a frequência de transmissão e enviadas ao transmissor. Para tanto, o sinal que sai do sintetizador digital direto é condicionado por um filtro *anti-aliasing* e após ter sido multiplicado com o sinal do OLE é filtrado novamente para atenuar sinais indesejados produzidos pelo mixer. Por fim, antes de deixar o excitador, o sinal filtrado é submetido a mais um amplificador para garantir que será capaz de estimular o transmissor (SKOLNIK, 2008).

2.2.5 Processador de Sinais

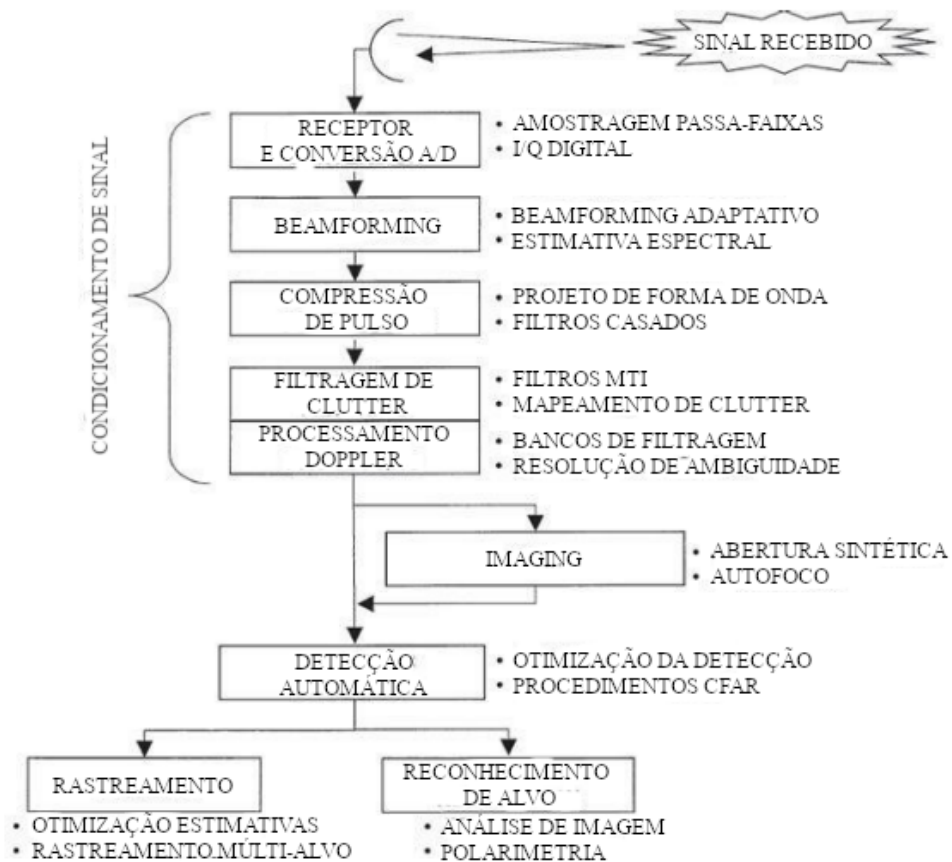
Após a transformação de um sinal recebido em um sinal em banda-base pelo receptor, este sinal de saída é enviado ao processador de sinais, muito embora esta fronteira entre receptor e processador de sinais seja tênue. O processador de sinais tem a função de aplicar ao sinal de saída do receptor uma variedade de funções como compressão de pulso, filtragem casada, integração e compensação de movimento com o objetivo de extrair informações do sinal recebido, uma vez que as modificações aplicadas pelo ambiente neste sinal ao qual sistema de radar está inserido podem ser traduzidas em características deste ambiente, como a presença de um alvo (bem como suas propriedades) e fontes de interferência (podendo ser intencionais ou não intencionais (RICHARDS, 2010)).

A Figura 9 mostra as operações desempenhadas pelo processador de sinais sobre um sinal recebido. De modo geral, as operações aplicadas pelo processador de sinais são agrupadas nas seguintes categorias: condicionamento de sinal e supressão de interferências, *imaging*, detecção, e pós-processamento. Todavia, a estrutura exibida pode exibir diferentes configurações de acordo com sistema na qual o processador está inserido. Por exemplo, a digitalização e a conversão para componentes em fase e em quadratura pode ser feita em diferentes pontos do condicionamento do sinal recebido, inclusive como mostrado na seção sobre receptores, por vezes estas operações são desempenhadas pelo próprio receptor.

Como mostrado na Figura 9, os primeiros blocos de um processador de sinais são os blocos de operações de condicionamento de sinais, utilizados para desempenhar funções de aumento da figura sinal-interferência do sinal processado de modo a prepará-lo para operações de detecção, medida de parâmetros, ou operações de *imaging*. Estes blocos realizam esta tarefa por meio de uma combinação de *beamforming*, compressão de pulso, filtragem de *clutter*, e processamento Doppler.

O *beamforming* pode ser aplicado na sua forma fixa ou adaptativa, podendo ser implementado apenas em arranjos de antenas. O *beamforming* fixo é o processo de combinar os sinais recebidos de cada elemento de modo a formar um padrão de radiação de alta diretividade. Sendo que ao escolher os pesos aplicados na combinação dos sinais, pode-se modificar tanto a direção para qual o lóbulo principal gerado está focado como o nível de lóbulo lateral do padrão de radiação do arranjo. De maneira semelhante, o *beamforming* adaptativo, também produz padrões de radiação por meio da combinação dos sinais recebidos. Todavia, o conjunto de pesos

Figura 9 – Modelo de processador de sinais genérico



Fonte: (RICHARDS, 2014).

utilizados na combinação dos sinais sendo processados é atualizado de acordo com análises das propriedades de correlação entre os diferentes sinais, de modo que ao reconhecer interferências surgindo no padrão de radiação. Os pesos são mudados de modo a não apenas direcionar o lóbulo principal para um alvo de forma mais eficaz, aumentando o ganho em uma sua direção, mas também posicionar os núlos do padrão de radiação na direção das interferências.

A compressão de pulso por sua vez é um caso particular de filtragem casada, sendo o filtro casado por definição, um filtro projetado para elevar a taxa sinal-ruído de sinais recebidos em sua entrada. De maneira mais específica, filtros são ditos "casados" com uma determinada modulação de forma de onda transmitida se possuírem uma resposta ao impulso que é uma réplica da função de modulação da forma de onda transmitida rebatida no tempo e conjugada. Tendo em vista este conceito, a compressão de pulso é o processo de projetar uma forma de onda, e seu correspondente filtro casado, de modo que a saída do filtro casado em resposta a um sinal de eco refletido de um ponto específico concentra a maior parte de sua energia em uma

curta duração.

Esta forma de projetar o filtro tem o objetivo de resolver um problema presente em transmissões de formas de onda em uma frequência constante que resulta em uma relação entre a detectabilidade e a resolução de distância onde melhorar uma destas implica na piora da outra. A origem deste problema pode ser compreendida inicialmente tomando conhecimento de que a detectabilidade aumenta se a energia transmitida também aumenta e que a resolução de distância aumenta se a largura de banda instantânea também aumenta. Logo, se um pulso com forma de onda com frequência constante é transmitido, para aumentar a energia transmitida, bastaria estender o período do pulso para uma determinada potência do transmissor. Todavia, ao manter uma transmissão em frequência constante por um período maior diminui a largura de banda instantânea, reduzindo por consequência a resolução em frequência.

Para solucionar este problema, é implementada a compressão de pulso, que consiste em aplicar uma modulação de frequência no sinal transmitido ao longo do pulso transmitido. Desta forma, é possível transmitir uma maior quantidade de energia através de um pulso comprido sem que ocorra um prejuízo da largura de banda, uma vez que a energia do sinal de saída do filtro casado será concentrada.

A filtragem de *clutter* é feita utilizando indicação de alvo em movimento (*MTI*). O *MTI* é a filtragem passa-altas pulso-a-pulso dos ecos em uma determinada faixa para suprimir componentes constantes, as quais se assume que sejam interferência *clutter* estática.

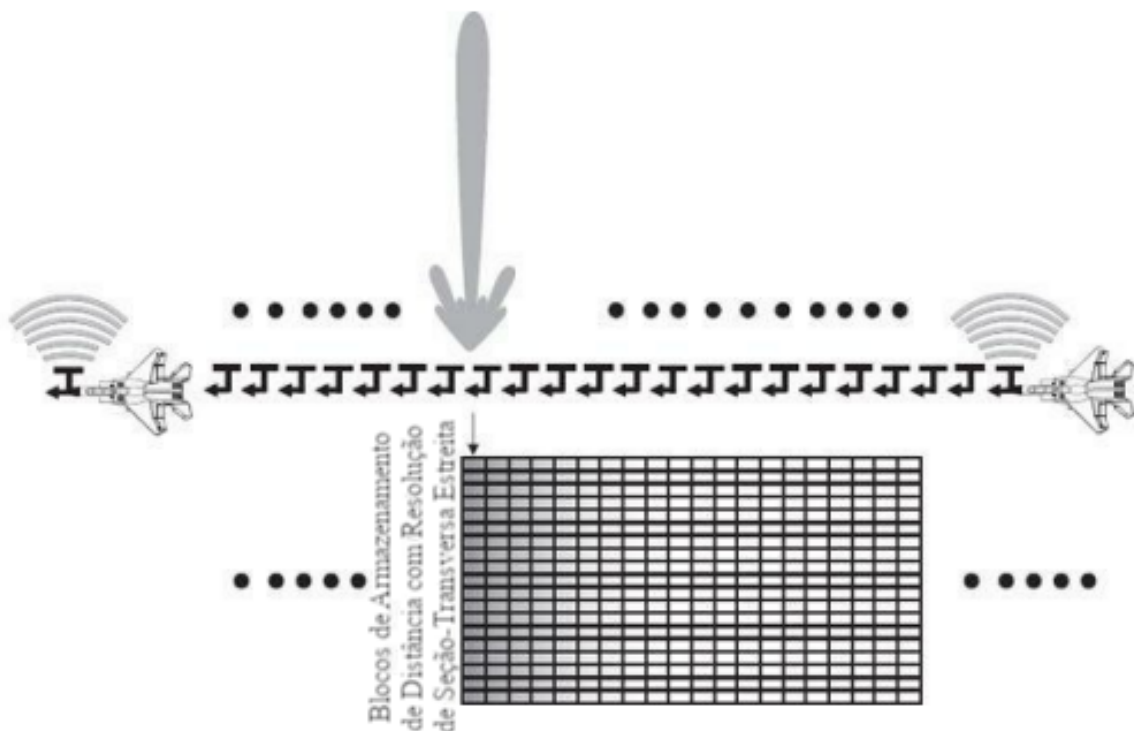
Por fim, o último estágio do condicionamento de sinais é o processamento Doppler. Onde o sinal sendo processado é submetido a alguma forma de estimativa espectral, como *Fast Fourier transform* (FFT), ao longo de múltiplos pulsos em uma determinada faixa de frequência. Com estes dados, verificando os diferentes deslocamentos Doppler, é possível obter informações como o número e a velocidade de alvos em movimento.

O imageamento é o processo de produzir imagens a partir dos sinais retornados do ambiente. Em sistemas de radares não aplicados para imageamento, a resolução em faixa transversa é determinada pela largura de feixe da antena. Antenas que produzem larguras de feixe consideradas pequenas geralmente produzem feixes com larguras entre 1° e 3°. Considerando uma superfície a ser varrida a aproximadamente dez quilômetros, a resolução alcançada por um sistema com uma largura de feixe considerada pequena é de cerca de 170 a 520 metros. Porém a aplicação de uma técnica conhecida como abertura sintética, permite alcançar maiores resoluções.

A técnica de abertura sintética, também conhecida pelo acrônimo *SAR*, de *Synthetic Aperture Radar*, consiste de mover a antena do sistema de radar com relação à região a ser imageada de modo a sintetizar as propriedades de uma antena maior (RICHARDS, 2014). No contexto das resoluções, uma antena maior é vantajosa porque para um determinado comprimento de onda, o quão maior for a antena, maior será a resolução. Exemplificando, se um radar instalado em um satélite precisasse de uma resolução de aproximadamente 10 metros, operando a 6 GHz, a antena necessária para obter esta resolução precisaria medir mais de quatro quilômetros de comprimento (KELSEY HERNDON FRANZ MEYER; KUCERA, 2020).

Este aumento virtual da antena consiste em, conforme ilustrado na Figura 10, transmitir pulsos e armazenar os dados de distância recebidos do sinal eco, repetir este ciclo de armazenamento de dados ao longo de uma trajetória, e processar os dados armazenados, os combinando adequadamente. Com estas operações é então criado o efeito de um arranjo de antenas posicionado ao longo da trajetória do radar, produzindo feixe efetivo mais estreito, e por consequência, uma maior resolução.

Figura 10 – Conceito de abertura sintética



Fonte: (RICHARDS, 2014).

Em um processador de sinais, uma das informações mais básicas que se pode extrair

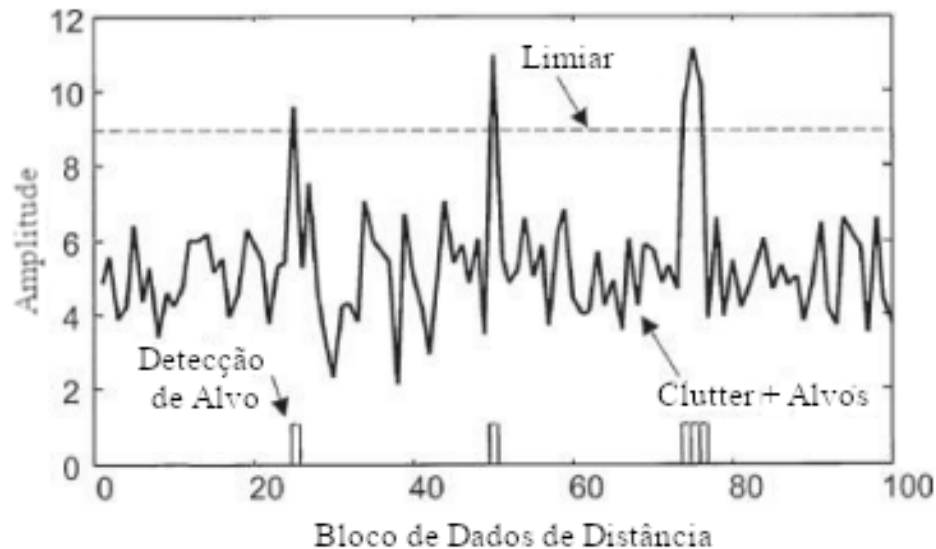
do sinal processado é a informação da detecção da presença de alvos. Os sinais retornados pelos alvos competem com o ruído do receptor, com ecos de objetos diferentes dos alvos de interesse e ainda interferência proposital. Para obter sucesso na detecção dos alvos pretendidos, em grande parte dos sistemas de radar, é estabelecido um limiar de detecção. Sendo que este limiar de detecção é comparado com a magnitude complexa de cada amostra obtida do sinal recebido no receptor, muito provavelmente após o condicionamento deste sinal e a supressão de interferências.

Esta comparação mencionada é configurada de modo que se a amplitude dos sinais amostrados for menor que o limiar de detecção, este sinal passa a ser interpretado como interferência. Agora, se a amplitude dos sinais amostrados ultrapassam o limiar de detecção, estes sinais são tomados como eco de alvos associados com interferências. Como mostrado na Figura 11, onde as amplitudes das amostras em função da distância são sobrepostas com uma linha tracejada que indica o nível do limiar, sinais com amplitude suficiente para ultrapassá-la são declaradas alvo. Porém, um pico de interferência poderá ser confundido com um alvo, se seu valor for grande o suficiente. Logo é importante aumentar a diferença entre as amplitudes dos sinais desejados e as amplitudes dos sinais de interferência pois um limiar pode ser estabelecido num nível que os sinais de eco de alvo sejam detectados com folga ao passo que sinais de interferência permanecem suficientemente abaixo do limiar, evitando assim o disparo de falsos alarmes. Visando obter esta maior taxa sinal e ruído, o sinal que é recebido pode ser submetido ao filtro casado ou quando for realizada a transmissão, que esta seja feita com a maior energia possível durante a transmissão. Ou ainda, além da melhora da taxa sinal ruído, uma outra forma de melhorar as probabilidades de detecção é a definição do limiar em função dos próprios dados recebidos ao longo do tempo, uma técnica chamada detecção *constant-false-alarm rate (CFAR)*. Esta técnica é interessante pois o conhecimento estatístico acerca das interferências dificilmente é suficiente para permitir a definição de um limiar de detecção pré-computado.

Passada a detecção, a fronteira entre o processador de dados e de sinais começa a se tornar tênue. Sendo que uma das funções mais comuns do chamado pós-processamento é a operação de rastreamento, essencial em muitos sistemas de radar. O rastreamento é composto, de modo geral, através de medidas da posição de alvos detectados seguidas de filtragem de rastreamento.

Após a detecção por meio do limiar de detecção, o processador utiliza de métodos de processamento para refinar por exemplo a distância estimada para o alvo. Nestes métodos, o

Figura 11 – Amplitude de amostras em função da distância em comparação com um limiar de detecção

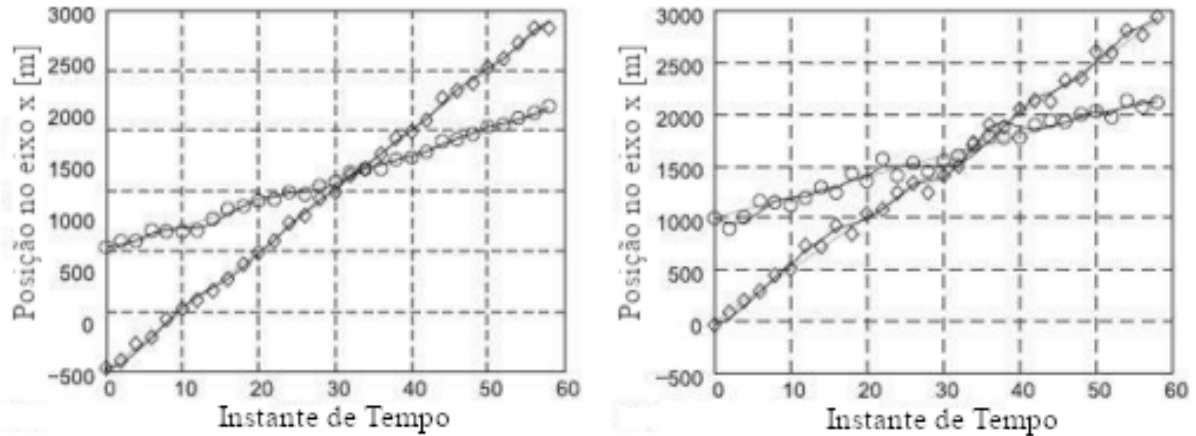


Fonte: (RICHARDS, 2014).

refinamento das características do alvo é feito estimando o atraso após a transmissão do pulso de um sinal que tenha ultrapassado o limiar de detecção, o ângulo em que o alvo se encontra com relação à direção do feixe principal da antena ou mesmo com a velocidade radial do alvo. Porém, de qualquer forma, medidas individuais contêm maior incerteza devido às interferências. Logo, estas medidas produzem uma representação ruidosa das reais características do alvo.

Para obter uma melhor representação do alvo, é implementada a filtragem de rastreamento. Este processo consiste de um processo em maior escala de tempo do que uma única detecção, onde os valores das estimativas iniciais vão sendo integrados de modo a estimar a trajetória do alvo ao longo do tempo. Na Figura 12, São exibidas as medidas de distância ao longo de uma determinada direção x , onde os círculos indicam a posição de um alvo e os losangos, a posição de um segundo alvo distinto. Além das estimativas amostradas, também há linhas que indicam qual a trajetória dos dois objetos obtida pela filtragem de rastreamento. Observando as trajetórias exibidas nos dois casos, pode-se verificar que no gráfico do lado direito, próximo ao instante de tempo 40, ocorre uma mudança das trajetórias associadas aos dois alvos. Esta mudança se dá por conta da grande variância das medidas que ocorrem próximo ao cruzamento. Vale ressaltar que este tipo de estágio é por vezes considerado parte do processador de dados.

Figura 12 – Filtragem de rastreamento dois alvos em uma dimensão com menor e maior variância



Fonte: (RICHARDS, 2014).

2.2.6 Processador de Dados

Após ter passado pelas funções do processador de sinais, as informações do sinal atribuído a um alvo detectado, como a posição no espaço do alvo, a amplitude do sinal e a velocidade radial do alvo, são transmitidas para um dispositivo armazenador de dados, geralmente por meio de computadores, para que sejam então disponibilizadas para processamento no processador de dados. O processador de dados é um dispositivo capaz de associar, rastrear, filtrar, suavizar, e estimar os dados obtidos da medição gerando rastreamentos de elevada exatidão em tempo real, a formação de um rastro estável do alvo, uma previsão da posição do alvo nas próximas medições, uma estimativa da trajetória do alvo na área de controle com os parâmetros relacionados a movimento (como velocidade e aceleração), e a supressão efetiva de erros aleatórios produzidos durante o processo de medição. Sendo que além de gerar estas informações, o processador de dados também tem como tarefa mostrar a situação ao usuário, incluindo as medidas e os rastreamento realizados.

Dadas as características do processador de dados e sua relação com o processador de sinais, é feita a classificação dos níveis de processamento de um sistema de radar em função da ordem de tratamento da informação detectada pelo sistema. Nesta classificação entende-se que a partir informação do processador de sinais, considerado o dispositivo de processamento primário da informação detectada em um sistema de radar, o processador de dados, considerado o dispositivo de processamento secundário da informação detectada em um sistema de radar,

implementa nos múltiplos alvos detectados filtragem dos dados, rastreamento e estimativas de características relacionadas tanto a parâmetros variáveis genéricos, por exemplo posição e aceleração, com a parâmetros específicos do alvo como formato e dimensões. Por fim, ainda é possível que os dados de múltiplos sistemas de radar sejam combinados em um centro de processamento de informações, classificado então como o dispositivo de processamento terciário da informação detectada em um sistema de radar.

Os principais parâmetros que caracterizam um processador de dados são a instantaneidade, entendida como a capacidade de refletir a informação da posição atual dos alvos com exatidão constante para a interface de visualização dos dados, a capacidade de rastreamento, entendida como o número de alvos que o processador de dados é capaz de rastrear simultaneamente, a probabilidade de perda de alvos verdadeiros e de detecção de falsos, e a exatidão de rastreamento (YOU HE; GUAN, 2016)

2.3 INFORMAÇÕES DISPONÍVEIS EM UM SISTEMA DE RADAR

Utilizando as informações presentes em um sinal de eco, no sinal transmitido, nos dados armazenados e em funções implementadas em hardware, é possível obter uma série de informações sobre os alvos. Dentre elas: distância, velocidade radial, direção angular, tamanho e forma, velocidade angular.

A distância é uma informação básica que se espera obter em um sistema de radar, sendo que os sistemas de radares são os melhores sensores para medir a distância em longas distâncias. A distância até um alvo é obtida através da detecção de características do sinal captado que são consequência de algum marcador de tempo inserido no sinal transmitido por meio de modulação. Em termos da resolução da medição de distância, a qualidade deste parâmetro se dá em função da largura de banda do sinal sendo utilizado.

A velocidade radial pode ser obtida, de modo geral, de duas formas, a medida da taxa de variação da distância com relação ao tempo, incluindo a verificação da posição do alvo por meio de seu rastreamento ao longo do tempo, ou através do efeito Doppler. No caso da velocidade radial, o fator que mais afeta sua exatidão é o tempo.

A posição angular pode ser medida através do ângulo onde a magnitude do sinal de eco é máximo. Porém, para que esta medida seja possível, é necessário que a antena possua uma pequena largura de feixe. A exatidão da posição angular é função tamanho da antena, dada em comprimentos de onda.

Tamanho e forma são obtidos através de medidas de distância e ângulo do alvo, desde que o sistema possua resolução suficiente em comparação com o tamanho do alvo. Apesar da resolução em seção transversal estar conectada com produto entre resolução de distância e largura de feixe da antena, apenas com largura de feixe disponibilizada pela antena, não é possível obter bons resultados em termos desta resolução. Uma alternativa para o problema é o uso do SAR, que depende da existência de movimento relativo do alvo com relação ao sistema de radar (SKOLNIK, 2008).

2.4 CLASSIFICAÇÃO EM TERMOS DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

De modo geral, a frequência de operação de um sistema de radar indica suas capacidades e características. Radares capazes de operar a longas distâncias costumam transmitir sinais em frequências baixas porque nestas frequências é possível obter transmissores de alta potência e antenas fisicamente maiores com maior facilidade. Já considerando a operação em frequências mais altas, estão radares capazes de obter uma maior exatidão nas medidas realizadas, uma vez que estes dispõem de maior capacidade de prover larguras de banda mais amplas e de produzir larguras de feixe pequenas com relação ao tamanho físico da antena do sistema (SKOLNIK, 2008).

Uma vez que sistemas de radar têm sido ligados muito fortemente com aplicações militares, especificá-los em termos de sua faixa de operação nominal não é conveniente. Por conta desta questão, tornou-se comum a designação das frequências de operação através de códigos (geralmente letras). A forma como esta classificação é padronizada atualmente se dá de acordo com a classificação do IEEE, conforme mostrado na Tabela 1. Além desta classificação, na Tabela 1 também é mostrada a faixa de frequências destinada para aplicações envolvendo radares, designadas pela *International Telecommunication Union (ITU)*, dentro de cada banda da classificação do IEEE.

A operação em banda HF costuma ser utilizada por radares *Over-The-Horizon (OTH)*, capazes de utilizar a ionosfera ou a própria curvatura provocada pela atmosfera terrestre no sinal transmitido para detectar alvos além do horizonte. As duas bandas logo acima da HF, VHF e UHF, são utilizadas para aplicações de vigilância de longo alcance e detecção de mísseis balísticos, onde é possível alcançar uma resolução regular com a vantagem de certa independência de efeitos climáticos. Na próxima faixa, a banda L, são empregados sistemas para aplicações de vigilância de longo alcance, capazes de detectar satélites e até mísseis balísticos intercontinen-

Classificação	Faixa de Frequências Nominal	Faixa de Frequências Baseadas no ITU para Aplicações com Radares
HF	3 MHz–30 MHz	
VHF	30–300 MHz	138–144 MHz 216–225 MHz
UHF	300–1000 MHz	420–450 MHz 890–942 MHz
L	1.0–2.0 GHz	1215–1400 MHz
S	2.0–4.0 GHz	2.3–2.5 GHz 2.7–3.7 GHz
C	4.0–8.0 GHz	4.2–4.4 GHz 5.25–5.925 GHz
X	8.0–12.0 GHz	8.5–10.68 GHz
K_u	12.0–18.0 GHz	13.4–14.0 GHz 15.7–17.7 GHz
K	18.0–27.0 GHz	24.05–24.25 GHz 24.65–24.75 GHz
K_a	27.0–40.0 GHz	33.4–36.0 GHz
V	40.0–75 GHz	59.0–64.0 GHz
W	75.0–110 GHz	76.0–81 GHz 92.0–100 GHz

Tabela 1 – Classificação das bandas de frequência de operação dos sistemas de radar

Fonte: (SKOLNIK, 2008).

tais, mas com uma sensibilidade aos efeitos climáticos mais presente. Já para o rastreamento de longo alcance, são utilizados radares operando em banda S, que também podem ser utilizados para vigilância de curto alcance, como na região ao redor de um aeroporto, embora a sensibilidade à chuva e neve já se mostre presente. Entrando nos comprimentos de onda na casa dos centímetros está a banda C que possui propriedades intermediárias das bandas S e X, sendo que estas geralmente são preferidas em suas aplicações ao invés da banda C. A banda X por sua vez, é utilizada em uma ampla gama de aplicações militares e aplicações que demandam alta resolução, como por exemplo o imageamento SAR, embora efeitos como a chuva já se apresentem como um atenuante de desempenho nesta faixa de frequências. A faixa contendo as bandas K_u , K e K_a , pode ser utilizada em sistemas de menores dimensões como os radares de trânsito. Fechando a lista, encontram-se os radares da banda W, conhecidos como radares de ondas milimétricas, que geralmente são desenvolvidos visando explorar uma faixa de frequências que é pouco utilizada.

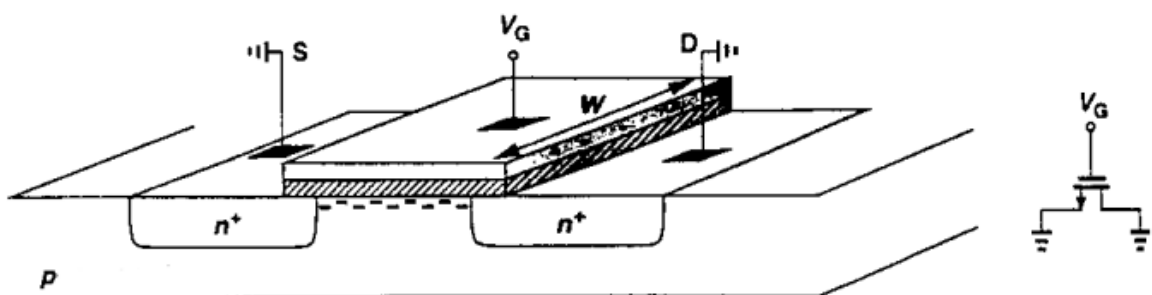
3 IMPLEMENTAÇÃO DE COMPONENTES EM PROCESSO DE FABRICAÇÃO CMOS

Usualmente, circuitos projetados para operar em RF são compostos de um volume elevado de componentes passivos. Todavia, os principais processos de fabricação de circuitos integrados (CIs) foram desenvolvidos para atender às demandas dos circuitos digitais. Por consequência, o escopo de componentes passivos disponíveis e de suas características foi limitado. Sendo assim, a compreensão de suas características é essencial para que um projeto seja bem-sucedido (RAZAVI, 2017).

3.1 MOSFET

O transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico (*MOSFET*) é um dispositivo capaz de reproduzir entre dois de seus terminais o comportamento de um resistor ou fonte de corrente, de acordo com o potencial aplicado em um terceiro terminal. A estrutura básica de um MOSFET pode ser representada como na Figura 13. Onde um duas regiões com semicondutores tipo n altamente dopados, chamadas de dreno e fonte, são alojadas em um substrato composto de semiconductor tipo-p levemente dopado, chamado de também de corpo, e acima da região que separa dreno e fonte, conhecida como canal, é depositada uma camada de óxido que atua como dielétrico, uma vez que uma segunda camada composta de polisilício altamente dopado, conhecida como porta, é depositada na superfície oposta à superfície do substrato, formando um capacitor.

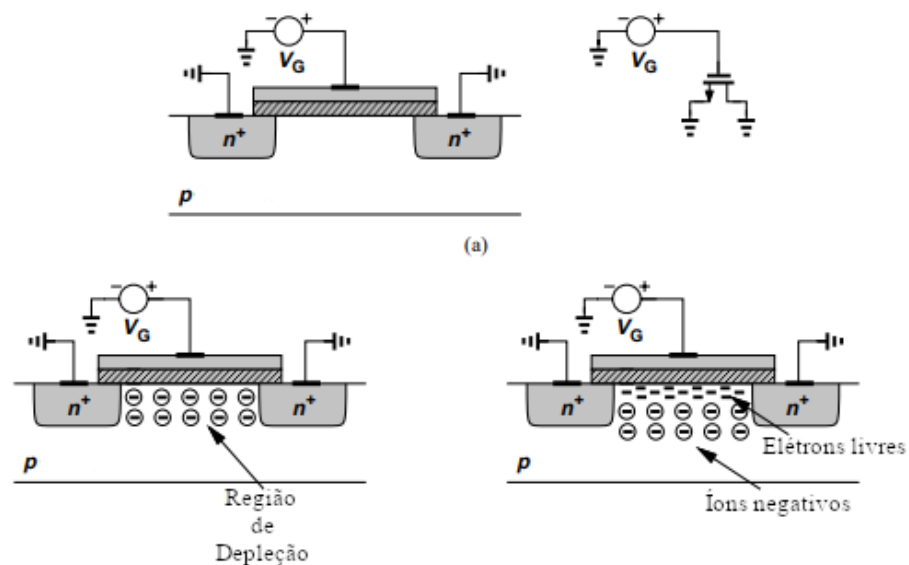
Figura 13 – Estrutura física de um MOSFET canal n



Fonte: (RAZAVI, 2017).

Conectando o substrato e as regiões tipo n a um mesmo potencial, considerando este potencial como o potencial de referência do dispositivo, 0V, e conectando a porta em um potencial V_G , conforme V_G assume valores positivos cada vez maiores, a região do canal sofre uma depleção de lacunas, uma vez que a presença de cargas positivas na porta as repele (LEE, 2004). Em um determinado momento, quando V_G atinge um potencial conhecido como tensão de limiar, V_{th} , começa a ocorrer uma migração de portadores majoritários, elétrons neste caso, das regiões altamente dopadas para a região do canal. Este fenômeno é chamado de inversão e o conjunto de portadores de carga livres que passam a ocupar a região entre o dreno e a fonte é chamado de canal. A partir do momento que o canal se forma, a região de depleção permanece relativamente constante abaixo do óxido e os aumentos em V_G resultam em um aumento na densidade de portadores de carga livres. Este processo de formação do canal é ilustrado na figura 14 (RAZAVI, 2017).

Figura 14 – Formação do canal em um MOSFET



Fonte: (RAZAVI, 2008).

Uma vez que a quantidade de carga em um capacitor é definida em função do produto de sua capacitância e da tensão aplicada em seus terminais e que elétrons só passam a formar um canal acima da tensão de limiar, a densidade de carga formada a partir de elétrons livres no canal em função da distância y com relação à fonte é dada pela Equação 18. Na Equação 18,

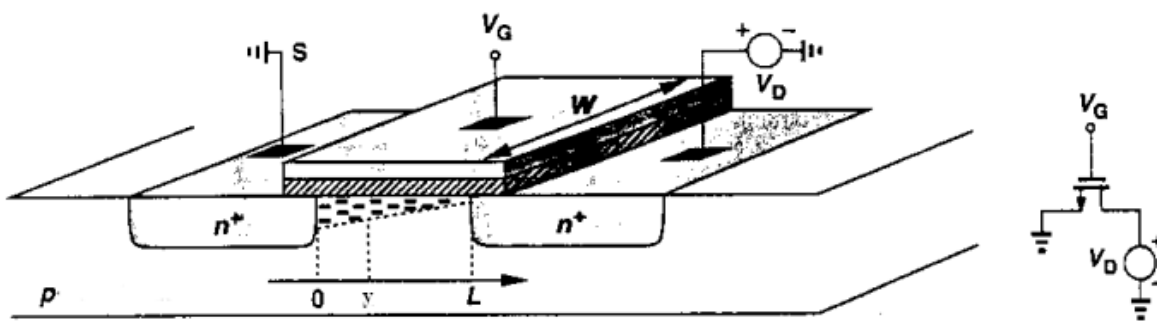
C_{ox} representa a capacitância por unidade de área do óxido, dada pela razão entre a constante dielétrica do óxido, ϵ_{ox} , e a espessura do óxido t_{ox} . Já os potenciais V_{GS} e $V(y)$ representam respectivamente a tensão entre a porta e a fonte, estando a fonte conectada ao terminal do substrato, e a tensão entre o potencial em um ponto a uma distância y da fonte e a própria fonte. Ainda, o sinal negativo é utilizado para denotar que a densidade carga presente no canal é negativa, uma vez que é composta por elétrons.

$$Q_n(y) = -C_{ox}[(V_{GS} - V(y)) - V_{th}] \quad (18)$$

3.1.1 Região de triodo

Mantendo a fonte e o substrato conectados em um mesmo potencial, aplicando uma tensão na porta do MOSFET de valor elevado o suficiente para formar o canal, e aplicando uma tensão V_{DS} ao dreno do dispositivo se inicia uma deformação do canal como a ilustrada na figura 15 em função da variação do potencial ao longo do canal $V(y)$. Se V_{DS} for um valor positivo, o potencial ao longo do canal diminui linearmente conforme y aumenta.

Figura 15 – Deformação do canal em função de uma tensão V_{DS}



Fonte: (RAZAVI, 2008).

Tomando esta consideração como verdadeira e também que a distribuição de potenciais no canal é função da tensão V_{DS} , $V(y)$ cresce até atingir V_{DS} . Logo, o valor de V_{DS} para o qual a densidade de carga no canal se tornaria nula em algum ponto do dreno é determinado pela equação 19. Sendo que, o valor de V_{DS} para o qual Q_n se torna nula na fronteira do dreno,

mantendo a formação do canal ao longo toda a superfície do óxido entre dreno e fonte, é chamado de V_{Dsat} . Portanto, para valores de V_{DS} menores que V_{Dsat} , o canal se forma conectando o dreno à fonte. Nestas condições, o MOSFET é entendido como operante na região linear, ou mesmo, região de triodo.

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{th} = V_{Dsat} \quad (19)$$

Conhecendo o comportamento das cargas ao longo do canal em função dos potenciais aplicados nos terminais dos MOSFETs, pode-se deduzir a sua característica de operação em termos da corrente que circula entre dreno e fonte, I_D . Por definição, corrente é produto de uma densidade de carga por sua velocidade. Sendo assim, conforme mostra a Equação 20, a corrente que flui pelo canal é o produto da sua densidade de carga, da sua velocidade, $v(y)$, e da sua largura, W .

$$I_D = -WQ_n(y)v(y) \quad (20)$$

A velocidade dos portadores de carga submetidos a um campo elétrico em uma dada direção é igual ao produto da mobilidade destes portadores, μ_n , pela intensidade do campo que os acelera. No caso do canal, o valor do campo elétrico é dado pelo oposto do gradiente de potenciais ao longo do canal. Desta forma, a Equação 20 pode ser reescrita na forma da Equação 21.

$$I_D = WC_{ox}[(V_{GS} - V(y)) - V_{th}]\mu_n \frac{dV}{dy} \quad (21)$$

A corrente de dreno pode ser então encontrada, tomando Equação 21 como uma equação diferencial ordinária de primeira ordem separável. A solução pode ser dada integrando ao longo do comprimento L do canal, como mostra a equação 22, e isolando I_D . Desta forma, o resultado obtido é exibido na equação 23.

$$\int_0^L I_D dy = \int_0^{V_{DS}} WC_{ox} [(V_{GS} - V(y)) - V_{th}] \mu_n dV \quad (22)$$

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \left[(V_{GS} - V_{th}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \quad (23)$$

Considerando valores de V_{DS} muito menores que $V_{GS} - V_{th}$, pode-se aproximar o comportamento da Equação 23 ao de uma função linear. Concluí-se então, que o MOSFET assume o comportamento de um resistor variável controlado por tensão, onde tensões aplicadas entre dreno e fonte produzem correntes proporcionais a estas tensões, com a constante de proporcionalidade sendo determinada por V_{GS} . Por fim, o conhecimento destas características justifica o fato desta região de operação ser conhecida como região de triodo, uma vez que estas características são similares ao comportamento de válvulas triodo.

3.1.2 Região de saturação

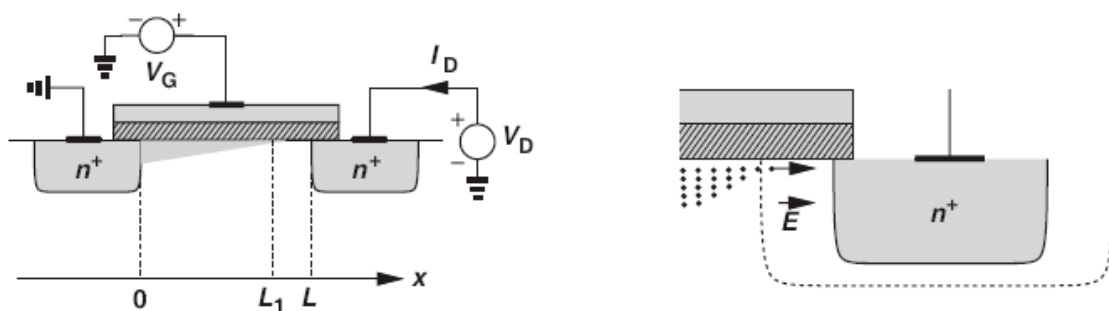
Tomando apenas a Equação 23 como referência, seria esperado que após aumentar V_{DS} o suficiente para que o potencial V_{Dsat} fosse ultrapassado, a corrente passasse a diminuir. Todavia, esta equação só é válida para onde há a formação do canal. Logo para obter o valor da corrente que flui através do canal para valores de V_{DS} maiores que V_{Dsat} , deve-se modificar a Equação 22 de modo a considerar que o canal se estende apenas do dreno até o ponto onde ocorre o estrangulamento do canal, onde a densidade de carga é nula, e portanto o potencial é igual a $V_{GS} - V_{th}$. Levando em conta estas considerações, a Equação 22 é modificada na forma da Equação 24, que solucionada de modo a isolar I_D produz a Equação 25.

$$\int_0^L I_D dy = \int_0^{V_{GS}-V_{th}} WC_{ox} [(V_{GS} - V(y)) - V_{th}] \mu_n dV \quad (24)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (25)$$

A partir das equações 25 e 24, alguns pontos podem ser explorados. Um primeiro é a percepção de que a corrente no canal passa a ser independente de V_{DS} . Ou seja, nesta região, o aumento de V_{DS} não produz mais um aumento de I_D , que permanece constante enquanto V_{DS} for maior que a tensão de sobrecarga, V_{ov} , que é igual a $V_{GS} - V_{th}$, e enquanto $V_{GS} > V_{th}$. Por conta deste comportamento, um MOSFET operando nesta região é dito estar operando na região de saturação. Um segundo ponto relevante, conforme exibido na Figura 16, é a constatação de que o comprimento do canal, L , passa a não mais se estender da fonte até o dreno. Tal constatação entretanto, não deve levar à ideia de que passa a existir uma condição de circuito aberto por conta do estrangulamento do canal, uma vez os elétrons ao alcançarem o fim do canal são submetidos ao campo elétrico produzido na junção do dreno, e por esta razão são "drenados" para esta região. Por fim, uma consequência dessas características da região de saturação é que o MOSFET pode ser modelado como uma fonte de corrente controlada por tensão, uma vez que variações de tensão entre dreno e fonte, desde que esta tensão seja mantida maior que tensão de sobrecarga, não produzem variações significativas na corrente de dreno, e que variações na tensão entre porta e fonte modulam a corrente que atravessa o canal, desde que esta tensão seja mantida em valores maiores que a tensão de limiar.

Figura 16 – Canal na região de saturação



Fonte: (RAZAVI, 2008).

3.2 PROCESSO CMOS

Na década de 1930, Julius Edgar Lilienfeld patenteou o MOSFET. Porém, limitações dos processos de fabricação deste período não permitiram a sua fabricação até a transição da década

de 1950 para 1960, onde ainda assim, apenas processos capazes de produzir MOSFETs de canal n eram implementados. Todavia, já no meio da década de 1960, o processo *complementary MOS*, *CMOS*, foi introduzido na indústria de semicondutores.

Vantagens dos processos de fabricação CMOS, como dissipação de potência apenas nas transições de estado e a demanda de um menor número de dispositivos para implementar portas lógicas, fizeram os processos CMOS se destacarem no mercado de circuitos digitais. Além destas vantagens, com o tempo, foi observada uma grande capacidade de reduzir as dimensões mínimas dos transistores, com relação às demais tecnologias. Além disso, as tecnologias CMOS se mostraram mais interessantes do ponto de vista financeiro, pois os circuitos produzidos nesta tecnologia eram fabricados com menores custos. Porém, algumas das características dos MOSFETs, como sua velocidade e ruído, num primeiro momento, fizeram com que houvesse preferência dos projetistas de circuitos analógicos por utilizar dispositivos bipolares. Entretanto, conforme as dimensões alcançadas pelos processos CMOS permitiram não apenas MOSFETs mais rápidos, mas também a capacidade integrar os circuitos digitais com analógicos, o processo CMOS também passou a ser o principal processo no meio analógico.

As tecnologias CMOS, nos tempos atuais, implementam mais de 200 subprocessos para a produção dos CIs. De uma forma simplificada, a primeira operação realizada é o processamento da fatia de silício (*wafers*), que virá a se tornar o substrato do circuito que será construído, seguida de processos como a fotolitografia, onde cada região dos dispositivos é precisamente definida, passando também por operações de deposição de materiais e operações de corrosão, para remover materiais, sendo que tratamento térmico é necessário em parte considerável destes processos.

3.2.1 Processamento do wafer

Os substratos dos circuitos produzidos nas tecnologias CMOS são produzidos a partir de fatias de silício conhecidas como *wafers*. Estas fatias precisam ser fabricadas a partir de estruturas monocristalinas com elevado grau de pureza e o devido nível de dopantes. Wafers com tais propriedades podem ser obtidos por meio do método de Czochralski. Neste método, uma "semente" de silício cristalino é inserida em silício, já dopado, em estado líquido e então gradualmente removida enquanto é girada.

Quando o final do processo é atingido, um lingote cilíndrico com diâmetro de aproximadamente 20cm é obtido. Este cristal passa por um processo de polimento e antes de ser fatiado,

são realizadas marcações que servirão como base de orientação nos demais processos. Em seguida, o lingote é cortado em fatias, dando origem aos wafers que são polidos e tratados para remover irregularidades que possam ter surgido no processo de corte. Por fim, uma fina camada protetora de óxido de silício é depositada acima do wafer.

3.2.2 Deposição e remoção

O processo CMOS demanda deposições de um amplo conjunto de materiais. Dentre eles, polisilício, dielétricos e também camadas de metal. No caso do polisilício, um processo conhecido como *chemical vapor deposition (CVD)*, onde o wafer é submetido a uma fornalha contendo gás que produz o material desejado por meio de reações químicas, é utilizado para implementar a deposição.

No caso das remoções, diferentes métodos podem ser implementados de acordo com condições de velocidade, assertividade, seletividade e tipos de material. A remoção "molhada", utilizada quando a precisão não está sendo priorizada, consiste basicamente de submeter o wafer a uma solução química líquida. Já no caso da remoção por plasma, a remoção realizada por meio do bombardeamento do wafer com plasma garante uma alta precisão. Ainda, há opção de se utilizar a *reactive ion etching (RIE)*, onde íons produzidos em um gás atingem o wafer.

3.2.3 Oxidação

Processos de oxidação podem ser usados para gerar camadas finas e também espessas de óxido. A necessidade da oxidação se dá tanto para a implementação dos dielétricos das portas dos transistores, bem como dos óxidos de campo, utilizados para dificultar o surgimento indesejado de canais entre transistores. Além destas aplicações que permanecem no circuito final, a oxidação é por vezes introduzida para proteger regiões durante processos de remoção.

Para permitir o crescimento de dióxido de silício, o wafer é tratado em atmosferas oxidantes, onde gases como oxigênio são abundantes e a temperatura atinge os 1000°C. A velocidade com que o óxido cresce depende de fatores como a composição do gás utilizado para a oxidação, a pressão, a temperatura e o nível de dopantes no silício.

3.2.4 Implantação de íons

A inserção de dopantes no silício esta presente em diversos passos de um processo de fabricação. A forma mais usual de inseri-los é a implantação de íons. Neste método, os átomos dopantes são acelerados por meio de um feixe de alta precisão e energia, atingindo as regiões expostas e penetrando-as. Todavia, o feixe não incide sobre o substrato perpendicularmente, uma vez que se aplicado desta forma, produz um perfil de concentrações menos previsível e profundo no substrato.

A implantação produz um perfil de concentração em que o pico da concentração dos dopantes ocorre abaixo da superfície do wafer. Já as regiões da superfície do wafer e os níveis mais profundos do substrato apresentam menor concentração. Tais características são desejáveis pois produzem efeitos como menores valores de capacitância parasitas nas junções entre regiões com diferentes dopagens e uma menor probabilidade de que ocorra o efeito *latch-up*.

Este efeito, *latch-up*, ocorre devido ao arranjo das camadas de regiões do tipo p e n em dispositivos CMOS e também ao fato de que o substrato apresenta uma resistividade elevada. Abstraindo em nível de dispositivos e circuitos, o arranjo das camadas p e n produz um tiristor parasita conectado entre alimentação positiva e negativa do CI. Este tiristor depende tanto do arranjo e propriedades das camadas que o formam, como das resistências distribuídas no substrato. Sendo que a probabilidade de que ocorra o efeito aumenta conforme a resistividade dos poços n aumentam.

Um efeito colateral da implantação de íons é a danificação das estruturas de silício. O aquecimento do wafer, em temperaturas de aproximadamente 1000°C, permite que as ligações entre os átomos sejam reestabelecidas, em um processo conhecido como recozimento. Todavia, a implementação do recozimento também causa difusão dos dopantes. Sendo assim, este processo costuma ser aplicado apenas uma vez na fabricação de um wafer, usualmente quando todas as implantações já ocorreram.

3.2.5 Fotolitografia

A fotolitografia, também referida apenas como litografia, é o processo que viabiliza modificar a morfologia e composição do substrato e demais materiais de modo a produzir camadas precisamente alocadas para implementar os circuitos desejados. Este processo se inicia com a aplicação de um padrão desejado em uma máscara de vidro por meio de um preciso feixe de

elétrons, produzindo regiões opacas na máscara. Para transferir o desenho gravado na máscara para o substrato, o wafer é coberto com um material conhecido como fotoresiste, cujas propriedades de solubilidade são modificadas de acordo com a exposição à luz. A máscara gravada é precisamente posicionada acima do fotoresiste e o wafer é exposto à luz ultravioleta (UV). Esta exposição faz com que a porção abaixo da região opaca permaneça solúvel, no caso de fotoresistes do tipo positivo e enrijecida no caso de fotoresistes do tipo negativo, e a porção exposta à luz seja enrijecida, no caso de fotoresistes do tipo negativo e enfraquecida no caso de fotoresistes do tipo positivo. Então, o fotoresiste fragilizado é removido. Ou seja, o processo consiste basicamente de cobrir o wafer com uma camada fotoresiste, alinhar uma máscara para expor uma região de interesse, e por fim, remover a parte enfraquecida do fotoresiste.

No caso da implementação de poços do tipo n, o fotoresiste é aplicado ao óxido. Então a máscara contendo a posição dos poços é posicionada. Em seguida, o wafer é exposto à radiação UV. Em sequência, o fotoresiste fragilizado e o óxido são removidos, deixando o substrato exposto para a implantação de íons (RAZAVI, 2017).

3.3 RESISTOR

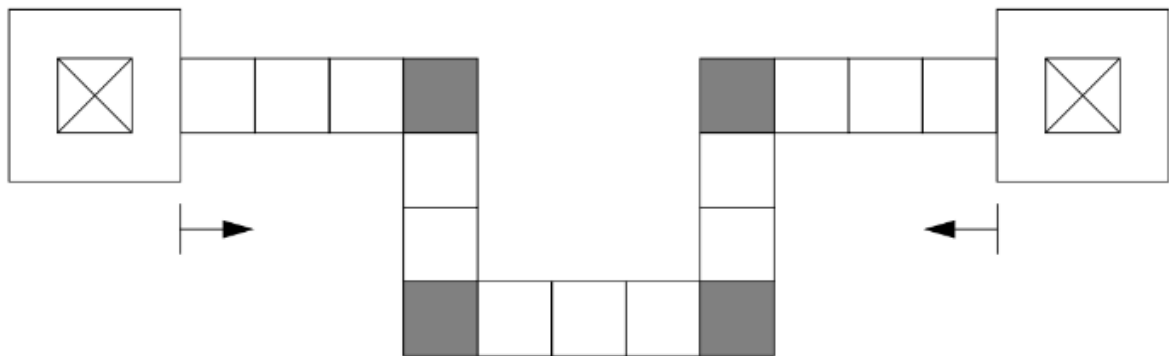
A resistência de uma barra retangular é dada pela expressão $\rho L/(Wt)$, sendo ρ , W , t , respectivamente, a resistividade do material do qual a barra é composta, o comprimento da barra, a largura da barra e a espessura da barra. Se tratando de implementação de resistores em CIs, as resistividades e as espessuras das barras, são definidas pelo processo de fabricação, e portanto não controladas pelos projetistas. Sendo assim, é possível definir uma constante em termos destes valores conhecida como resistência de folha, R_{\square} , definida conforme a equação 26. Se a largura e o comprimento de um resistor são iguais, formando um quadrado, a resistência deste quadrado é equivalente à resistência de folha. Logo, utilizando quadrados como elemento fundamental, é possível criar resistores enfileirando blocos de quadrados (RAZAVI, 2017).

$$R_{\square} = \frac{\rho}{t} \quad (26)$$

Considerando que o custo dos CIs está intrinsecamente relacionado com a área que estes ocupam nos wafers, é conveniente que os elementos de um circuito sejam projetados de modo

a ocupar a menor área possível. Por esta razão, resistores usualmente não são construídos como linhas. Sendo assim, ao inspecionar resistores cujos quadrados que os compõem não estão dispostos em uma única direção, conforme a Figura 17, deve-se levar em consideração que os quadrados nas quinas introduzem uma resistência de 0,56 o valor de um quadrado em linha.

Figura 17 – Resistor implementado por caminho de quadrados



Fonte: (LEE, 2004).

3.3.1 Polissilício

Resistores compostos de polissilício são geralmente utilizados para implementar resistores de baixo valor devido a sua resistividade de aproximadamente 5 a 10 ohms por quadrado, Ω/\square . Entre suas características se destacam, a baixa capacitância parasita associada por unidade de área, o baixo coeficiente de temperatura, o menor coeficiente de tensão (parâmetro que indica a variação da resistência do elemento de acordo com a tensão aplicada nos seus terminais) dos materiais disponíveis em um processo CMOS, e a tolerância elevada, cerca 30% a 50%, determinada por características do processo de fabricação.

3.3.2 Difusão

Os resistores de difusão são implementados utilizando as difusões que costumam dar origem aos drenos e fontes de MOSFETs. Sua resistividade é semelhante aos resistores de polissilício ao passo que outras características dos resistores de difusão são distintas. Entre estas estão, a elevada capacitância parasita por unidade de área e o elevado coeficiente de tensão. Entretanto, o baixo coeficiente de temperatura é uma característica em comum com os resistores

de polisilício.

3.3.3 Poço

Já para resistores de valores mais elevados, cerca de 1 a 10 Ω/\square , resistores de poço podem ser usados. Este tipo de resistor tem alguns problemas semelhantes aos dos resistores de difusão. Entre eles, a elevada capacitância parasita por unidade de área, elevadas tolerâncias (entre 50% a 80%), altos coeficientes de tensão, e ainda, em contraponto aos resistores de difusão, elevados coeficientes de temperatura.

3.3.4 MOS

Conforme já comentado na subseção sobre a região de triodo, transistores MOSFETs operando nesta região são capazes de reproduzir o comportamento de resistores controlados por tensão. A partir da 23, implementando uma aproximação de primeira ordem, em torno de V_{DS} nulo, é possível modelar a resistência entre dreno e fonte do transistor, r_{DS} , como na equação 27.

$$r_{DS} = \left\{ \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{th}) - V_{DS}] \right\}^{-1} \quad (27)$$

Os resistores projetados nesta topologia possuem não-linearidades. Entretanto, podem ser empregados em sistemas em feedback sem maiores problemas. Levando em conta a sua dependência da tensão de limiar e da mobilidade dos portadores de carga, fatores influenciados por variações de temperatura, os resistores MOS apresentam altos coeficientes de temperatura e elevadas tolerâncias.

3.3.5 Interconexões metálicas

Retornando aos baixos valores de resistência, até 10 Ω , interconexões metálicas se mostram uma opção interessante. Os valores de resistência de folha obtidos, considerando o alumínio, estão na faixa dos 50 $m\Omega/\square$. Apesar de apresentar coeficientes de temperatura relativamente elevados, próximos aos coeficientes de temperatura dos resistores de poço, estes coeficientes variam pouco ao longo da faixa de aplicações militares (-55°C a 125°C), com a resistência dos resistores projetados desta forma sendo consideradas proporcionais à temperatura absoluta.

3.4 CAPACITOR

Capacitores de placas paralelas tem sua capacitância definida em termos das dimensões das placas, sendo elas, a largura W e o comprimento L , da espessura da separação entre elas (H), e das propriedades do material dielétrico que isola as duas placas representadas através da permeabilidade elétrica ϵ . Estes parâmetros se relacionam para gerar uma determinada capacitância entre dois terminais conectados cada um em uma das placas conforme descrito na Equação 28.

$$C = \epsilon \frac{WL}{H} \quad (28)$$

Todavia, a Equação 28 considera apenas o campo na direção normal às placas e não compreende efeitos como o franjamento. Ainda sim, fornece uma boa aproximação da capacitância se as dimensões de comprimento e de largura forem muito maiores que a espessura. Entretanto, uma forma ainda aproximada, porém mais assertiva, que considera o franjamento, é adicionar um valor entre H e $2H$ aos termos W e L . Portanto a Equação 28 pode ser reescrita na forma da Equação 29, onde o caso que gera os maiores valores foi considerado (acréscimo de $2H$).

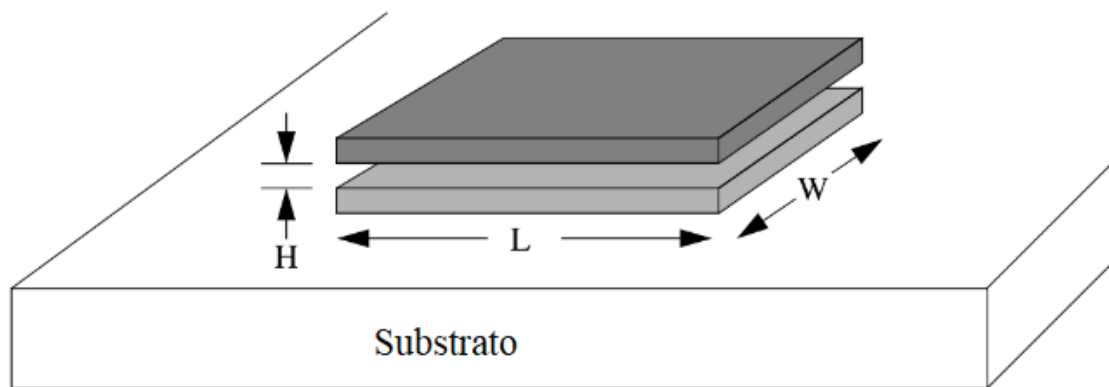
$$C = \epsilon \frac{(W + 2H)(L + 2H)}{H} \quad (29)$$

3.4.1 Capacitor de interconexão

Uma forma simples de se obter um capacitor nas tecnologias CMOS é utilizar as camadas de metais de interconexão para implementar um capacitor de placas paralelas, conforme exibido na Figura 18. Este tipo de capacitor tem seu coeficiente de temperatura baixo, valores entre $30 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ e $50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ e devido à espessura do dielétrico entre as camadas possuem uma baixa capacitância por unidade de área (aproximadamente $500 \text{ aF}/\mu\text{m}^2$). Sendo que o coeficiente de temperatura predominante determinado pelas propriedades do óxido utilizado como isolante entre as placas, uma vez que os efeitos da dilatação em função da temperatura

podem ser desprezados. Apesar da simplicidade de projetar capacitores de placas paralelas, deve-se levar em consideração que a interação das placas com quaisquer condutores abaixo delas, incluindo o substrato, promoverá o surgimento de capacitância parasitas. Em virtude da capacitância parasita com o substrato poder chegar em valores entre 10% e 30% da capacitância do elemento projetado, as camadas escolhidas para implementar estes capacitores são de modo geral as mais próximas do topo.

Figura 18 – Capacitor implementado por camadas de interconexão



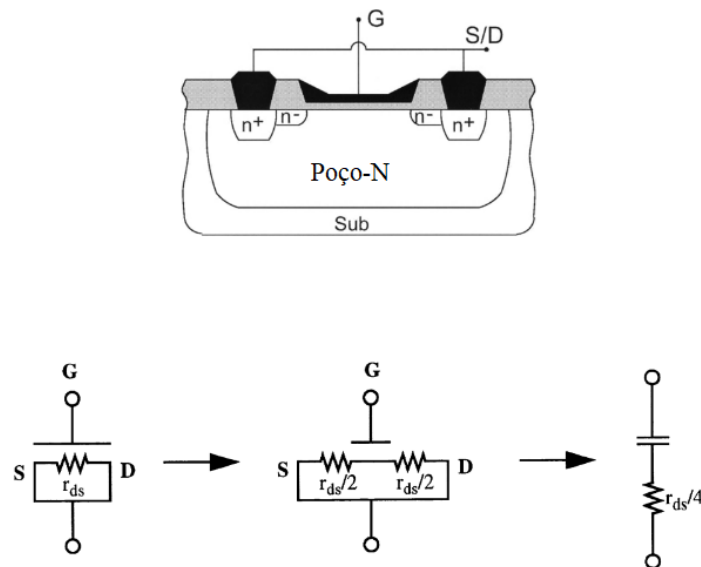
Fonte: (LEE, 2004).

3.4.2 Capacitor MOS

Como explicado na seção sobre MOSFETs, conectando dreno e fonte, é formado um capacitor onde o segundo terminal é a porta e o dielétrico é formado pelo óxido de canal. Para obter melhores características, são construídos os capacitores MOS em acumulação. Sendo acumulação o nome dado para o fenômeno da concentração de portadores majoritários do poço no qual o capacitor MOS é construído na interface com óxido do lado oposto ao da porta. A Figura 19 ilustra uma representação física de um capacitor MOS e um modelo elétrico simplificado. Neste modelo, observa-se que as cargas acumuladas na interface com o óxido experimentam uma resistência na região entre dreno e fonte. Para considerar o pior caso, o modelo generaliza a resistência aplicada às cargas no poço n , já que as cargas mais ao centro são submetidas a uma maior porção com resistividade mais elevada. Sendo assim, o modelo considera que toda a carga acumulada entre dreno e fonte é submetida à mesma resistência e se distribui igualmente ao deslocar no sentido dos terminais de dreno e fonte, ou a partir deles. Uma vez que total o

das cargas se divide em duas porções iguais para atravessar porções com metade da resistência total vista entre dreno e fonte, a resistência total à qual estas cargas são submetidas é de aproximadamente um quarto da resistência vista entre dreno e fonte (LEE, 2004).

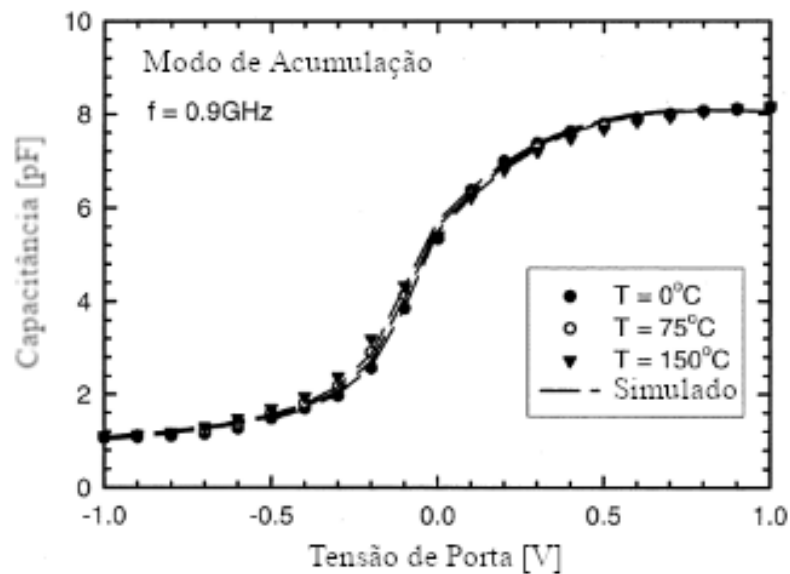
Figura 19 – Representação física de um capacitor MOS



Fonte: (LEE, 2004).

Os capacitores implementados a partir de dispositivos MOS apresentam diferentes capacitâncias em função da polarização. A Figura 20 ilustra o comportamento de um capacitor MOS com substrato do tipo n em diferentes temperaturas. Nesta figura, pode-se verificar que para os valores mais elevados de tensão na porta, os valores de capacitância são mais próximos de uma constante, sendo aproximadamente iguais ao parâmetro C_{ox} . Este comportamento é atribuído ao fenômeno da acumulação. Entretanto, conforme a tensão na porta assume valores menores, a capacitância diminui. Tal comportamento se deve ao início da formação de uma região de depleção abaixo do óxido de porta. Sendo assim, a capacitância total do capacitor MOS é associação série da capacitância devido ao óxido de porta em série com a capacitância devido à região de depleção formada. Por fim, quando a tensão na porta assume os menores valores, a capacitância passa a se estabilizar novamente, uma vez que zona de depleção para de aumentar na iminência do início da inversão.

Figura 20 – Curvas de de capacitância em função da tensão de porta



Fonte: (CHEN et al., 2004).

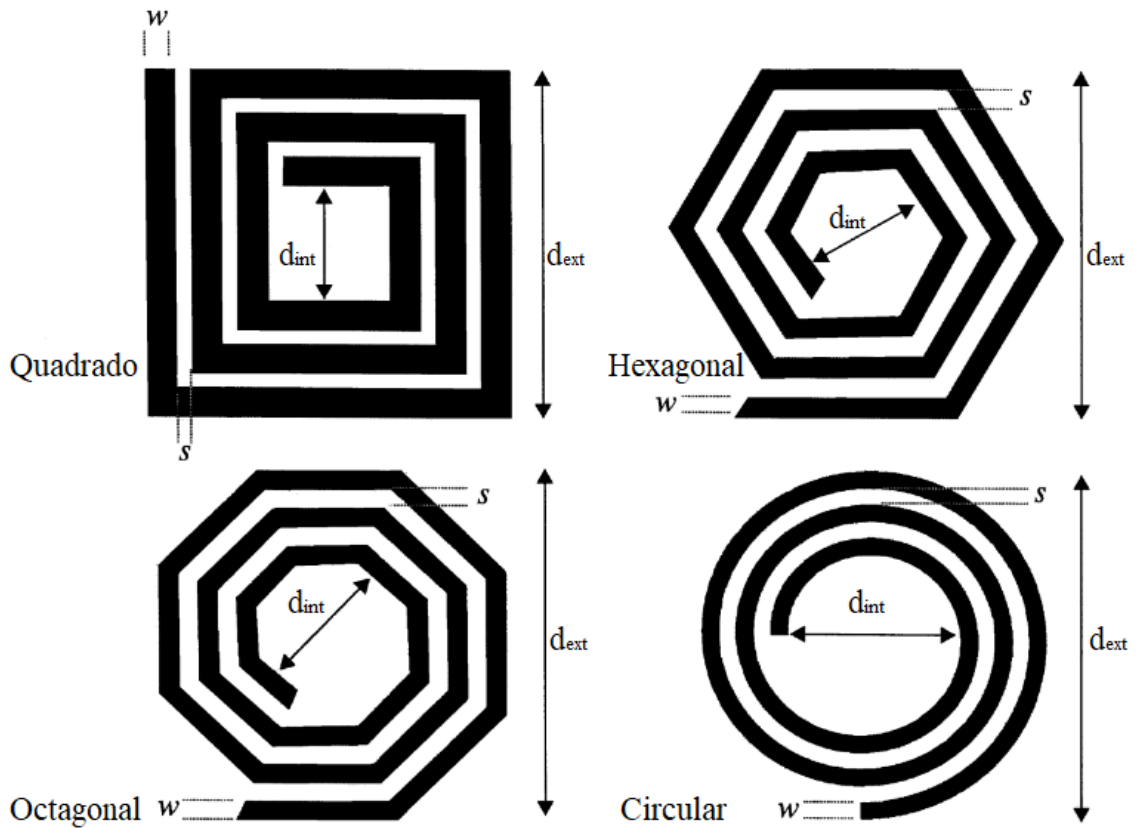
3.5 INDUTOR

O método mais utilizado para implementar indutores no próprio chip é a implementação de indutores planares. De modo geral, os indutores planares apresentam as formas quadrada, hexagonal, octagonal e circular, conforme exibido na Figura 21. Estas formas são implementadas nas camadas de interconexão metálica mais superiores de um determinado processo de fabricação. Esta escolha se justifica em algumas características vantajosas menor resistividade e menor susceptibilidade à capacitâncias parasitas com o substrato. Sendo que tais características são função da maior espessura e da maior distância do substrato das camadas de metal mais superiores.

Ainda com relação às formas exibidas na Figura 21, os valores de indutância e fator de qualidade, pouco são influenciados em função do formato escolhido. Todavia, as formas octogonal e circulares apresentam valores maiores que a forma quadrada, até 10%. Vale também ressaltar que por vezes, quando é necessário ter acesso ao nó central do indutor duas camadas podem ser usadas para permitir a sobreposição de parte das camadas, conforme ilustrado na Figura 22.

Embora a faixa de valores que a implementação de indutores em diferentes formatos produzem sejam semelhantes, determinar seu valor exato, sem fazer uso de programas que

Figura 21 – Formatos de indutores planares

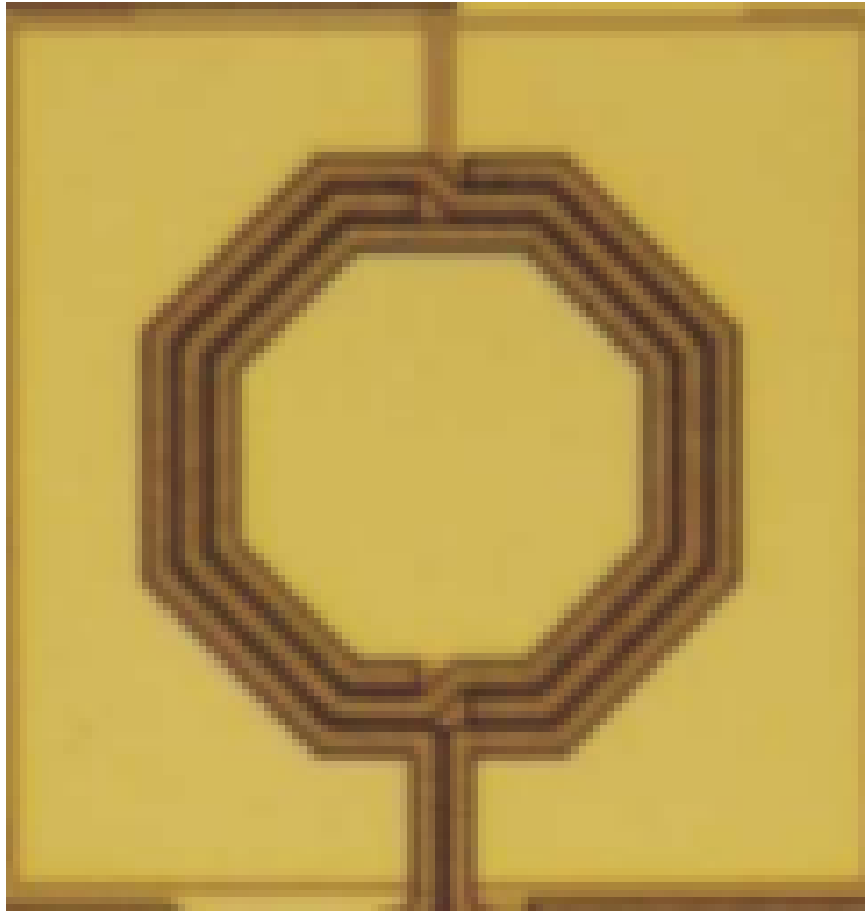


Fonte: (LEE, 2004).

analisam campos a partir métodos numéricos computacionais, é um desafio. Por exemplo, para se ter uma intuição qualitativa do impacto que a alteração de diferentes parâmetros causa na indutância pode-se usar a Equação 30. Nesta equação, observamos que o aumento no número de espiras, n , tem impacto mais significativo que o aumento no raio do indutor, r . Todavia, a Equação 30 produz valores sobre-estimados em até 30%. Um outro aspecto da Equação 30 é que ela foi desenvolvida para modelar uma indutor de forma quadrada. Se o formato de interesse for algum outro, o valor dado pela Equação 30 deve ser multiplicado pela raiz quadrada da razão entre a área do formato de interesse e do quadrado, sendo estes valores aproximadamente, 0,93 para o hexágono, 0,91 para o octógono e 0,89 para o círculo. Este artifício matemático é aplicado às demais equações levando em consideração a aproximação de que laços de diferentes formatos produzem aproximadamente a mesma indutância.

$$L = \mu_0 n^2 r \quad (30)$$

Figura 22 – Indutor com derivação central



Fonte: (LEE, 2004).

Uma noção mais quantitativa dos valores de indutância para indutores implementados de forma planar também pode ser obtido a partir de fórmulas analíticas, embora por vezes tendo sua faixa de aplicação limitada e sem fronteiras bem definidas. Uma delas, conhecida como fórmula de Wheeler, desenvolvida para indutores quadrados ocos, produz erros abaixo dos 5% com relação às soluções obtidas usando métodos numéricos que permitem a modelagem física dos indutores. A fórmula de Wheeler está apresentada na Equação 31, onde os parâmetros d_{ext} e d_m representam respectivamente o diâmetro externo do indutor e o diâmetro médio, obtido da média aritmética entre o diâmetro externo e interno do indutor avaliado para cálculo.

$$L = \frac{9,375\mu_0 n^2 d_m^2}{11d_{ext} - 7d_m} \quad (31)$$

Uma segunda alternativa conhecida como fórmula da folha de corrente, descrita na forma da Equação 32, indica valores de indutância para os principais formatos e pode ser aplicada para um maior escopo de estruturas utilizando parâmetros como Ξ , chamado de fator de preenchimento e descrito na equação 33, onde d_{int} é o diâmetro interno. Os resultados obtidos com a Equação 32 apresentam erros similares aos resultados obtidos com a Equação 31.

$$L = \frac{\mu_0 n^2 d_m c_1}{2} \left[\ln \left(\frac{c_2}{\Xi} \right) + c_3 \Xi + c_4 \Xi^2 \right] \quad (32)$$

$$L = \frac{d_{ext} - d_{int}}{d_{ext} + d_{int}} \quad (33)$$

Os valores dos coeficientes c_1 , c_2 , c_3 e c_4 estão disponíveis na Tabela 2. Todavia, se outros polígonos regulares forem de interesse, estes coeficientes podem ser substituídos por aproximações analíticas, gerando a Equação 34. Sendo que nesta equação os parâmetros A_{ext} e N representam respectivamente a área externa e número de lados do polígono escolhido. A Equação 34 produz erros não muito maiores que a Equação 32.

Tabela 2 – Comparação entre recursos disponíveis

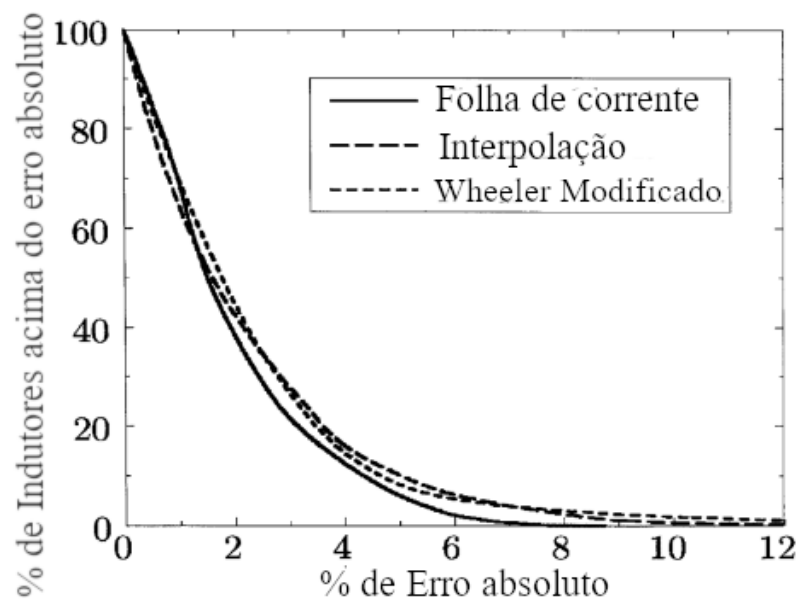
Polígono	c_1	c_2	c_3	c_4
Quadrado	1,27	2,07	0,18	0,13
Hexágono	1,09	2,23	0,00	0,17
Octógono	1,07	2,29	0,00	0,19
Círculo	1,00	2,46	0,00	0,20

Fonte: (LEE, 2004).

$$L = \frac{A_{ext} \mu_0 n^2 d_m}{\pi d_{ext}^2} \left[\ln \left(\frac{2,46 - 1,56/N}{\Xi} \right) + \left(0,2 - \frac{1,12}{N^2} \right) \Xi^2 \right] \quad (34)$$

A precisão dos resultados produzidos pelas equações 31 e 32 pode ser avaliada observando a Figura 23. Nesta figura estão traçadas três curvas, uma comparando os valores produzidos pelas equações 31 e 32 e uma terceira com a comparação de uma interpolação dos valores simulados. Sendo estas curvas produtos da comparação com a simulação de mais de 19000 indutores, possuindo indutância de 100 pH a 70 nH, diâmetro externos a partir de 100 μm até 40 $0\mu m$, razão de espaçamento por largura de 0,02 a 3, fatores de preenchimento entre 0,03 e 0,95, e número de espiras entre 1 e 20.

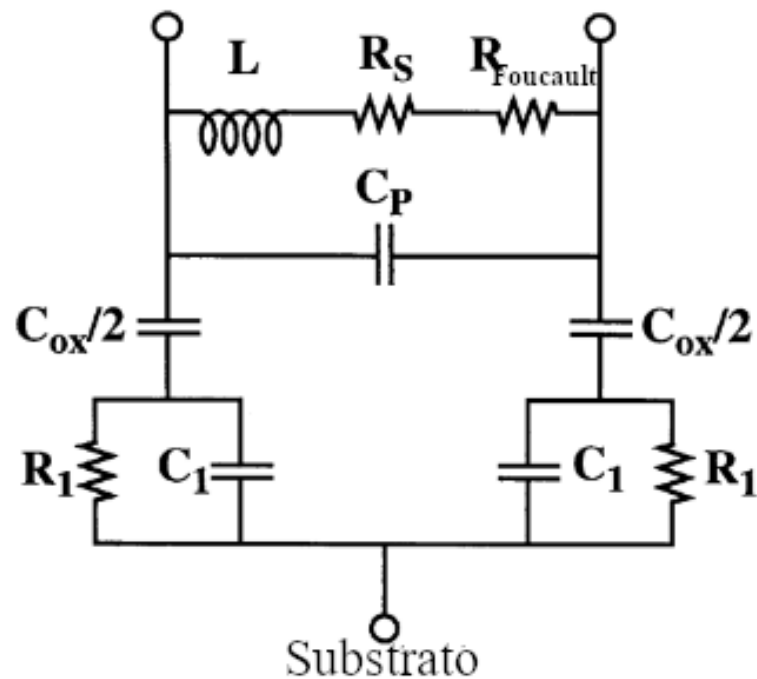
Figura 23 – Comparação de fórmulas de indutância



Fonte: (LEE, 2004).

Indutores planares possuem um conjunto de problemas associados como uma grande ocupação de área e surgimento de parasitas. Este último pode ser representado por meio de resistências parasitas, fortemente influenciadas pelo efeito pelicular, e capacitâncias parasitas, principalmente aquelas que surgem entre o condutor e o substrato. Existem outras fontes de elementos parasitas com menor efeito. No caso das capacitâncias, existe o surgimento de parasitas influenciado por cruzamentos entre diferentes camadas de metal e com menor efeito o surgimento de capacitância entre as espiras. Além destes há uma parcela produzida pela capacitância geradas pelas correntes imagem. Já no caso das resistências, há componentes gerados a partir correntes de Foucault e correntes no dielétricos causadas pelo acoplamento capacitivo com o substrato. Devido a este conjunto de parasitas, um modelo mais completo para indutores espirais pode gerado como o da Figura 24.

Figura 24 – Modelo de indutor considerando parasitas



Fonte: (LEE, 2004).

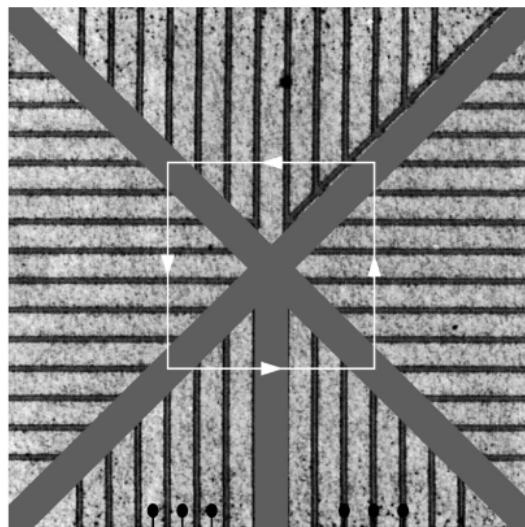
Os elementos exibidos na Figura 24 representam os diferentes efeitos que se aplicam aos indutores planares espirais. L é a própria indutância do indutor que em condições ideais seria suficiente para representar o elemento completamente. Entretanto, como citado anteriormente, os indutores são implementados utilizando as camadas de metal. Sendo assim, os indutores possuem uma resistência série, R_s , associada às propriedades resistivas do material utilizado na implementações. Outro efeito prático que afasta os indutores espirais da idealidade são as correntes de Foucault provocadas pelos campos magnéticos no substrato. Estas correntes promovem perdas e portanto são representadas pelo resistor $R_{Foucault}$. Além das perdas, efeitos como a capacitância parasita causada pela interação entre as espiras e principalmente a interação entre as porções em diferentes camadas do próprio indutor estão representados no capacitor C_p . Os demais elementos exibidos na Figura 24 estão relacionados com a interação do indutor com o substrato, sendo este inclusive tratado como um dos terminais do elemento. Partindo dos terminais principais, os primeiros elementos que aparecem são os capacitores $C_i/2$ que representam a capacitância que surge da interação das camadas de metal com o substrato com o óxido isolador como dielétrico. Em seguida, a resistência R_1 representa as

perdas que ocorrem por conta das correntes que fluem no substrato, gerando perdas, por conta do acoplamento capacitivo através do óxido isolador. Por fim C_1 representa os efeitos reativos relacionados às correntes imagem induzidas no substrato.

Um dos efeitos colaterais de existirem elementos parasitas associados ao indutor, mais especificamente as capacitâncias parasitas, é o estabelecimento de um limite superior de frequências. Esta limite se inicia na frequência de ressonância do indutor com as capacitâncias parasitas e apresenta valores menores conforme a distância com relação ao substrato é reduzida. Um segundo efeito, já mais associado às resistências parasitas, é o estabelecimento de um fator de qualidade (Q) finito.

Embora de modo geral os fenômenos que geram parasitas estejam atrelados com a forma de implementação dos indutores, há formas de mitigá-los. Uma destas formas é a construção de padrão escudo aterrado (PGS) como o exibido na Figura 25. Este padrão dificulta que correntes de Foucault sejam induzidas ao longo do caminho indicado e ao mesmo tempo que o acoplamento capacitivo com o PGS reduza a circulação de correntes no substrato, onde provocariam mais perdas. A implementação de um PGS pode ser feita através de camadas de metal, de polissilício e mesmo de poços do tipo n, sendo que esta última ainda promove um deslocamento de correntes de imagem para porções mais profundas. Por fim, a implementação deste método implica em uma troca de efeitos indesejados, uma vez que a melhora no fator de qualidade acontece às custas de uma redução da frequência de autoressonância.

Figura 25 – Exemplo de padrão escudo aterrado

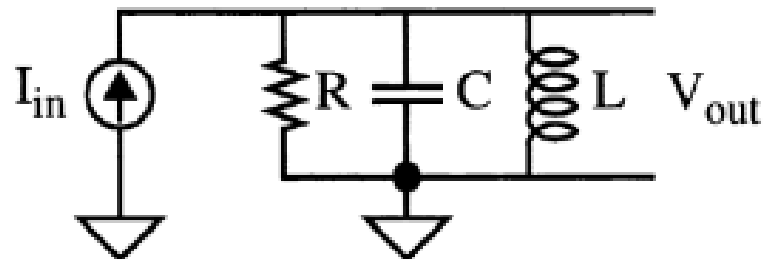


Fonte: (LEE, 2004).

4 OSCILADORES LC

Circuitos RLC com conexão em paralelo de seus componentes, conforme o circuito exibido na Figura 26, detêm propriedades em função destes elementos passivos. Dentre elas, a ressonância, largura de banda e o fator de qualidade (LEE, 2004). Entretanto, para que sejam mantidas oscilações, se torna necessário que exista um elemento que compense a potência dissipada por meio da resistência associada ao circuito, que no caso do modelo ilustrado na Figura 26 está concentrada no resistor R (TANG; ROERMUND, 2005).

Figura 26 – Circuito RLC paralelo



Fonte: (RAZAVI, 2017).

4.1 CIRCUITO RLC PARALELO

Circuitos RLC paralelo são chamados também chamados de núcleo LC ou de tanque LC. Estes circuitos são formados da associação em paralelo de resistores, capacitores e indutores (LEE, 2004). Aplicando a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK) ao nó de referência do circuito, a Equação 35 pode ser obtida, onde R, L, C, I_{in} e V_{out} representam respectivamente a resistência, a indutância, a capacitância, a corrente injetada, e a tensão entre os dois nós do tanque. Aplicando a derivação com relação ao tempo dos dois lados da Equação 35, é obtida a Equação 36, diferencial de segunda ordem.

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{R} + C \frac{dV_{out}}{dt} + I_{L0} + \frac{1}{L} \int V_{out} dt \quad (35)$$

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{1}{R} \frac{dV_{out}}{dt} + C \frac{d^2V_{out}}{dt^2} + \frac{1}{L} V_{out} \quad (36)$$

A solução para uma equação diferencial como a Equação 36 pode ser encontrada na forma de 3 respostas. Sendo que a determinação de qual delas será a solução depende dos valores dos componentes do tanque. Se $L > 4R^2C$, a solução será uma resposta superamortecida, onde não há oscilações. Já se $L < 4R^2C$, a solução é uma resposta subamortecida, onde ocorrem oscilações determinadas pela frequência amortecida, ω_d , que é definida como a raiz quadrada da diferença entre o quadrado da frequência de ressonância, ω_0 , e o quadrado do coeficiente de amortecimento, α . Os termos α e ω_0 são definidos respectivamente conforme as equações 37 e 38. Ainda, há um último caso em que se os componentes do tanque são arranjados de forma que $L = 4R^2C$, a solução obtida é uma resposta de amortecimento crítico, onde é traçado o limite entre a resposta oscilatória e não oscilatória (DAVID E. JOHNSON; JOHNSON, 1994).

$$\alpha = \frac{1}{2RC} \quad (37)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (38)$$

4.2 FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

A frequência de ressonância, também conhecida como frequência natural, pode ser interpretada fisicamente como a frequência na qual a transferência de energia de um gerador, como a fonte I_{in} , para um sistema, como o tanque RLC, é mais eficiente (CHAVES, 2007). De uma outra perspectiva, aplicando a transformada de Fourier aos dois lados da Equação 36, e rearranjando os termos é possível obter a admitância do circuito paralelo, Y_P , expressa na forma da Equação 39 (LEE, 2004).

$$\frac{I_{in}(j\omega)}{V_{out}(j\omega)} = Y_P = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (39)$$

Avaliando o comportamento da admitância em função da frequência, observa-se que quando a frequência tende tanto a zero como ao infinito, o módulo tende ao infinito. Este é comportamento denotaria um curto-circuito entre os nós do tanque, que na frequência nula é causado pela parte indutiva da admitância e em uma frequência tendendo ao infinito é causado pela parte capacitiva de Y_P . Desta forma, aproximando-se dos extremos dos valores de frequência, o tanque apresenta comportamento predominantemente indutivo, se as frequências forem baixas, ou capacitivo, se as frequência forem altas. Seguindo com análise, se afastando dos extremos e se aproximando de um valor de frequência em que as componentes imaginárias da admitância tem mesmo módulo, é verificada uma anulação da parte imaginária. Sendo assim, o valor que determina a fronteira entre as altas e a as baixas frequências é definido a partir da condição em que a parte imaginária de Y_P é nula, como observado na Equação 40. Então, operando nesta equação de modo a isolar a frequência, verifica-se que o valor obtido, para o qual a condição de anulação das partes reativas ocorre, é igual à frequência natural, conforme exibido na Equação 41 (LEE, 2004).

$$\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = 0 \quad (40)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0 \quad (41)$$

Vale ressaltar que dentro da condição de ressonância, a anulação da parte reativa da admitância to tanque não se traduz em corrente nula nos elementos capacitivos e indutivos. Ou seja, se uma corrente for injetada na frequência de ressonância por meio da fonte I_{in} , a admitância vista por esta fonte será apenas a condutância do elemento resistivo. Entretanto, embora esta declaração seja verdadeira, com base apenas nela, não se pode inferir que não há corrente circulando pelos demais elementos conectados aos nós do tanque. Uma vez que considerando

que os elementos reativos possuem individualmente a mesma impedância em módulo e que estão em paralelo, os módulos de suas correntes também é equivalente, bem como, sabendo que por também estarem em paralelo com o resistor, as tensões nos terminais dos três elementos serão sempre as mesmas, pode-se calcular o módulo da corrente tanto no indutor como no capacitor conforme demonstrado nas equações 42 e 43, verificando que seu valor não será nulo se a corrente injetada for diferente de zero. Sendo que os valores Y_L e Y_C são respectivamente a admitância do indutor e a admitância do capacitor (LEE, 2004).

$$|I_L| = |V_{out}Y_L| = R|I_{in}|\frac{1}{\omega_0 L} = R|I_{in}|\frac{\sqrt{LC}}{L} = |I_{in}|\frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (42)$$

$$|I_C| = |V_{out}Y_C| = R|I_{in}|\omega_0 C = R|I_{in}|\frac{C}{\sqrt{LC}} = |I_{in}|\frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (43)$$

4.3 FATOR DE QUALIDADE

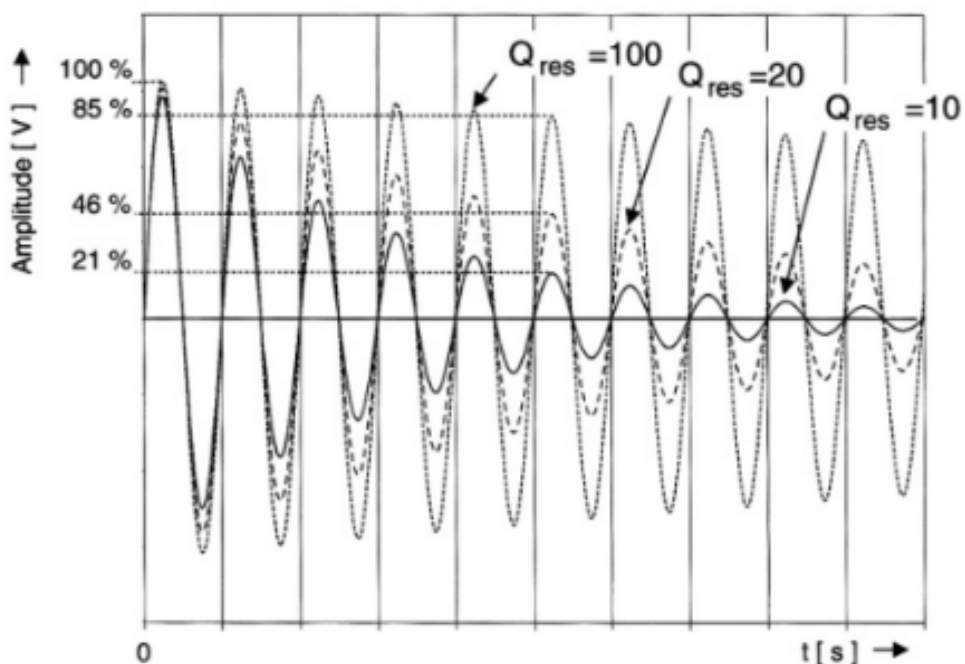
Anteriormente, analisando a resposta do tanque RLC, verificou-se que a sua resposta depende dos valores dos seus componentes. Avaliando em termos de um sistema excitado por uma fonte senoidal, pode-se obter um valor que indica qual é relação entre a energia armazenada e a energia dissipada por ciclo neste sistema. Este valor é conhecido como fator de qualidade, Q , e pode ser definido como na Equação 44. Nesta equação, os valores E_A e P_D representam respectivamente a energia armazenada no sistema e a potência dissipada por ciclo pelo sistema (LEE, 2004).

$$Q = \omega \frac{E_A}{P_D} \quad (44)$$

Analisando de forma qualitativa, um sistema de com fator de qualidade elevado conserva melhor a energia que ele armazena. Um exemplo de como o fator qualidade se relaciona com as respostas obtidas do sistema para o qual foi computado é exibido na Figura 27. Nesta figura

são plotadas três formas de onda com as tensões de três diferentes tanques RLC que possuem mesma frequência de ressonância, porém diferentes fatores de qualidade. Sendo que para estes três sistemas, a excitação é removida no tempo $t = 0$ nas mesmas condições iniciais. O que se observa é que os sistemas com menor Q exibem uma diminuição de sua amplitude mais rápida em função de sua característica de maior dissipação de potência por ciclo (LEE, 2004).

Figura 27 – Resposta ao transiente para diferentes valores de Q



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

Utilizando a definição descrita por meio da Equação 44, não é necessário o conhecimento de quais são os fatores de armazenamento e quais são os fatores de dissipação, apenas seus valores. Sendo assim esta definição se estende por sistemas diferentes do tanque RLC e mesmo sistemas de ordens diferentes. Entretanto, visando explorar melhor as aplicações do fator Q em um circuito RLC paralelo na frequência de ressonância, pode-se determinar seu valor em função dos elementos que o compõe. Para tanto é necessário determinar a energia armazenada no sistema e a potência dissipada por ciclo (LEE, 2004).

Sabendo que a definição do fator de qualidade se dá para uma excitação senoidal, é possível determinar a energia armazenada no sistema conhecendo qual é a soma das energias armazenadas no capacitor e no indutor. Uma vez que esta energia armazenada é continuamente

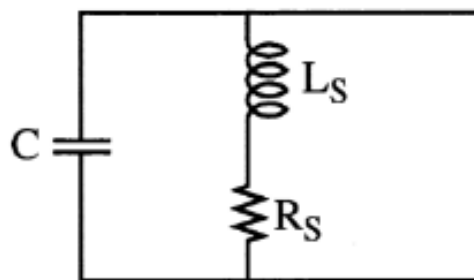
trocada pelo indutor e pelo capacitor, pode-se determinar o valor da energia armazenada verificando quando um destes elementos está no instante em que concentra toda a energia. Como a tensão do tanque RLC em ressonância é determinada pela tensão nos terminais do resistor, pode-se obter a tensão de pico no capacitor, V_{outp} , que é o momento em que ele está com toda a energia armazenada. Já para a potência dissipada, basta computar a potência dissipada pelo resistor em termos da corrente de pico, I_p , durante um ciclo. Levando em conta estas considerações, o fator de qualidade pode ser definido apenas em termos dos valores dos elementos em paralelo conforme exibido na equação 45 (LEE, 2004).

$$Q = \omega_0 \frac{E_A}{P_D} = \omega_0 \frac{\frac{1}{2} C V_{outp}^2}{\frac{1}{2} R (I_p^2)} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{\frac{1}{2} C (R I_p)^2}{\frac{1}{2} R (I_p^2)} = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (45)$$

4.4 TRANSFORMAÇÃO DE DISPOSIÇÃO

Circuitos RLC puramente paralelos, ou seja, com elementos ideais conectados entre si compartilhando os mesmos nós são raramente possíveis de se implementar, mesmo com componentes discretos. Indutores geralmente estão sujeitos a perdas significativamente maiores do que os capacitores. Sendo assim, um circuito LC paralelo real é melhor modelado conforme o circuito da Figura 28, onde o indutor é apresentado como uma combinação em série de elementos resistivo e indutivo (LEE, 2004).

Figura 28 – Circuito LC paralelo com perdas



Fonte: (LEE, 2004).

Apesar da análise de um circuito como o exibido na Figura 28 ser possível, transfor-

mar circuitos RLC em diferentes configurações para a configuração em paralelo ou em série é uma ferramenta útil pois viabiliza que as ferramentas e análises desenvolvidas para o circuito puramente paralelo ou em série sejam reaproveitadas para outros circuitos. Tal transformação pode ser aplicada aos pares de elementos compostos de um resistor e um indutor ou capacitor. Para determinar quais os valores que os elementos transformados assumem após a transformação, inicialmente pode-se assumir uma igualdade de uma impedância formada pela associação em série de uma resistência e uma reatância e de uma impedância formada pela associação em paralelo de também uma resistência e uma reatância, conforme exibido nas equações 46 e 47 (LEE, 2004).

$$R_s + jX_s = \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_p} \right)^{-1} = \frac{jR_p X_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2 + jR_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (46)$$

$$R_s + jX_s = R_p \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + jX_p \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (47)$$

A Equação 45 pode ser representada ainda apenas em termos de dois elementos, desde que a frequência de ressonância seja conhecida e estes elementos sejam assumidos como conectados em paralelo. Algumas destas representações estão demonstradas nas equações 48 e 49, onde os parâmetros de indutância e capacitância são substituídos ao serem isolados a partir da Equação 38.

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{\sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2}}} = R\omega C = \frac{R}{X_C} = \frac{R_p}{X_p} \quad (48)$$

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{\sqrt{\omega^2 L^2}} = \frac{R}{\omega L} = \frac{R}{X_L} = \frac{R_p}{X_p} \quad (49)$$

Tomando a equivalência entre as componentes reais e imaginárias da Equação 47 e substituindo as equações 48 e 49 são obtidas as equações 50 e 51.

$$R_s = R_p \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = R_p \frac{1}{\frac{R_p^2}{X_p^2} + 1} = R_p \frac{1}{Q^2 + 1} \quad (50)$$

$$X_s = X_p \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = X_p \frac{\frac{R_p^2}{X_p^2}}{\frac{R_p^2}{X_p^2} + 1} = X_p \frac{Q^2}{Q^2 + 1} \quad (51)$$

Por fim, isolando os termos R_p e X_p , são obtidas o par de equações 52 e 53.

$$R_p = R_s(Q^2 + 1) \quad (52)$$

$$X_p = X_s \frac{Q^2 + 1}{Q^2} \quad (53)$$

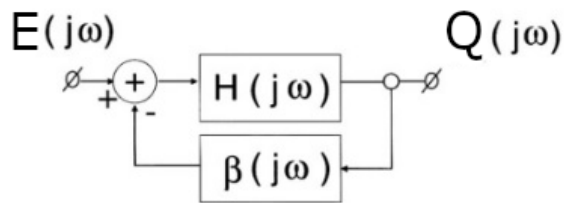
É importante salientar que as equações 52 e 53 são validas apenas para a frequência de ressonância. Sendo assim, para as demais frequências a transformação ainda permanece como uma aproximação razoável se for aplicada para uma faixa de frequências próximas à frequência de ressonância (LEE, 2004) .

4.5 MODELAGEM DE REALIMENTAÇÃO

Muitos osciladores podem ser analisados por meio de uma modelagem como sistemas lineares com realimentação. Embora a análise do ponto de vista de sistemas lineares seja capaz de descrever razoavelmente bem, qualitativamente e quantitativamente, o comportamento de osciladores de modo geral, um oscilador pode operar em condições não lineares, tanto fortes como fracas, de modo a tornar esta análise inapropriada para descrever o comportamento deste oscilador completamente. Nestes casos, cabe ao projetista verificar por meio de simulações de transientes o quanto as não-linearidades influenciam no comportamento do sistema e quais os limites da modelagem utilizada.

Na Figura 29 está exibida uma representação em diagrama de blocos de um sistema linear com realimentação composto de duas funções de transferência, uma direta, $H(j\omega)$, e uma de realimentação, $\beta(j\omega)$, de uma entrada $E(j\omega)$, e de uma saída $Q(j\omega)$. Esta representação será utilizada para analisar as condições de oscilação e também será tomada como referência básica ao se tratar de sistemas de realimentação.

Figura 29 – Diagrama de blocos de um modelo de realimentação linear para a análise de condições de oscilação



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

A função de transferência em malha fechada (FTMF) do diagrama exposto na Figura 29 pode ser representada na forma da Equação 54.

$$\frac{Q(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{H(j\omega)}{1 + H(j\omega)\beta(j\omega)} \quad (54)$$

4.5.1 Condições de oscilação

As condições para que um sistema apresente oscilações em regime permanente são conhecidas como condições de Barkhausen. Elas podem ser representadas por meio das equações 55 e 56, onde a Equação 55 é conhecida como a condição de ganho, e a Equação 56 é conhecida como condição de fase, contendo uma constante $m \in \mathcal{Z}$. A condição de ganho indica que o ganho de malha aberta deve ser unitário e a condição de fase indica que o deslocamento de fase de malha aberta deve ser múltiplo inteiro e ímpar de 180° ou πrad .

$$|H(j\omega)\beta(j\omega)| = 1 \quad (55)$$

$$\angle H(j\omega)\beta(j\omega) = (2m + 1)180^\circ \quad (56)$$

Apesar das condições de Barkhausen determinarem os requisitos para que oscilações se mantenham em regime permanente, elas não podem ser entendidas como condições para que um sistema desenvolva oscilações. Em sistemas reais, as oscilações, usualmente, são espontaneamente iniciadas por meio de excitação proveniente do ruído introduzido pelos próprios componentes do sistema. As condições para que a partir de um estímulo similar a um impulso seja possível a geração espontânea de oscilações são duas, similares às de Barkhausen, também conhecidas por condição de ganho e condição fase. A condição de ganho, expressa matematicamente na equação 57, determina que o ganho de malha aberta, α_{MA} , do sistema deve ser maior que um. Já a condição de fase é idêntica à condição de fase de Barkhausen.

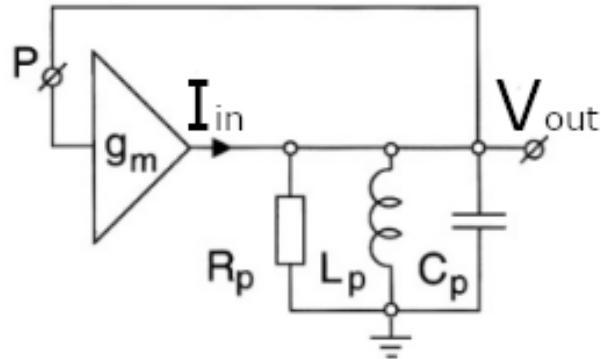
$$|H(j\omega)\beta(j\omega)| > 1 \quad (57)$$

O fato das condições de ganho para o início de oscilações serem distintas das condições para que as oscilações se mantenham em regime permanente implica na necessidade de que um sistema proposto para atuar como oscilador contenha meios de reduzir o ganho de malha à unidade. Do contrário, as oscilações produziriam amplitudes que cresceriam de forma indeterminada. Os dois principais meios para a redução do ganho de malha aberta são o controle de ganho automático, que em osciladores reais é aplicado por meio de um circuito externo ao do oscilador controlado, e a auto-limitação, que costuma ser introduzida a partir de não-linearidades dos componentes próprio oscilador.

4.5.1.1 Condições de oscilação aplicadas ao oscilador LC

Um tanque RLC ao ser conectado a um transcondutor, conforme indicado na Figura 30, pode ser modelado como o sistema de realimentação exibido na Figura 29. Sendo que nesta modelagem, a transcondutância do transcondutor, gm representa a função de transferência $H(j\omega)$ e a impedância do tanque representa a função de transferência $\beta(j\omega)$.

Figura 30 – Modelo comportamental de um oscilador LC



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

O modelo exibido na Figura 30 pode ser utilizado para representar o comportamento de um oscilador LC. Uma vez que a transcondutância é tomada como uma constante, resta deduzir o comportamento do tanque para poder aplicar as condições de início e regime permanente. Manipulando a admitância do tanque, apresentada na Equação 39, convertendo-a a em impedância e rearranjando os termos, é possível reescrever a função de transferência $\beta(j\omega)$ na forma da Equação 58, onde $\nu(\omega)$ é a frequência normalizada, definida conforme a Equação 59. Conforme esperado das análises anteriores, ao variar a frequência, a Equação 58, assume módulo máximo na frequência de ressonância, exibindo apenas componente real, e nas demais faixas, assume comportamento indutivo na baixas frequências e capacitivo nas altas frequências.

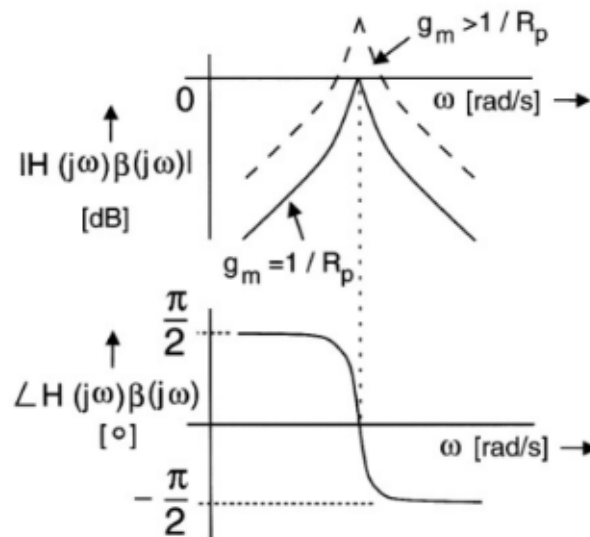
$$\beta(j\omega) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R}{1 + j\nu(\omega)Q} \quad (58)$$

$$\nu(\omega) = \frac{\omega}{\omega_{LC}} - \frac{\omega_{LC}}{\omega} \quad (59)$$

Aplicando as condições abordadas nas seções anteriores, pode-se obter qual a configuração dos parâmetros do sistema para que sejam produzidas oscilações. Todas as condições levam em consideração o ganho de malha do sistema. No caso do modelo comportamental da

Figura 30, o ganho de malha pode ser obtido abrindo o circuito no ponto P, aplicando estímulos na entrada do transcondutor e observando a saída. A partir deste procedimento, verifica-se que na frequência de ressonância, o ganho de malha aberta é gmR . Logo, se a condição de ganho para a inicialização for aplicada, verifica-se que ela somente será atendida se $gm > \frac{1}{R}$. De forma semelhante, para que sejam mantidas as oscilações, gm deve ser equivalente a $\frac{1}{R}$. Por fim, para verificar ambas as condições, tanto para início, bem como para regime permanente, é possível plotar diagramas de bode do ganho de malha aberta, identificando os pontos em que as condições são atendidas. No caso do modelo comportamental analisado, o diagrama de Bode obtido está exposto na Figura 31

Figura 31 – Diagrama de Bode do modelo comportamental de um oscilador LC



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

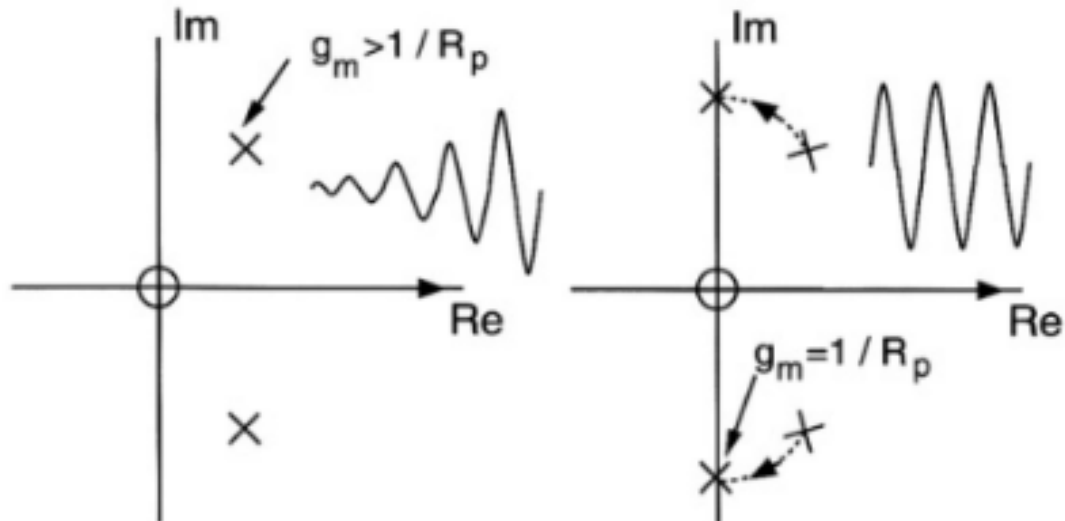
4.5.1.2 Estabilização da amplitude

O local das raízes de um oscilador que atende às condições de início de oscilações exibe pólos no semi-plano direito. A resposta no domínio do tempo de um sistema com estas características é uma forma de onda senoidal que cresce exponencialmente. Porém, osciladores reais sempre possuem não-linearidades que forçam uma redução do ganho após o início das oscilações. Este comportamento observado da perspectiva da análise do local das raízes pode ser interpretado como um deslocamento dos pólos para o eixo imaginário, o que implica em uma resposta no domínio do tempo com comportamento de uma forma de onda senoidal com

amplitude estabilizada em valor constante. Todavia, deve-se entender as limitações do emprego da análise de pólos e zeros. Uma vez que esta análise só é válida para sistemas lineares, ela pode ser empregada para o oscilador em regime permanente ou para o início das oscilações, desde que a amplitude seja suficientemente pequena para que as não-linearidades do sistema possam ser desconsideradas.

A Figura 32 mostra o local das raízes do oscilador LC ilustrado na Figura 30 em duas condições. Na representação da esquerda, o sistema se encontra nas condições para início de oscilação, com transcondutância maior do que o inverso da resistência do tanque, e por conta da posição dos pólos no semi-plano positivo, com amplitude crescendo exponencialmente. Já na representação da direita, o sistema se encontra em regime permanente, com transcondutância equivalente ao inverso da resistência do tanque, e devido à posição dos pólos sobre o eixo imaginário, com amplitude estabilizada.

Figura 32 – Local das raízes para um oscilador LC em condições de início de oscilações e em regime permanente



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

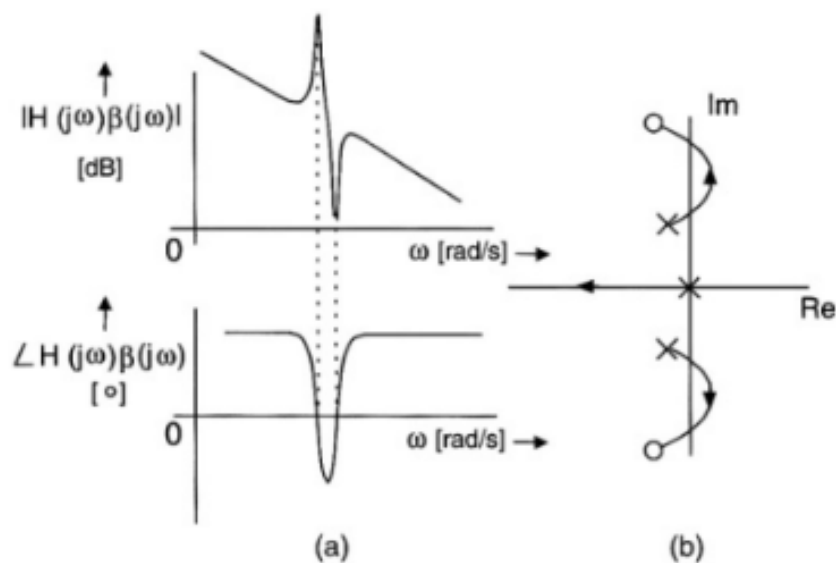
4.5.1.3 Multioscilação

Utilizando ferramentas como os diagramas de Bode para estudar o comportamento de circuitos é possível verificar a viabilidade de que oscilações sejam produzidas. Além da oportunidade de determinar se há condições para que ocorram oscilações na frequência de interesse,

também é possível verificar se o sistema sendo estudado se encontra em uma condição em que múltiplas oscilações ocorrem em regime permanente. Sendo que esta condição é conhecida como multioscilação.

Para identificar a possível ocorrência de multioscilação por meio de diagramas de Bode, deve-se identificar em que frequências, as condições de início de oscilação são atendidas. Uma vez que as condições de oscilação também podem ser atendidas por circuitos estáveis, o estudo do local das raízes do sistema também deve ser empregado para uma maior precisão ao determinar a ocorrência de oscilações. Na Figura 33 por exemplo, o diagrama de Bode de um oscilador indica que em duas frequências as condições de oscilação são atendidas. Analisando o local das raízes verifica-se que para duas diferentes condições de ganho, o sistema exibe uma resposta oscilatória. Sendo assim, pode-se interpretar que após a fase de transitório, a frequência de maior ganho será dominante, mas não-linearidades e mudanças na polarização do oscilador podem fazer surgir outras frequências de oscilação dentro de um período de oscilação.

Figura 33 – Diagrama de Bode e local das raízes de um oscilador Pierce



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

Em termos práticos, a ocorrência de multi-oscilações introduz distorções no sinal de interesse. As causas do surgimento de condições para multioscilações estão geralmente relacionadas à presença de elementos parasitas. Sendo assim, as medidas para mitigar este fenômeno são evitar o surgimento de parasitas e manter o ganho do sistema, nas frequências em que a condição de fase é atendida, abaixo do valor unitário.

4.5.2 Modelagem de resistência negativa

De modo geral, se um oscilador puder ser dividido em duas partes, uma contendo os elementos ativos e outra os passivos, e se estas partes puderem ser modeladas como impedâncias ou admitâncias, então este oscilador pode ser analisado de acordo com uma modelagem de resistência negativa. Este tipo de modelagem que toma o sistema como linear e pode ser considerado um caso especial dos sistemas de realimentação. A parte ativa, que pode ser modelada de acordo com as equações 60 ou 61, deve compensar as perdas da parte reativa, modelada de acordo com as equações 62 ou 63.

$$Z_a(j\omega) = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (60)$$

$$Y_a(j\omega) = G_a(\omega) + jB_a(\omega) \quad (61)$$

$$Z_p(j\omega) = R_p(\omega) + jX_p(\omega) \quad (62)$$

$$Y_p(j\omega) = G_p(\omega) + jB_p(\omega) \quad (63)$$

Como a modelagem de resistência negativa é um caso especial da modelagem de sistema de realimentação, as condições de oscilação também se aplicam. A condição de Barkhausen para o ganho assume a forma das equações 64 ou 65. É possível inferir destas equações que uma vez que a componente real da parte passiva, G_p ou R_p , é sempre positiva, a componente real da parte ativa, G_a ou R_a , deve ser negativa.

$$R_p(\omega_0) + R_a(\omega_0) = 0 \quad (64)$$

$$G_p(\omega_0) + G_a(\omega_0) = 0 \quad (65)$$

Tanto a condição de Barkhausen como a condição de início das oscilações para a fase assumem a forma das equações 66 ou 67. Já a condição de ganho para o início de oscilações pode assumir a forma das equações 68 ou 69

$$X_p(\omega_0) + X_a(\omega_0) = 0 \quad (66)$$

$$B_p(\omega_0) + B_a(\omega_0) = 0 \quad (67)$$

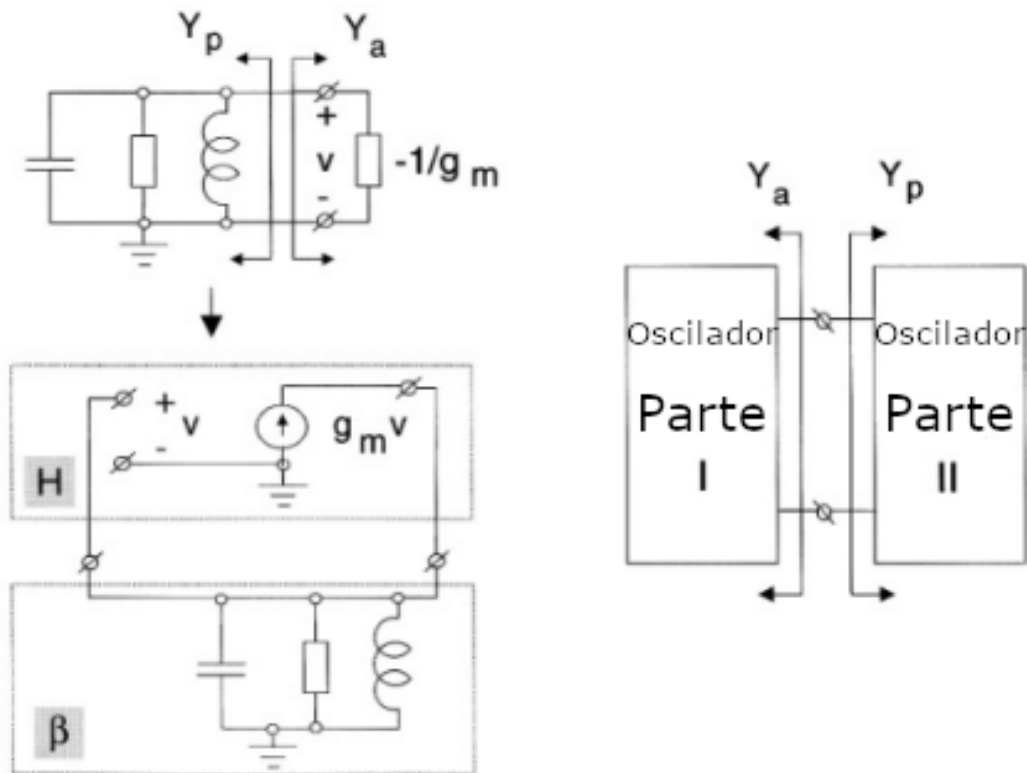
$$R_p(\omega_0) + R_a(\omega_0) < 0 \quad (68)$$

$$G_p(\omega_0) + G_a(\omega_0) < 0 \quad (69)$$

Na Figura 34 o oscilador da Figura 30 é decomposto em duas porções, uma contendo o elemento ativo, o transcondutor que anteriormente foi modelado como a função de transferência $H(j\omega)$, e outra contendo os elementos passivos, o tanque que foi modelado como a função de transferência $\beta(j\omega)$. O transcondutor então passa a ser modelado como uma admitância Y_a , que também pode ser interpretada uma resistência negativa de valor $-\frac{1}{gm}$, e o tanque continua sendo

modelado pelos mesmos elementos passivos, porém agora sob a forma de uma única admitância Y_p .

Figura 34 – Modelagem de um oscilador LC como modelo de resistência negativa



Fonte: (TANG; ROERMUND, 2005).

5 TÉCNICAS DE PROJETO

Osciladores operando na faixa de microondas são componentes necessários em aplicações que envolvem comunicação sem fio (WEI; CHANG; HUANG, 2009) e radares (MAHMUD S.M., 2011). Sendo que o baixo consumo de potência é demandado para dispositivos que dependem de baterias como fonte de alimentação (HA et al., 2014) ou que estão sujeitos a um fornecimento de potência limitado (KWON; RINCÓN-MORA, 2013).

5.1 RESISTÊNCIA NEGATIVA APLICADA AO ACOPLAMENTO CRUZADO

Conforme detalhado na seção 4.5.2, se um sistema composto de elementos ativos que emulam uma resistência negativa for conectado a um circuito RLC paralelo de tal forma que as condições de oscilações sejam atendidas, este sistema poderá ser tomado como um oscilador analisado pela modelagem de resistência negativa.

A Figura 35 mostra um par diferencial em acoplamento cruzado e dois modelos de pequenos sinais, um com os elementos parasitas distribuídos, e outro com um modelo equivalente do primeiro possuindo impedâncias que concentram os parasitas. Este último também é conectado com uma fonte externa, inserida para avaliar a admitância vista entre os drenos dos transistores. Vale ressaltar que no processo de associar os elementos para produzir uma impedância equivalente, técnicas como a aproximação de Müller foram utilizadas para simplificar a análise.

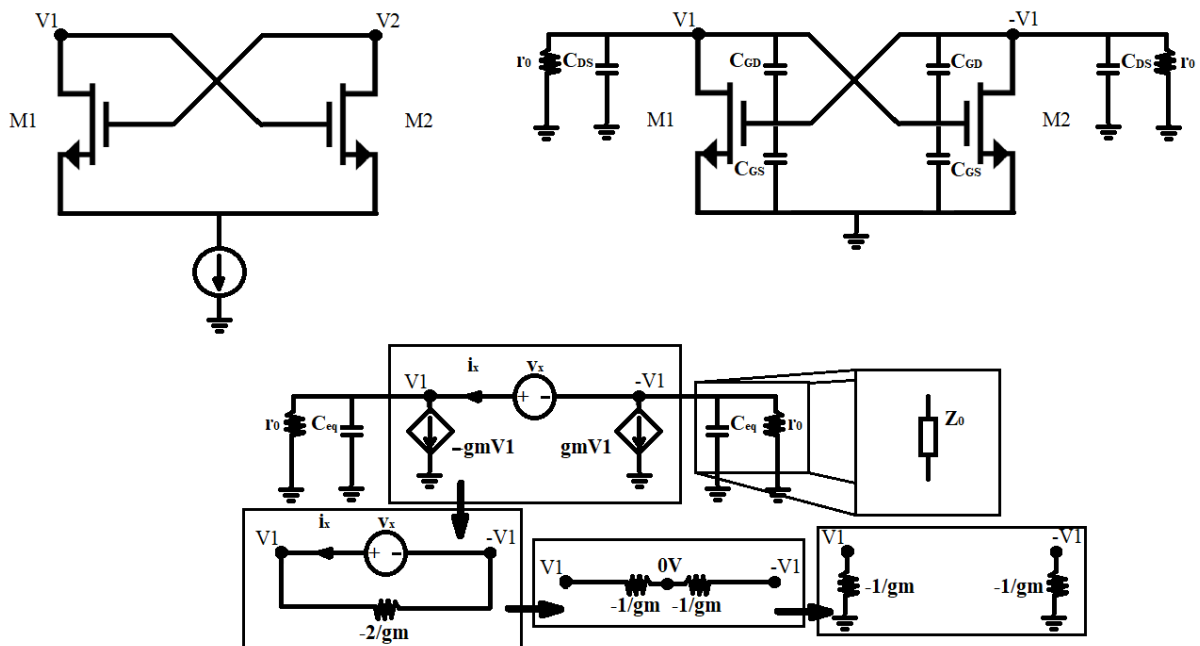
Para realizar a análise da admitância vista a partir dos drenos serão consideradas algumas definições. A primeira destas é que o potencial no dreno de um transistor é sempre o oposto do potencial no dreno do outro, e a segunda é que os transistores são idênticos.

Tendo estabelecido estas definições, a análise pode ser iniciada aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao nó do dreno de M_1 . O resultado está exibido na Equação 70.

$$i_x = gmV_2 + \frac{V_1}{Z_0} = -gmV_1 + \frac{V_1}{Z_0} \quad (70)$$

Agora, para prosseguir com a análise, pode-se determinar uma equação contendo o termo V_x isolado. Para tanto, é possível aplicar a lei das tensões de Kirchhoff à malha formada

Figura 35 – Par diferencial em acoplamento cruzado



Fonte: (RAZAVI, 2017).

pelas fontes de corrente e a fonte de tensão, obtendo a Equação 71. Isolando V_x , a Equação 72 é obtida.

$$V_1 - V_x - V_2 = V_1 - V_x + V_1 = 2V_1 - V_x = 0 \quad (71)$$

$$V_x = 2V_1 \quad (72)$$

Dividindo o lado esquerdo da Equação 70 pelo lado esquerdo da Equação 72 e o lado direito da Equação 70 pelo lado direito da Equação 72, a Equação 73, que descreve o par diferencial com acoplamento cruzado como uma admitância Y_{AC} , é obtida. Expandindo o termo da impedância equivalente e manipulando algebricamente os elementos em componentes real e imaginária é possível reescrever a Equação 73 na forma da Equação 74

$$\frac{i_x}{V_x} = \frac{-gmV_1 + \frac{V_1}{Z_0}}{2V_1} = \frac{-gm}{2} + \frac{1}{2Z_0} = Y_{AC} \quad (73)$$

$$Y_{AC} = \frac{-gm}{2} \left(1 - \frac{1}{gmr_0} \right) + j\omega \frac{1}{2} \left(C_{GS} + C_{DB} + 4C_{GD} \right) \quad (74)$$

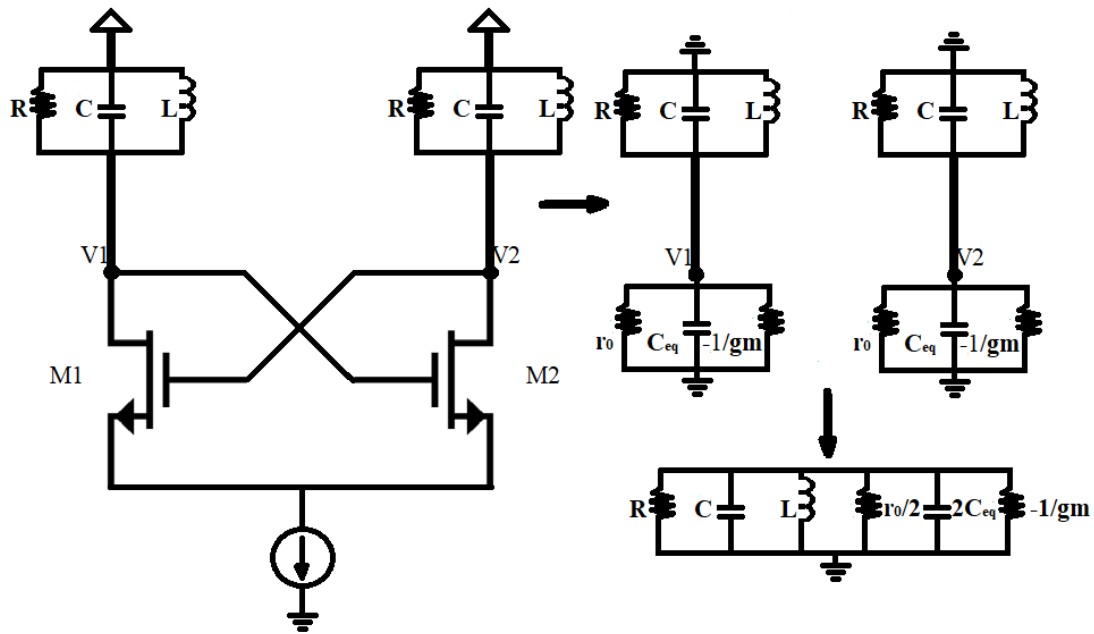
Uma vez que os termos da componente real da admitância Y_{AC} , gm e r_0 , são positivos e que considerando o produto gmr_0 , conhecido como ganho intrínseco, é superior ao valor unitário, a parte real da admitância apresenta valor negativo. Sendo assim, o par diferencial pode ser modelado como uma condutância com valor negativo associado em paralelo com um capacitor equivalente que concentra as capacitâncias parasitas dos MOSFETs, ou ainda uma resistência negativa em paralelo com um capacitor equivalente.

Agora, conectando um par diferencial em acoplamento cruzado em um tanque RLC, pode-se verificar se as condições de oscilação são atendidas por meio das equações mencionadas na seção 4.5.2. Sendo ainda interessante uma última manipulação antes deste passo. Assim como na análise de pares diferenciais, pode-se fazer uso da representação do circuito completo através da sua representação em meio-circuito. Desta forma, o modelo AC do circuito oscilador com par diferencial em acoplamento cruzado e ressonador RLC pode ser representado e analisado conforme os modelos na Figura 36.

5.2 REUSO DE CORRENTE

Para obter um oscilador com menor consumo de potência, pode-se fazer uso de uma técnica chamada de reuso de corrente. Ela consiste de construir um circuito substituindo o par diferencial com acoplamento cruzado convencional, com dois MOSFETs de mesmo tipo, por um par diferencial onde há um transistor de canal n e outro de canal p. Com esta técnica, apesar do funcionamento do modelo DC do circuito com reuso de corrente ser diferente do circuito convencional, o modelo AC opera do mesmo modo que o par diferencial com transistores de mesmo tipo, mas sem a necessidade de um terceiro elemento atuando como fonte de corrente (YUN et al., 2005), conforme exibido na Figura 37.

Figura 36 – Representação do oscilador como meio-circuito



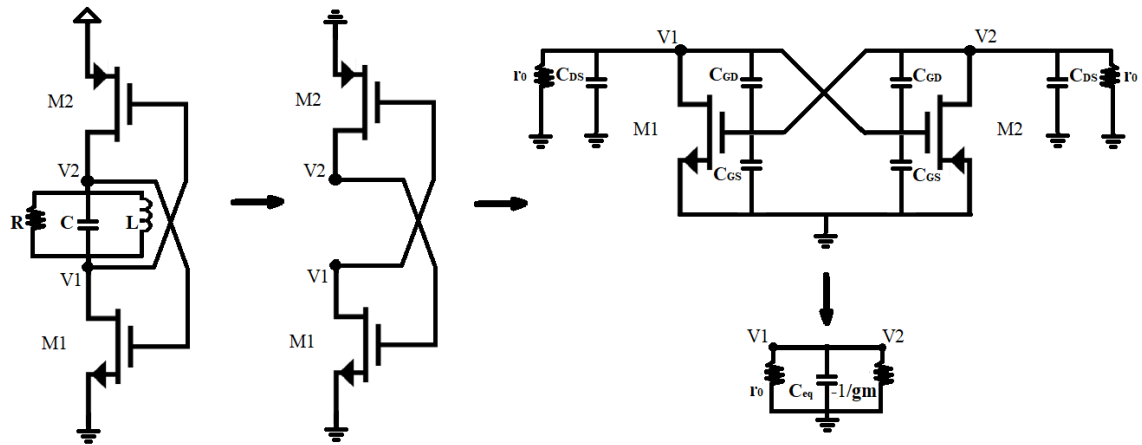
Fonte: (RAZAVI, 2017).

A partir da observação de que o par diferencial em acoplamento cruzado possui o mesmo modelo AC do par diferencial convencional, pode-se utilizar as mesmas conclusões da seção anterior para obter um modelo de resistência negativa. Além disso, do ponto de vista da fonte de alimentação, a corrente fornecida pode ser reduzida pela metade para produzir uma resistência negativa equivalente, em comparação com osciladores tradicionais de acoplamento cruzado. Uma outra vantagem é que ao retirar este terceiro elemento, também se retira uma fonte de ruído (YUN et al., 2005).

5.3 SPONTANEOUS TRANSCONDUCTANCE MATCH

Assim como nos pares diferenciais convencionais, é importante que exista equivalência das características dos dois transistores do par, principalmente com relação à transcondutância. Porém, mesmo com transistores do mesmo processo de fabricação sendo empregados, é necessário realizar ajustes para que as transcondutâncias de ambos estejam o mais próximo possível da equivalência (WEI; CHANG; HUANG, 2009).

Figura 37 – Transição do par diferencial convencional para o par diferencial com reuso de corrente.

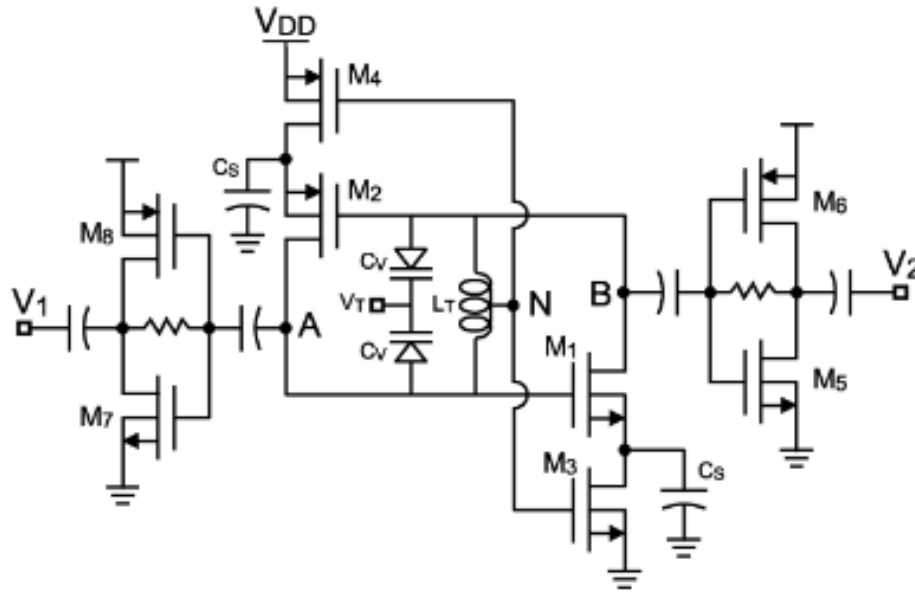


Fonte: (RAZAVI, 2017).

Visando um melhor casamento das transcondutâncias e robustez contra variações causadas pelo processo de fabricação, foi desenvolvida a topologia conhecida como Spontaneous Transconductance Match (STM). Nesta topologia, como mostra a Figura 38, são adicionados transistores operando na região de triodo nas fontes dos transistores do par diferencial. Partindo de um circuito já operando em condições em que as transcondutâncias de $M1$ (canal n) e $M2$ (canal p) são semelhantes, quando há diferença na amplitude dos sinais positivo e negativo do par, surge uma tensão V_N no nó central do indutor do circuito. Este nó central é conectado às portas dos transistores em triodo. Então, através de degeneração de fonte, é neutralizado o desbalanço e o efeito de eventuais variações que podem ocorrer durante a fabricação do circuito. Os capacitores de bypass, também conectados às fontes dos transistores do par diferencial, atuam de modo a reduzir os impactos da degeneração de fonte em frequências elevadas.

Os transistores $M1$ e $M2$, modelados dentro da teoria de sistemas de realimentação ou mesmo como resistências negativas, têm a função de fornecer transcondutâncias que atendam as condições de Barkhausen. Entretanto, além do cumprimento destas condições de estabilidade, para a obtenção de um sinal diferencial com maior semelhança à uma senóide ideal, é necessário que os sinais que o compõe também sejam semelhantes em amplitude. As amplitudes das componentes do sinal diferencial em cenário ideal, devem obedecer à igualdade

Figura 38 – Topologia do STM



Fonte: (WEI; CHANG; HUANG, 2009).

$gm_{M2}Z_{D,M2} = gm_{M1}Z_{S,M1}$ (WEI; CHANG; HUANG, 2009). Onde gm_{M1} e gm_{M2} , são as transcondutâncias de M1 e M2, respectivamente, e as impedâncias observadas a partir dos drenos de M1 e M2 são representadas por $Z_{D,M1}$ e $Z_{D,M2}$.

As transcondutâncias neste circuito, exibido na Figura 38 são modeladas de acordo com as equações 76 e 77. Sendo V_N , a tensão induzida no nó N por desbalanços nas amplitudes das componentes do sinal diferencial. Se V_N for muito menor que a amplitude destas componentes, ela apresenta valores proporcionais ao desequilíbrio entre as amplitudes, conforme mostra a expressão 75. Quanto aos demais termos das equações, k_n e k_p são as constantes dos dispositivos MOS, W é a largura da porta dos dispositivos, L é o comprimento efetivo do canal, V_{ov} é a tensão de overdrive, e I_D é a corrente no dreno.

$$V_N = V_0 \cos(\omega t) + (V_0 - \delta V) \cos(\omega t - \pi) \approx \delta V \cos(\omega t), \delta V \ll V_0 \quad (75)$$

$$gm_{M1} = k_{n1} \left(\frac{W}{L} \right)_1 \left[V_{ov1} - \frac{I_D}{k_{n3} \left(\frac{W}{L} \right)_3 (V_N - V_{th3})} \right] \quad (76)$$

$$gm_{M2} = k_{p2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left[V_{ov2} - \frac{I_D}{k_{p4} \left(\frac{W}{L} \right)_4 (V_{DD} - V_N - V_{th4})} \right] \quad (77)$$

No circuito da Figura 38, observa-se que o nó N é conectado às portas de M3 e M4. Como efeito desta conexão, quando ocorrem desbalanços, estes são detectados por meio da tensão induzida V_N , que produz por sua vez alterações no ponto de operação de M3 e M4, conseqüentemente, estas alterações afetam M1 e M2, ajustando suas transcondutâncias.

5.4 GM/ID

Considerando que não há equação capaz de representar de forma precisa o comportamento de MOSFETs modernos em diferentes condições de operação e ao mesmo tempo possibilitar a realização estimativas simples “à mão”, a metodologia gm/ID pode ser utilizada para otimizar o projeto. Com base nela, partindo das especificações de projeto, é possível se aproximar das melhores soluções de maneira mais rápida e intuitiva (WALKER, 2017).

A metodologia gm/ID é uma metodologia baseada na análise conjunta de todas as regiões de interesse do transistor MOS. Ela consiste em por meio da caracterização dos componentes do circuito em função de parâmetros como as dimensões dos transistores, ponto de operação DC e tensões aplicadas aos dispositivos, obter curvas que expressam informações como, o própria relação gm/ID, o produto ganho-banda, f_t , e a corrente de dreno.

Então, para produzir transistores PMOS e NMOS com características semelhantes de transcondutância, corrente e frequência de operação, observa-se para qual configuração dos parâmetros de entrada são obtidas curvas em que ambos os dispositivos se comportam de maneira aproximadamente equivalente.

5.5 COMPENSAÇÃO POR MEIO DE CAPACITORES VARIÁVEIS POLARIZADOS POR TENSÃO CONSTANTE

Circuitos LC paralelos com perdas podem ser modelados como uma rede RLC paralela a partir da aplicação das técnicas de transformação de impedância descritas anteriormente. No caso de osciladores LC, o núcleo LC costuma ser composto de um indutor planar em paralelo com capacitores variáveis. Levando em consideração os componentes disponíveis nos processos

de fabricação de circuitos integrados, pode-se assumir que as perdas associadas aos indutores são consideravelmente mais significativas que as perdas associadas aos capacitores. Sendo assim, é razoável modelar o circuito LC como uma combinação em paralelo de um capacitor variável ideal com um indutor com perdas, modelado como um indutor ideal em série com um resistor. Levando em conta estas considerações, um núcleo LC paralelo pode ter sua frequência de oscilação descrita matematicamente conforme a Equação 78 (WANG et al., 2015), onde C_{VAR} é a capacitância do capacitor variável e R_L é a resistência parasita do indutor.

$$\omega_{OSC} \approx \omega_0 \sqrt{1 - \frac{C_{VAR} R_L^2}{L}} \quad (78)$$

Verificando o comportamento de indutores espirais, foi encontrado que os valores de indutância e capacitância são, em termos gerais, independentes com relação às variações de temperatura e condições de polarização (BAGHERI et al., 2018). Logo, o único termo da Equação 78 que possui dependência significativa das condições de temperatura é a componente parasita resistiva do indutor (BAGHERI et al., 2018).

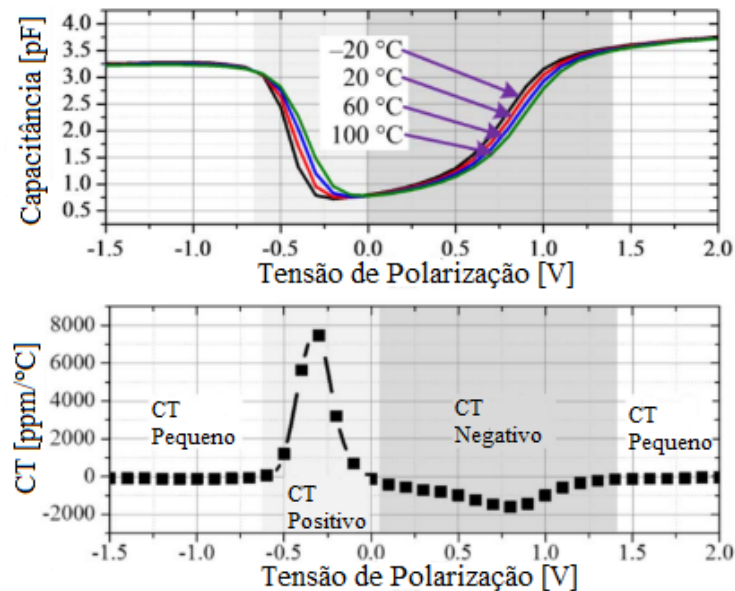
Entretanto, uma análise completa do comportamento de um oscilador LC não pode ser restrita apenas aos componentes do núcleo. Capacitores de desacoplamento e *bypass*, fontes de alimentação, amplificadores e ainda a porção do circuito dedicada a fornecer ganho que compensa as perdas devem ter suas contribuições consideradas.

Diversas técnicas para compensar as variações de temperatura sobre osciladores LC são apresentadas na literatura. Algumas delas empregam soluções de malha fechada por meio de controle digital através de circuitos complexos. Também se encontram outras que implementam soluções de malha aberta, focando na redução dos coeficientes de temperatura (CTs) dos componentes passivos. Porém uma das técnicas que apresenta resultados mais expressivos utiliza a dependência do CT de capacitores MOS com relação às condições de polarização para compensar as variações na frequência de oscilação causadas pelos demais componentes do oscilador (WANG et al., 2015).

Na Figura 39 é exibida uma simulação que demonstra o efeito mencionado no parágrafo anterior. Nesta simulação um capacitor MOS foi submetido a uma variação na tensão de polarização e os valores de capacitância para cada respectivo valor de tensão são plotados. Em adição o mesmo processo é repetido em diferentes temperaturas. De posse destes dados, um

perfil com o coeficiente de temperatura do capacitor para diferentes tensões de polarização pode ser obtido.

Figura 39 – Curva de coeficientes de temperatura em função da tensão de polarização para um capacitor MOS



Fonte: (WANG et al., 2015).

Se o comportamento da frequência de operação em função da temperatura de um oscilador LC contendo um capacitor MOS for conhecido, pode-se compensar eventuais variações utilizando o próprio capacitor MOS. Redimensionando e polarizando o capacitor MOS é possível produzir a capacitância necessária para que se obtenha a frequência de oscilação desejada e simultaneamente fazer com que as variações dos demais elementos do circuito sejam contrabalanceadas pelo próprio capacitor MOS.

Para que seja possível a implementação desta compensação, primeiro deve-se conhecer o comportamento do circuito. Uma abordagem para a obtenção do comportamento do circuito seria contabilizar e produzir um modelo que incluísse os comportamentos dos coeficientes de temperatura de todos os componentes do oscilador. Apesar de se tratar de uma solução potencial, esta abordagem é pouco prática. Uma outra forma mais simples de atacar o problema é simular o circuito operando ao longo da faixa de temperaturas de interesse substituindo o capacitor MOS por capacitores ideais. Um coeficiente de temperatura de primeira ordem da frequência de operação obtido a partir destes dados, α_{OSC} , já agregaria o comportamento de todos os componentes em único número. Logo, o comportamento do circuito poderia ser descrito conforme

a Equação 79, onde ω_{OSC0} é a frequência de operação em uma temperatura de referência. De modo semelhante, o capacitor MOS pode ter seu comportamento em uma determinada condição de polarização modelado pela Equação 80, onde C_{VAR0} é a capacitância na temperatura de referência escolhida para o oscilador e α_{VAR} é o CT do varactor.

$$\omega_{OSC} = \omega_{OSC0}(1 + \alpha_{OSC}\Delta T) \quad (79)$$

$$C_{VAR} = C_{VAR0}(1 + \alpha_{VAR}\Delta T) \quad (80)$$

Substituindo a Equação 79 na Equação 78 , aplicando uma expansão em série de Taylor com $\alpha_{OSC}\Delta T \rightarrow 0$ e então isolando os termos C_{VAR0} e α_{VAR} são obtidas as equações 81 e 82, respectivamente capacitância necessária para atingir a frequência de operação desejada e o coeficiente de temperatura do capacitor MOS para que as variações de temperatura sejam compensadas.

$$C_{VAR0} = \frac{L_0}{R_{L0}^2 + L_0^2\omega_{OSC0}^2} \quad (81)$$

$$\alpha_{VAR} = -\frac{2L_0^2\omega_{OSC0}^2\alpha_{OSC}}{R_{L0}^2 + L_0^2\omega_{OSC0}^2} \quad (82)$$

Os autores da técnica de compensação levam em conta apenas a capacitância dos capacitores MOS para as equações desenvolvidas até o presente momento. Esta abordagem pode ser válida, se as contribuições capacitância dos capacitores MOS forem muito maiores que as contribuições de capacitâncias parasitas do circuito. Uma vez que esta não é uma condição sempre possível de se obter, a Equação 82 foi modificada para considerar também as contribuições de capacitância dos modelos parasitas existentes no circuito, C_{FIX} . Manipulando as equações apresentadas nesta seção foi obtida a Equação 83.

$$\alpha_{VAR} = -\frac{2L_0^3\omega_{OSC0}^2\alpha_{OSC}}{L_0(R_{L0}^2 + L_0^2\omega_{OSC0}^2) - C_{FIX}(R_{L0}^2 + L_0^2\omega_{OSC0}^2)^2} \quad (83)$$

6 PROJETO E MEDIDAS

Um oscilador foi projetado levando em consideração as técnicas apresentadas no capítulo anterior. Fazendo uso do conceito de reuso de corrente, transistores em acoplamento cruzado são empregados visando fornecer o ganho necessário para compensar as perdas de núcleo LC e produzir sinais senoidais na faixa dos 10 GHz. Estes transistores tiveram suas dimensões definidas a partir da metodologia gm/I_D . Com esta metodologia foram escolhidos dispositivos com dimensões que apresentavam comportamento semelhante e características adequadas em termos de resposta em frequência, transcondutância e consumo de potência.

A partir do circuito projetado foram realizadas simulações de modo a verificar a viabilidade de produzir um circuito físico que atendesse aos requisitos de projeto. Além disso, também foram implementadas simulações para entender o impacto do fator de qualidade no comportamento da frequência de oscilação em função da temperatura ambiente. Num momento final, simulações foram conduzidas para verificar a eficácia da compensação de temperatura. Para tanto, simulações no domínio do tempo e da frequência, e figuras de ruído foram executadas. Além da viabilidade e conformidade com os requisitos de projeto, a análise dos resultados de simulação também permite estudar o impacto das técnicas empregadas no projeto.

Tanto nas etapas de projeto como de testes, o conjunto de ferramentas do *Virtuoso Design Environment* foi empregado. O *Virtuoso* possui um conjunto de ferramentas que suportam projetistas de circuitos integrados em todo o fluxo de projeto. Sendo que neste projeto, as aplicações *Schematic Editor*, *Analog Design Environment (ADE)* e *Spectre* foram empregados para respectivamente, auxiliar no desenvolvimento do esquemático, definir condições de teste e simular.

6.1 PROJETO DO OSCILADOR

A topologia apresentada por Wei (2009) foi escolhida em função de sua simplicidade e suas características vantajosas. Entre estas características se destacam a ampla faixa de ajuste de frequências, o baixo ruído de fase e a correção automática de desbalanços na amplitude, estando todas estas vantagens associadas a um baixo consumo de potência. Um outro ponto a favor na escolha desta topologia se encontra na possibilidade de implementar o circuito com o processo de fabricação, TSMC 180 nm, disponível nos laboratórios da universidade. Tem-se

por requisitos de projeto que o oscilador consuma no máximo 10 mW de potência alimentado por uma fonte 1,8 V, produza um sinal senoidal na banda X, que disponibilize uma faixa de ajuste de frequência de ao menos 20%, produza ruído de fase medido abaixo dos -100 dBc/Hz a partir de um deslocamento de 1 MHz da componente fundamental.

6.1.1 Componentes

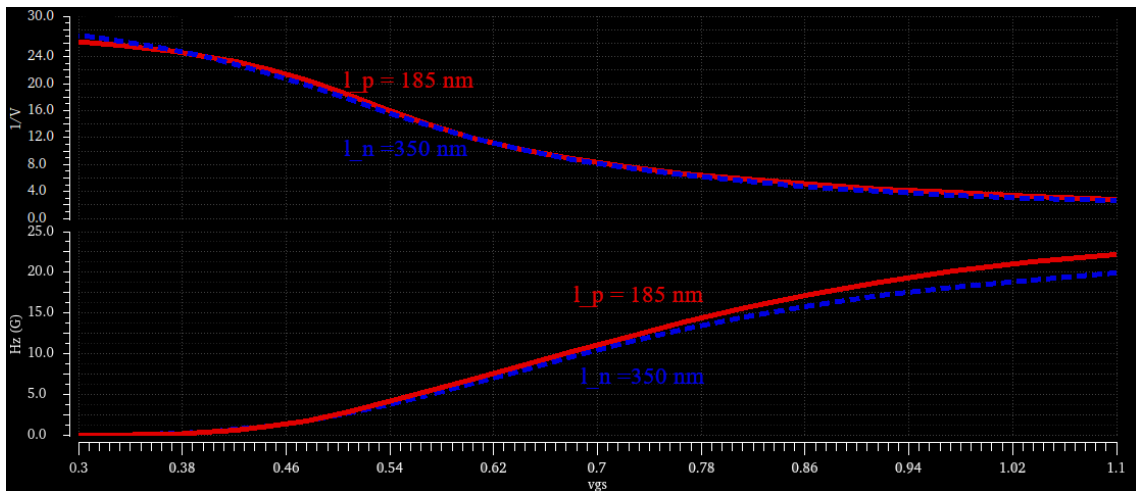
Na Figura 40 se encontra o esquemático desenvolvido inspirado no esquemático da Figura 38. Os transistores M0 e M2 estão em acoplamento cruzado e fornecem o ganho necessário para compensar as perdas introduzidas pelos demais componentes do sistema. Conectados às fontes dos transistores do acoplamento cruzado estão os transistores M1 e M3 que implementam degeneração de fonte. Em paralelo com os transistores M1 e M3 estão os capacitores de desacoplamento C1 e C2. Já conectados aos drenos dos transistores do acoplamento cruzado estão os componentes do núcleo LC, um indutor planar octagonal com derivação central, L0, dois capacitores MOS, C0 e C5. Além destes, também estão conectados por meio dos capacitores de acoplamento C6 e C7, os amplificadores que atuam como uma interface do oscilador com o meio externo. Para controlar a frequência de oscilação, uma fonte de tensão V1 é conectada entre os capacitores MOS. Os capacitores C3 e C4 são utilizados como carga. Por fim, a derivação central do indutor é conectada às portas dos transistores de degeneração e todos os transistores possuem os seus respectivos terminais de fonte e substrato conectados.

6.1.1.1 Acoplamento Cruzado

Os dois transistores do acoplamento cruzado foram implementados utilizando dispositivos pré-desenhados da biblioteca de radiofrequência (RF) do processo TSMC 180 nm. O transistor de canal p do par, M2, foi implementado utilizando uma razão de W/L igual a $186,66\mu/185n$. Já o transistor de canal n do par, M0, foi implementado utilizando uma razão de W/L igual a $186,66\mu/350n$. Sendo que ambos os dispositivos tiveram seus comprimentos de canal decididos seguindo as diretrizes do método gm/I_D com suas larguras ajustadas para manter os transistores em região de saturação e com características similares de transcondutância.

Inicialmente, diversas combinações de transistores com canal p e n foram simuladas em curvas de $ft \times V_{GS}$ e de $(gm/I_D) \times V_{GS}$. Foi escolhida a combinação de transistores com a combinação de comprimentos de canal que melhor atendia critérios de projeto. O critério

Figura 41 – Curvas de $(gm/I_D) \times V_{GS}$ e de $ft \times V_{GS}$ produzidas a partir dos comprimentos de canal selecionados.



Fonte: Elaboração própria.

comprimentos de 185 nm, canal p, e 350 nm, canal n, foram selecionados. Já as larguras foram selecionadas para produzir transcondutâncias próximas e visando polarizar o circuito de modo a produzir as maiores excursões possíveis.

6.1.1.2 Transistores em região de triodo

Os transistores M1 e M3 foram implementados utilizando os mesmos modelos dos transistores M0 e M2. Entretanto, esses transistores, responsáveis por introduzir degeneração de fonte e correção dos desbalanços por meio da realimentação vinda da derivação central do indutor, foram dimensionados para permanecer na região de triodo durante o funcionamento do oscilador. o transistor de canal n, M1, possui a relação de W/L igual a $(384\mu/200n)$. O transistor M3, de canal p, possui a relação de W/L igual a $(1000\mu/180n)$.

6.1.1.3 Capacitores fixos

Os capacitores com valores de capacitância fixo foram todos implementados utilizando modelos ideais. Os capacitores de acoplamento C6 e C7 tiveram suas capacitâncias definidas em 1 pF, enquanto que os capacitores de desacoplamento C1 e C2 foram dimensionados com 2,7 pF, ambos os valores foram extraídos do trabalho de Wei (2009). Entretanto, eles podem ser substituídos por capacitores de camadas de interconexão metálica, projetados fisicamente em uma topologia MIM. Mais especificamente, os modelos disponíveis utilizariam as camadas M6

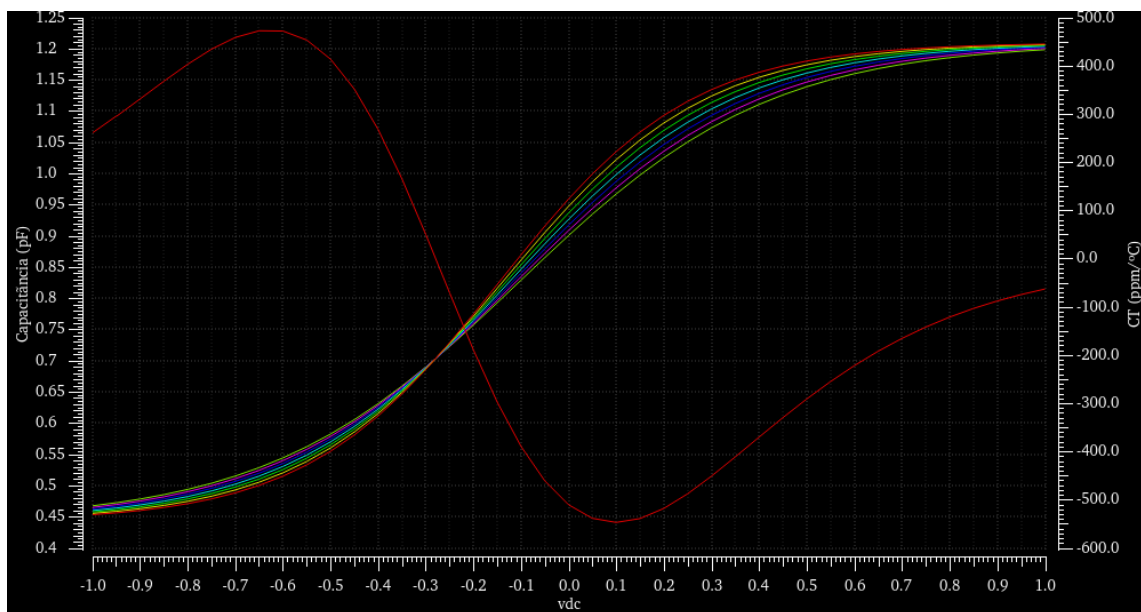
e M5 de acordo com as células de RF do processo de fabricação escolhido.

6.1.1.4 Capacitores variáveis

Os capacitores de valor variável foram implementados por meio de capacitores MOS em modo de acumulação. As dimensões definidas para estes capacitores seguiam o padrão de 500 nm para o comprimento de canal, tendo a largura ajustada a partir de passos de $2,5 \mu\text{m}$ de acordo com os diferentes valores de indutância apresentados. Os valores mínimos e máximos de capacitância produzidos por esta configuração são respectivamente 443 fF e 1,21 pF.

A Figura 42 mostra como a capacitância dos dispositivos varia de acordo a tensão aplicada aos terminais em diferentes condições de temperatura. A partir das curvas de capacitância é possível calcular a curva de coeficiente de temperatura do dispositivo simulado em função da tensão de polarização. A curva de coeficiente de temperatura também se encontra representada na na Figura 42.

Figura 42 – Curvas características de capacitância e coeficiente de temperatura dos capacitores MOS implementados no projeto



Fonte: Elaboração própria.

Para este projeto, os capacitores foram conectados de modo que conforme a tensão nos terminais porta dos capacitores aumenta, a capacitância diminui, e consequentemente a frequência do capacitor se eleva. Além disso, os terminais de dreno, fonte e substrato, foram conectados ao mesmo nó. O modelo utilizado também faz parte da biblioteca de RF do processo TSMC

180nm. Quanto às dimensões, os capacitores possuem a relação de W/L igual a $240\mu/500n$.

6.1.1.5 Indutor

O indutor foi implementado utilizando um modelo da biblioteca de RF do processo TSMC 180 nm. Este modelo constrói indutores planares octagonais com derivação central. Os parâmetros de entrada do modelo são a largura do condutor, o raio interno do indutor, o número de espiras, o espaçamento entre espiras, e a distância até os anéis de guarda. O indutor empregado no projeto do oscilador foi dimensionado com um condutor da camada de interconexão metálica M6 com $30\mu\text{m}$ largura, com raio interno de $105\mu\text{m}$, uma única volta, e com $50\mu\text{m}$ de distância entre o condutor e os anéis de guarda. A combinação destes parâmetros produziu uma indutância de aproximadamente 444.8 pH com fator de qualidade aproximado de 22,20. Na Figura 43 é mostrada a calculadora de onde estes dados foram obtidos.

Figura 43 – Componentes fundamentais do sinal diferencial para diferentes temperaturas para o circuito empregado a partir de indutor com fator Q igual a 14,62

TopMetal	6
Approx. inductance(H)	444.806p H
Q_factor	2.219933e+01
Inductor_Width_(M)	30u M
Inner_Radius(M)	105.000000u M
Number_Of_Turns	1
Spacing_(M)	4u M
Guard_Ring_Distances_(M)	50u M
temp(C)	27 C
freq(Hz)	10G Hz

Fonte: Elaboração própria.

6.1.1.6 Amplificadores de saída

Os amplificadores foram implementados utilizando uma topologia fonte comum com realimentação. Os transistores tiveram suas dimensões escolhidas de modo a produzir uma polarização em que os potenciais elétricos dos drenos e portas assumam valores próximos ao centro da faixa de excursão do amplificador.

6.2 INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA E FATOR DE QUALIDADE

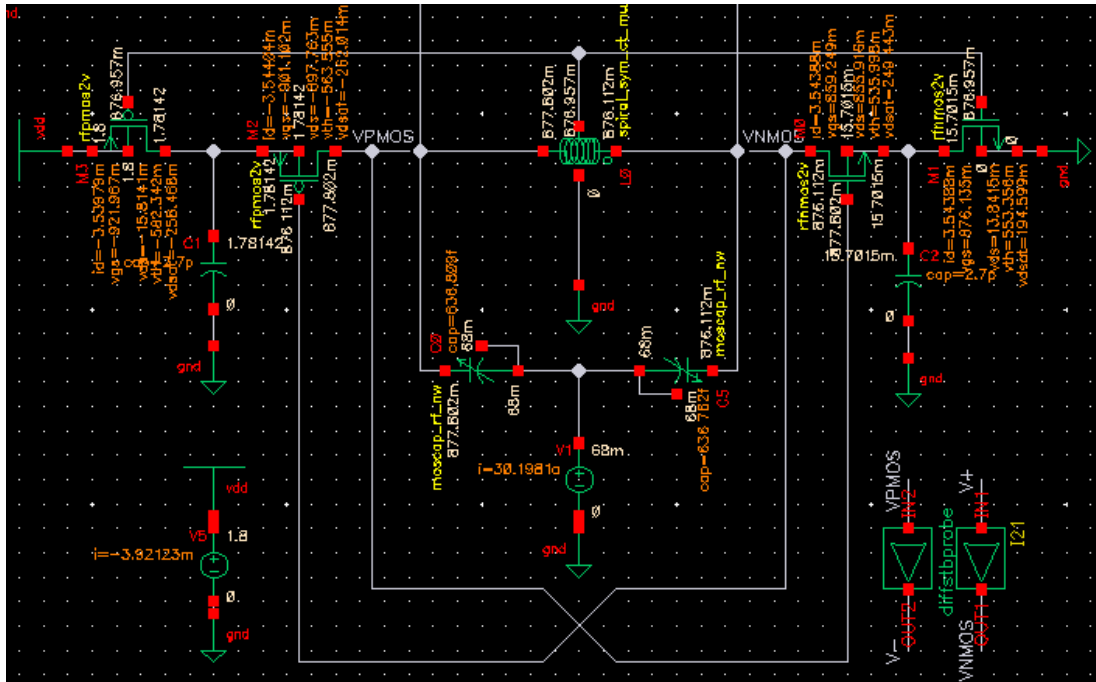
Conforme abordado no capítulo anterior, a resistência parasita do indutor em osciladores LC contribui significativamente para variações de frequência com relação à temperatura. De outro modo, pode-se também abordar esta problemática do ponto de vista do fator de qualidade do indutor. Para verificar a influência que o fator Q exerce sobre a sensibilidade de osciladores LC, dois outros circuitos foram implementados com indutores exibindo fatores de qualidade menores, 17,68 e 14,62. Os três circuitos passaram por simulações e foram submetidos à técnica de compensação por uso de capacitores MOS polarizados por tensão constante.

Inicialmente os três circuitos foram ajustados para produzir sinais em uma frequência em torno de 10,125 GHz na temperatura de 27 °C. Feita esta calibração, todos os circuitos foram simulados levando em consideração 7 temperaturas diferentes iniciando em -20 °C, encerrando em 100 °C e com passos constantes de 20 °C. Em seguida, os capacitores MOS foram substituídos por capacitores ideais para fins de obter os valores dos coeficientes de temperatura de cada circuito. Após estas simulações, todos os circuitos sendo avaliados tiveram seus capacitores MOS redimensionados e as suas fontes de tensão de controle modificadas para produzir os CTs obtidos a partir da Equação 83. Por fim, novas simulações foram implementadas com o intuito de verificar a validade da técnica apresentada.

6.3 MEDIDAS

A verificação das condições de polarização é uma das medidas mais básicas e essenciais para checar as condições de operação do circuito. Para tanto, a análise *dc* do ADE foi configurada para o circuito desenvolvido. Na Figura 44 são exibidos os potenciais em cada nó do esquemático e também dados a respeito das condições de operação dos dispositivos do oscilador. Uma vez que os valores de v_{ds} (tensão entre dreno e fonte) são maiores que os valores de v_{dsat} (tensão de saturação) para M0 e M2, pode-se concluir que ambos os transistores do acoplamento cruzado se encontram em região de saturação. Seguindo raciocínio semelhante, verifica-se que os valores de v_{ds} para M1 e M3 são menores que os valores de v_{dsat} , de onde se conclui que ambos os dispositivos se encontram em região de triodo. Observando a diferença de potencial nos capacitores MOS e tomando a Figura 42 como referência, conclui-se que o coeficiente de temperatura destes componentes é negativo. Por fim, com base na corrente fornecida pela fonte de alimentação, pode-se assumir que o circuito consome 7,058 mW de potência.

Figura 44 – Dados de polarização do circuito



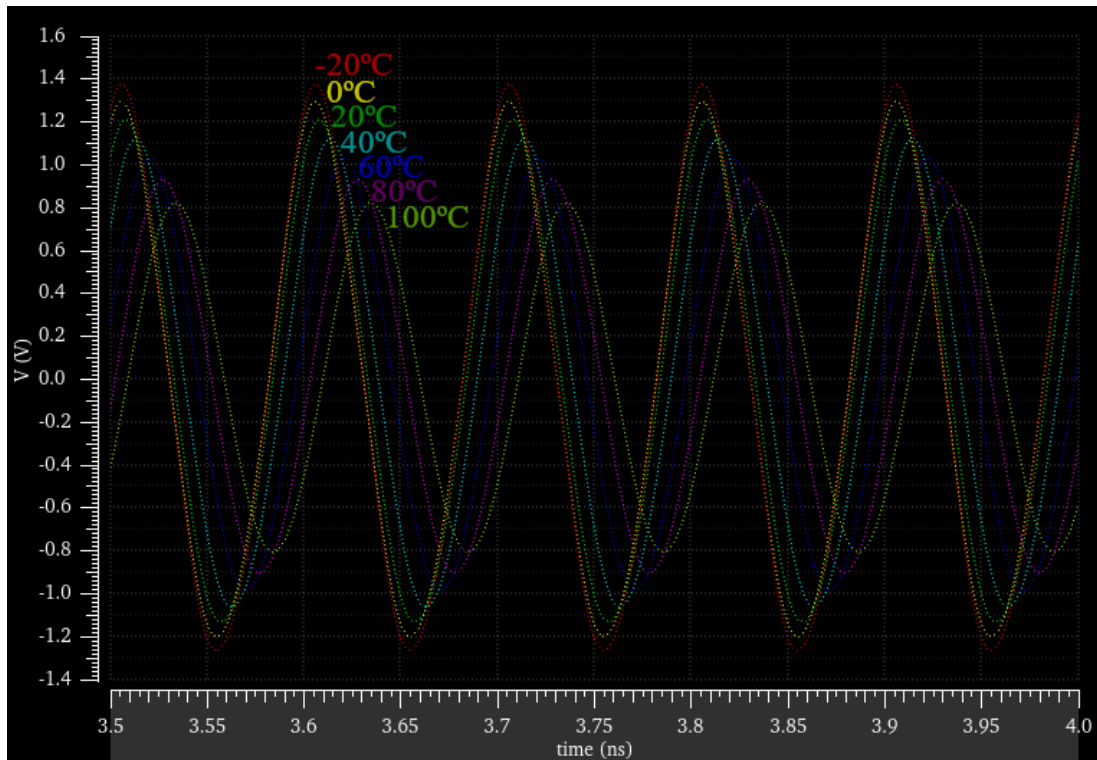
Fonte: Elaboração própria.

As mudanças observadas na polarização tanto com relação ao fator de qualidade como com relação às variações de temperatura não se mostraram significantes o suficiente para produzir mudanças nas regiões de operação dos transistores.

Por meio da análise de transiente, é possível verificar as amplitudes dos sinais produzidos, o tempo necessário para que o sinal complete a fase de transitório e também verificar distorções nos sinais sob análise. A simulação de transientes é obtida no ADE a partir de uma análise *tran*, que no caso, foi programada para durar $4\mu s$. Em contraponto com a análise *dc*, a simulação de transiente apresentou impactos significativos, tanto em termos da variação de temperatura como do fator *Q*. Conforme apresentado na Figura 45, temperaturas mais elevadas mostram uma redução na amplitude conforme a temperatura se eleva. Já com relação ao fator *Q*, o seu aumento não se traduz em um proporcional aumento ou diminuição de amplitude. Apesar do circuito com fator *Q* mais elevado sempre exibir maiores amplitudes, o circuito com fator *Q* menor produz maiores amplitudes que o circuito com fator *Q* intermediário para todas condições de temperatura. Na figura 46 uma destas condições é exibida.

No domínio da frequência foram empregadas 2 análises, *stb* e *pss*. A análise *stb* (*stability analysis*) descreve o comportamento do circuito através de um diagrama de Bode. Já a análise *pss* (*periodic steady state*) decompõe o sinal analisado em componentes discretas no domínio

Figura 45 – Simulação transiente da tensão no dreno de M0 em diferentes temperaturas

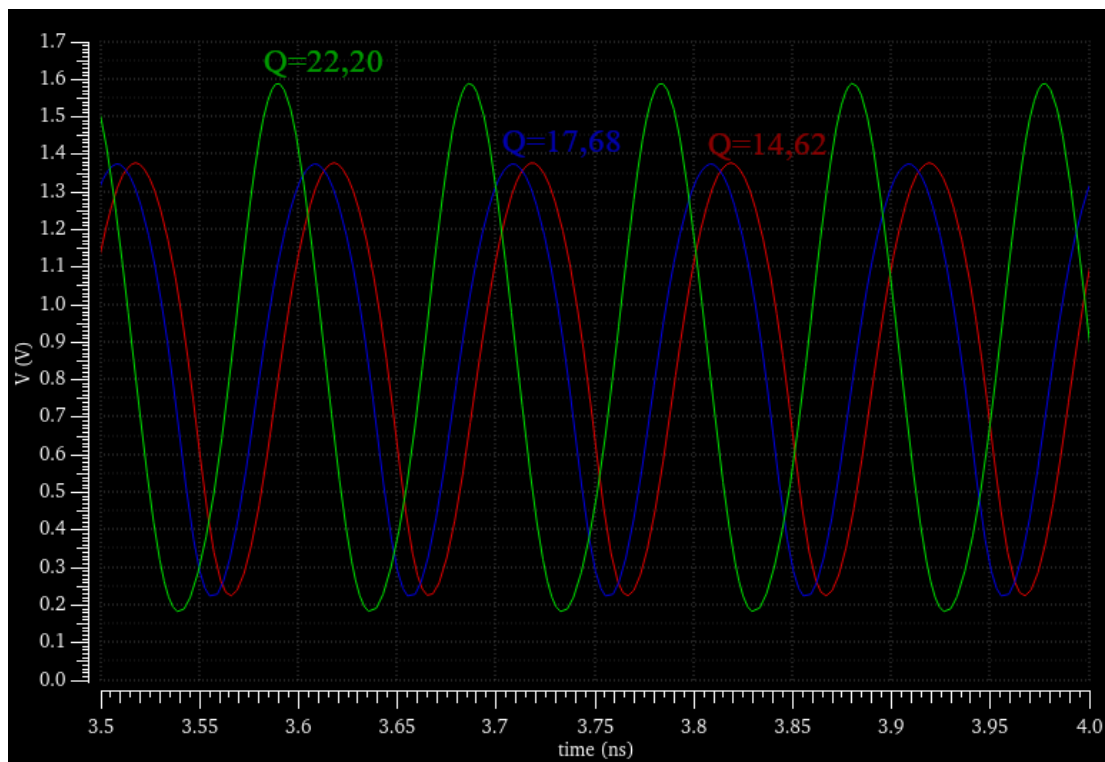


Fonte: Elaboração própria.

da frequência. O resultado que se obtém de forma mais direta destas análises é a frequência de operação. A Figura 47 mostra as frequências de operação obtidas quando a tensão de controle é levada aos limites de 0 V a 1,8 V. Os valores de frequência exibidos são os limites de operação do oscilador.

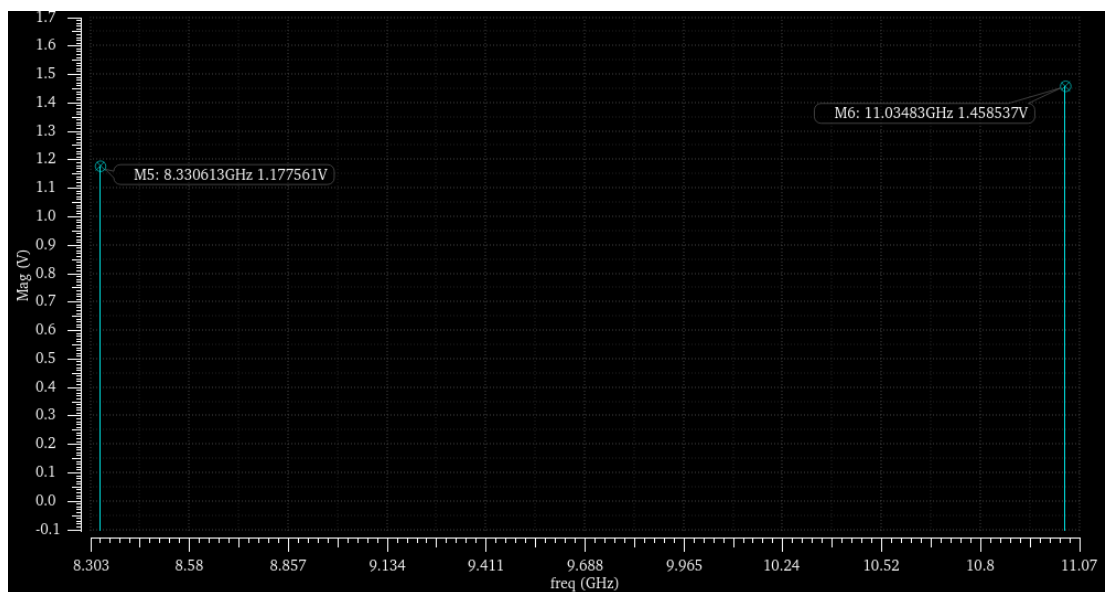
Verificando a frequência de operação do oscilador pode-se também obter dados concretos a respeito das técnicas de compensação empregadas, bem como da influência do fator Q. As figuras 48, 49 e 50 mostram o comportamento da frequência do sinal produzido pelos osciladores que contém indutores com fatores Q iguais a 14,62, 17,68, e 22,20, respectivamente, quando simulados em diferentes condições de temperatura.

Figura 46 – Simulação transiente da tensão no dreno de M0 aplicando diferentes fatores Q ao indutor do circuito



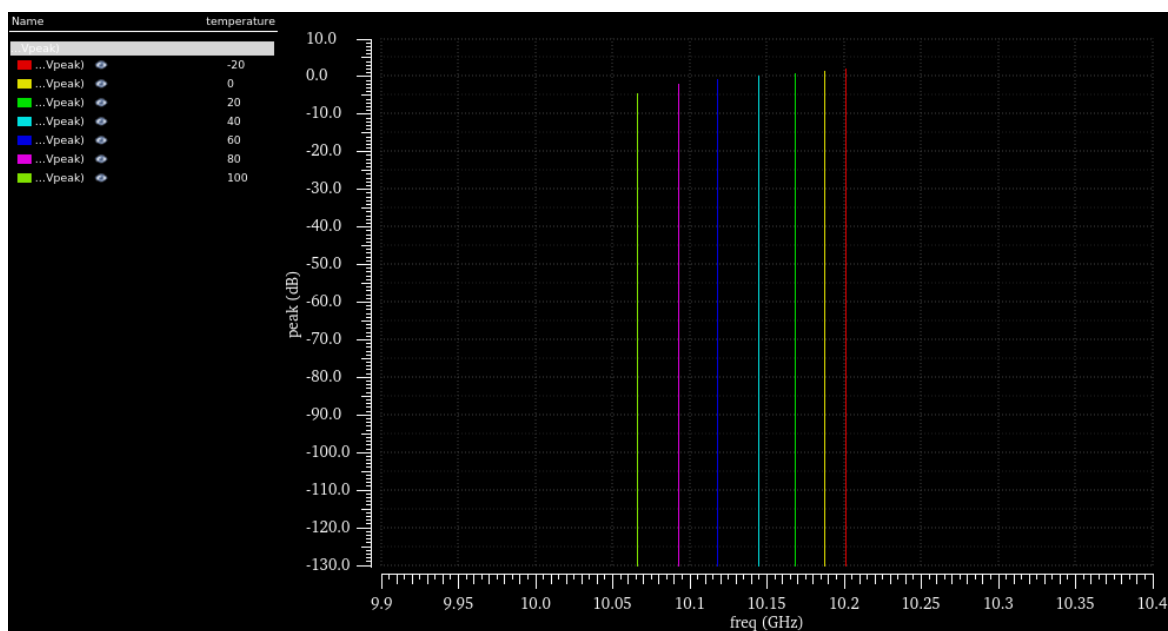
Fonte: Elaboração própria.

Figura 47 – Componente fundamental das frequências oscilação dos sinais diferenciais medidos nos extremos da tensão de controle



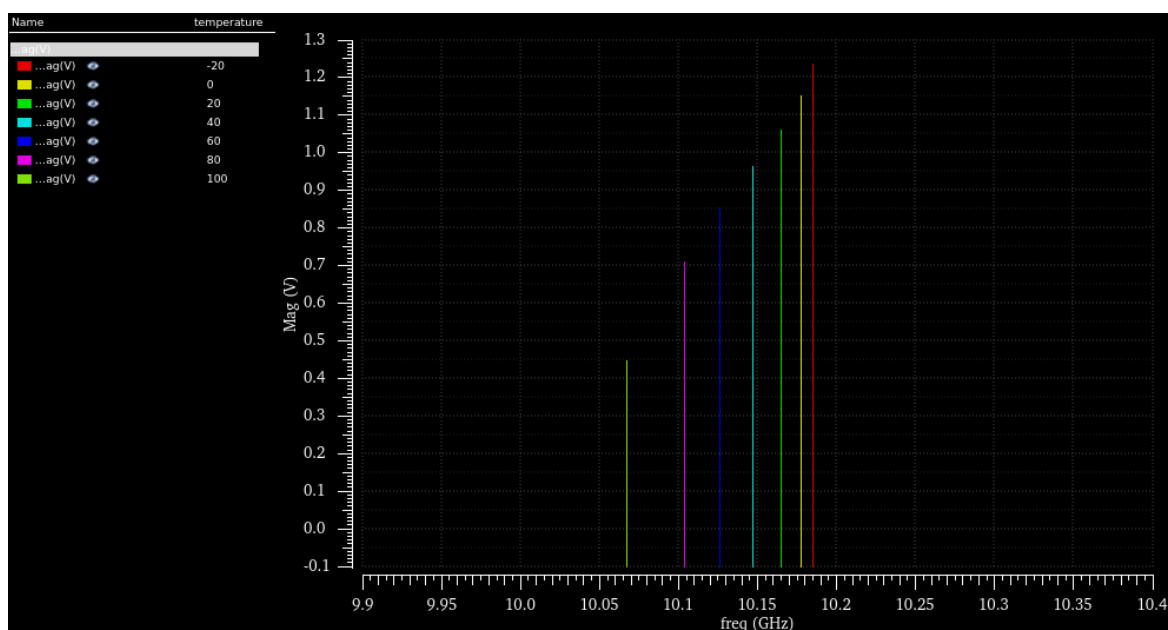
Fonte: Elaboração própria.

Figura 48 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas



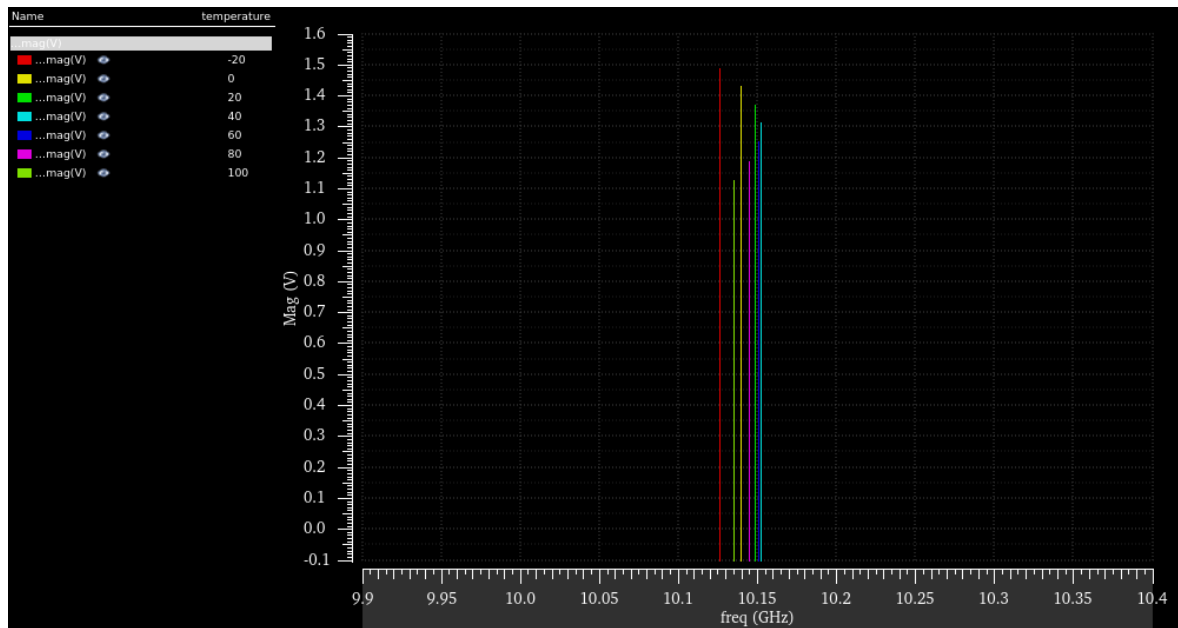
Fonte: Elaboração própria.

Figura 49 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

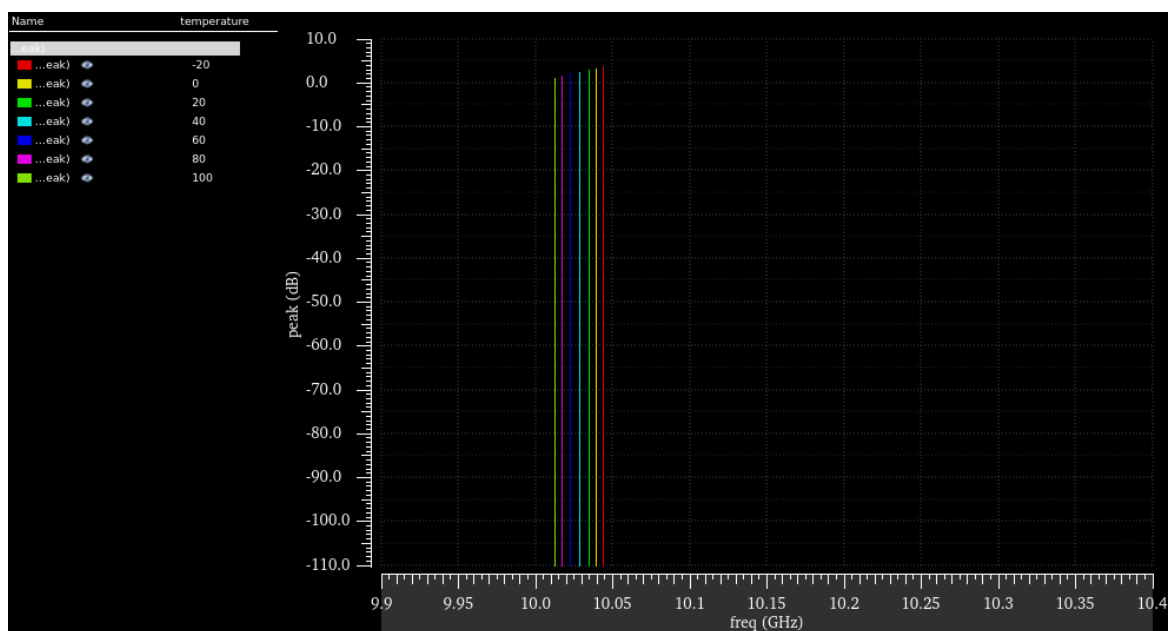
Figura 50 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

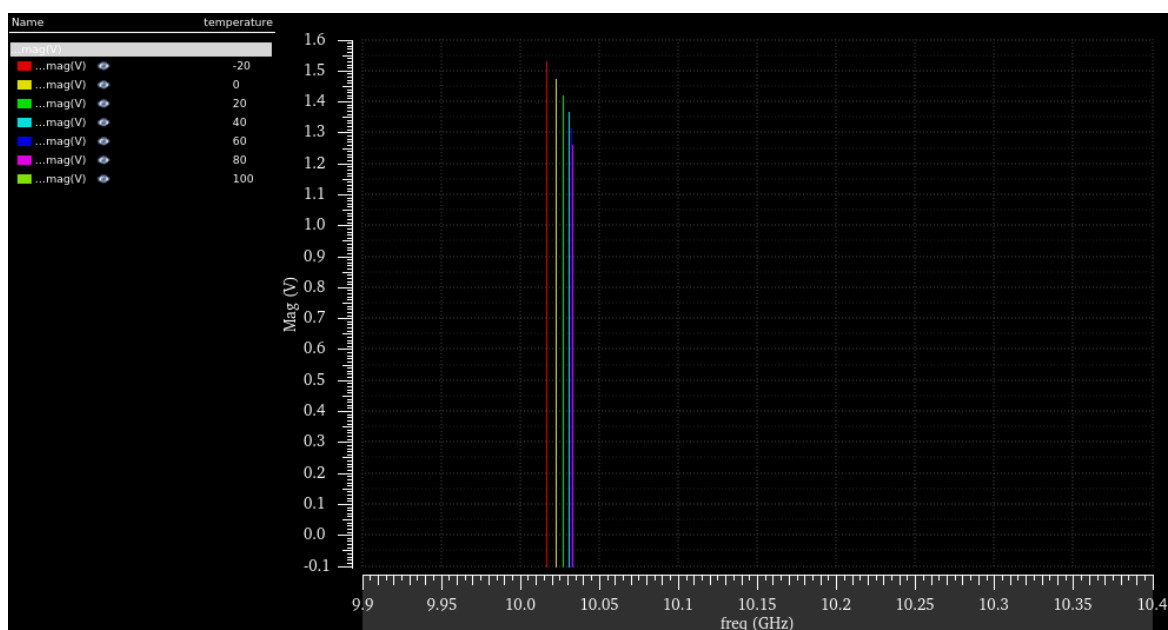
Para que seja possível implementar a técnica de compensação por meio de capacitores variáveis polarizados por tensão constante, é necessário conhecer o comportamento da frequência de oscilação utilizando capacitores ideais substituindo os capacitores MOS e variando a temperatura de operação. Uma vez que se deseja entender a influência do fator de qualidade, as mesmas simulações foram repetidas para os circuitos com os três diferentes fatores Q e implementado com capacitores ideais. As figuras 51, 52 e 53 mostram os resultados das simulações para os fatores Q iguais a 14,62, 17,68 e 22,20, respectivamente.

Figura 51 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas



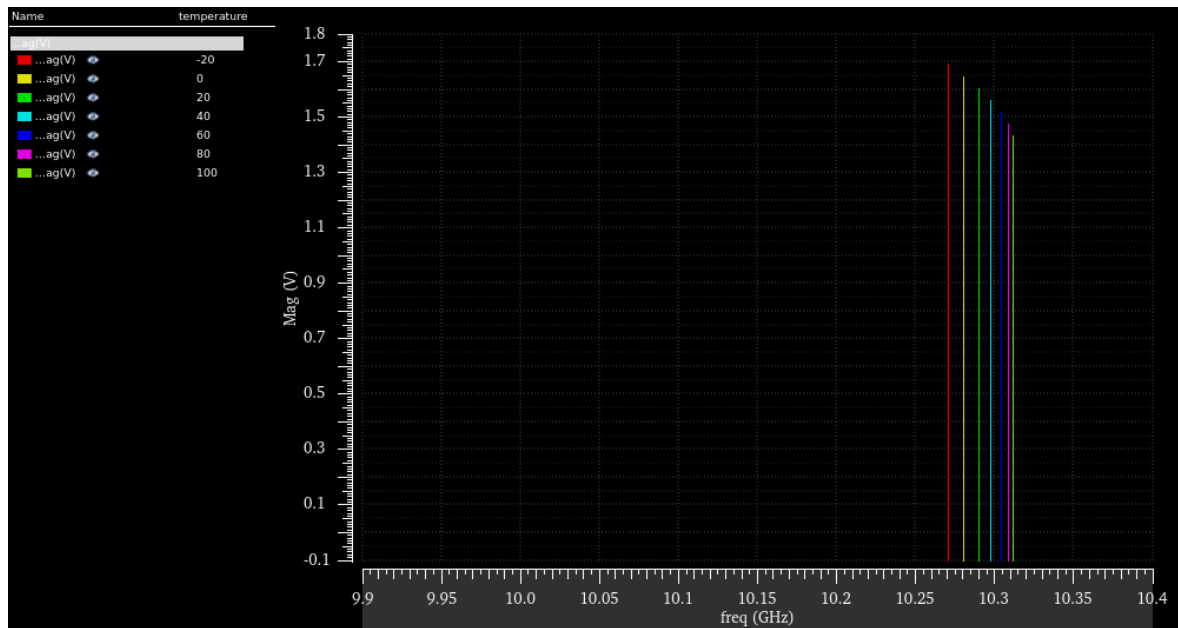
Fonte: Elaboração própria.

Figura 52 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

Figura 53 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito empregando capacitores variáveis ideais indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

De posse dos dados fazendo uso dos capacitores ideais, pode-se aplicar o método descrito no capítulo anterior. A partir do coeficiente de temperatura do oscilador sem os capacitores MOS, por meio da Equação 83, o coeficiente de temperatura adequado para realizar a compensação pode ser determinado. A Tabela 3 mostra valores obtidos para o caso de cada circuito com base no fator Q do indutor do núcleo.

Temperatura [°C]	Frequência com fator Q=22 [GHz]		Frequência com fator Q=17 [GHz]		Frequência com fator Q=14 [GHz]	
	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS
-20	10,126	10,271	10,185	10,017	10,201	10,044
0	10,140	10,281	10,178	10,023	10,188	10,039
20	10,149	10,291	10,166	10,027	10,169	10,034
40	10,153	10,298	10,148	10,031	10,145	10,028
60	10,151	10,305	10,127	10,033	10,118	10,023
80	10,145	10,309	10,104	10,033	10,093	10,017
100	10,136	10,312	10,067	10,033	10,066	10,013
CT [ppm/°C]	8,229	33,27	-96,55	13,31	-110,3	-25,72

Tabela 3 – Frequências de oscilação e coeficientes de temperatura

Utilizando os coeficientes de temperatura exibidos na Tabela 3 e a Equação 83, os coefi-

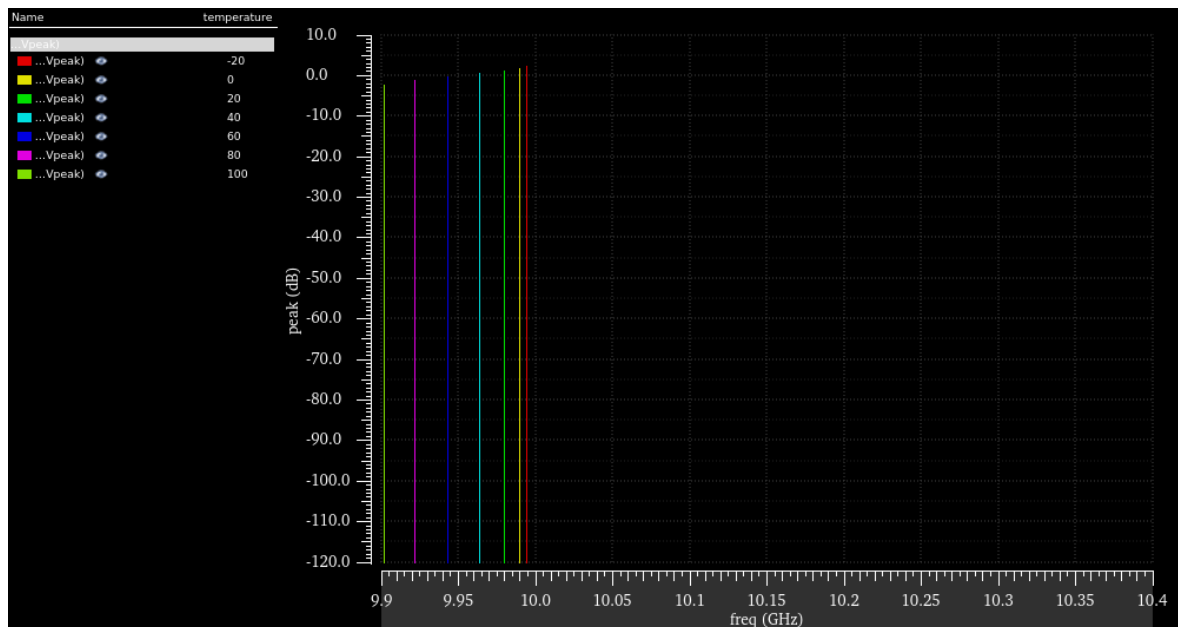
cientes de temperatura adequados para os capacitores MOS podem ser calculados. Verificando a curva característica dos capacitores MOS, exibida na Figura 42, é possível obter os valores de tensão que polarizam estes elementos de modo a compensar os efeitos das variações de temperatura. Os valores numéricos envolvidos neste processo estão disponíveis na tabela 4

Tabela 4 – Dados relevantes para a compensação em temperatura

Fator Q do indutor empregado no circuito analisado	22,20	17,68	14,62
CT simulado do oscilador com capacitores ideais [ppm/°C]	33,27	-46,639	-110,3
CT calculado para o capacitor MOS [ppm/°C]	-118,7	-33,73	78,13
Tensão de polarização a ser aplicada [V]	0,810	-0,270	-0,310

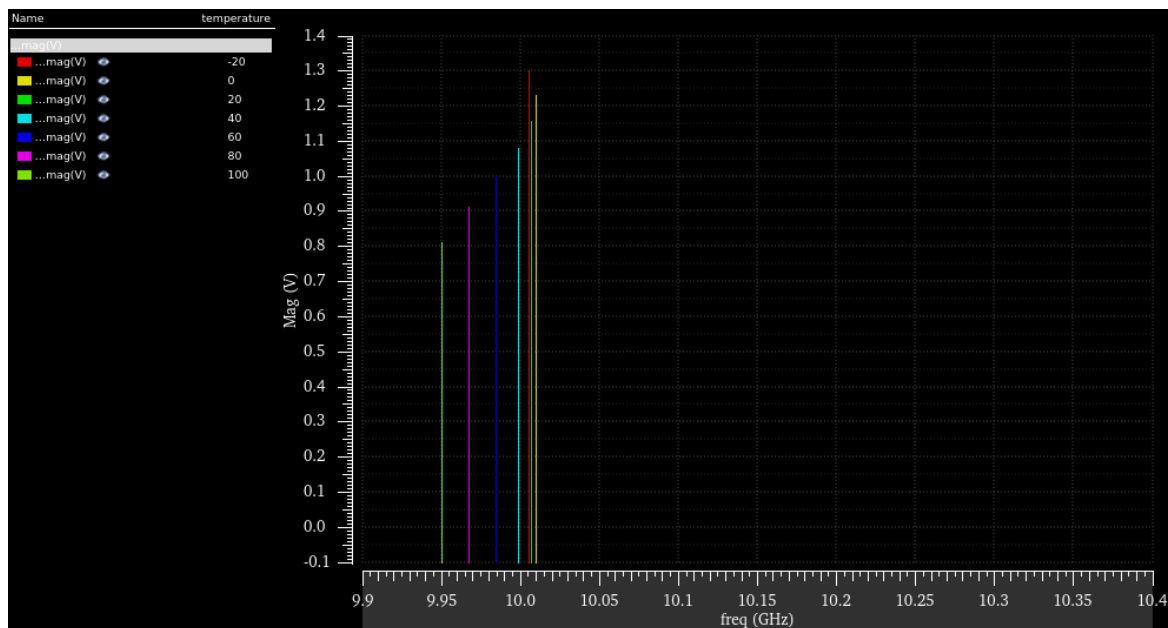
Uma vez conhecidos os valores de tensão a serem aplicados aos capacitores MOS, estes podem ser dimensionados e polarizados novamente. Concluídas estas modificações, novas simulações podem ser executadas e avaliadas. As figuras 54, 55 e 56 mostram os resultados das simulações para os fatores Q iguais a 14,62, 17,68 e 22,20, respectivamente.

Figura 54 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 14,62 em diferentes temperaturas



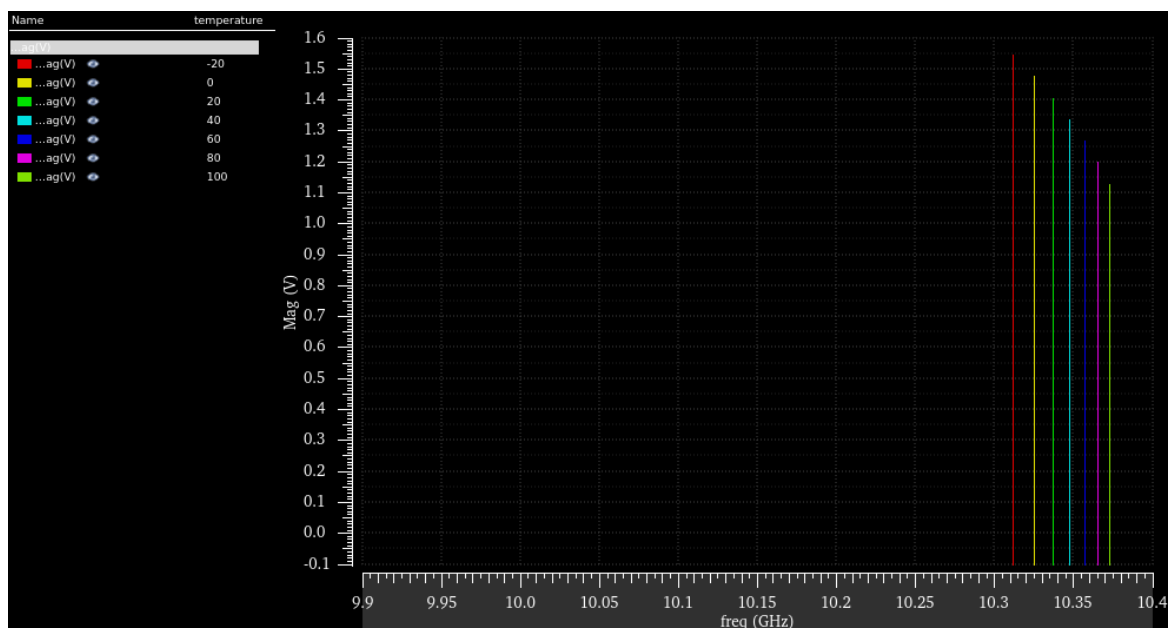
Fonte: Elaboração própria.

Figura 55 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 17,68 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

Figura 56 – Componente fundamental do sinal diferencial produzido pelo circuito compensado empregando indutor com fator Q igual a 22,20 em diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

A Tabela 5 compila os dados das simulações após a aplicação do método de compensa-

ção com os dados da Tabela 3.

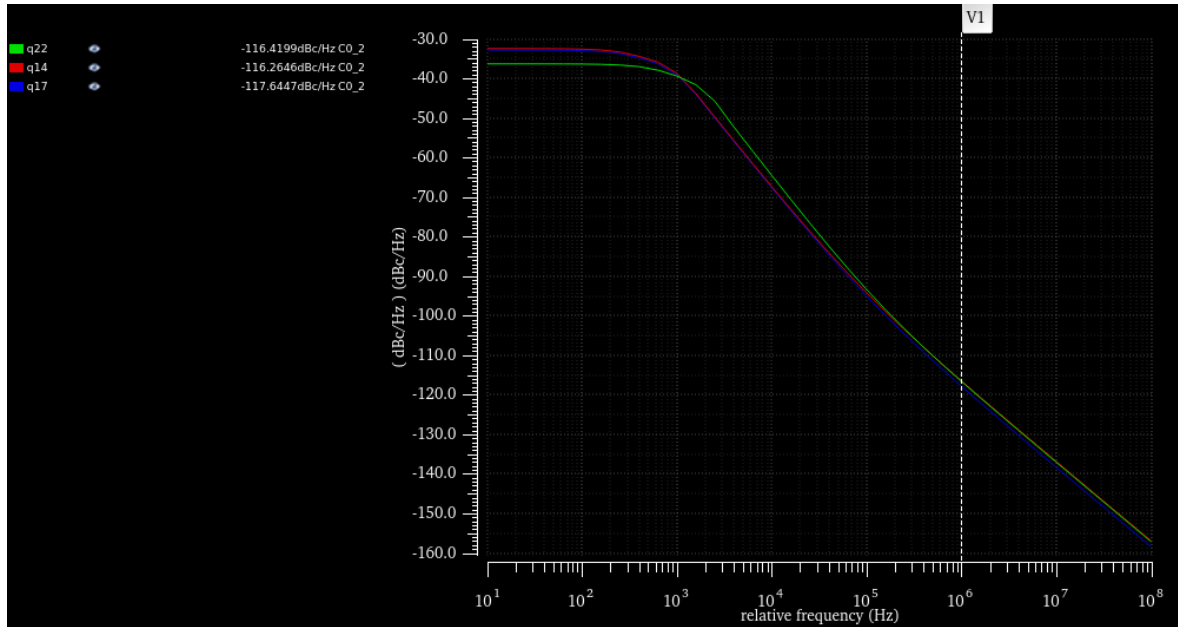
Temperatura [°C]	Frequência com fator Q=22 [GHz]			Frequência com fator Q=17 [GHz]			Frequência com fator Q=14 [GHz]		
	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS	Circuito Compensado	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS	Circuito Compensado	Circuito original	Circuito sem capacitor MOS	Circuito Compensado
-20	10,126	10,271	10,313	10,185	10,017	10,006	10,201	10,044	9,994
0	10,140	10,281	10,325	10,178	10,023	10,003	10,188	10,039	9,990
20	10,149	10,291	10,337	10,166	10,027	10,007	10,169	10,034	9,980
40	10,153	10,298	10,348	10,148	10,031	9,999	10,145	10,028	9,964
60	10,151	10,305	10,358	10,127	10,033	9,985	10,118	10,023	9,943
80	10,145	10,309	10,366	10,104	10,033	9,967	10,093	10,017	9,922
100	10,136	10,312	10,373	10,067	10,033	9,950	10,066	10,013	9,902
CT [ppm/°C]	8,229	33,27	48,48	-96,55	13,31	-46,639	-110,3	-25,72	-76,713

Tabela 5 – Frequências de oscilação e coeficientes de temperatura após compensação

Medidas de ruído podem ser obtidas a partir da execução da análise *hbnoise*. Esta análise calcula tanto as contribuições individuais de ruído de cada componente do circuito em termos de magnitude, como também o ruído de fase para um sinal selecionado, sendo este o valor mais importante se tratando de OLEs. As figuras 57 e 58 a seguir exibem o perfil de ruído de fase tomado a partir 1 MHz de deslocamento da componente fundamental.

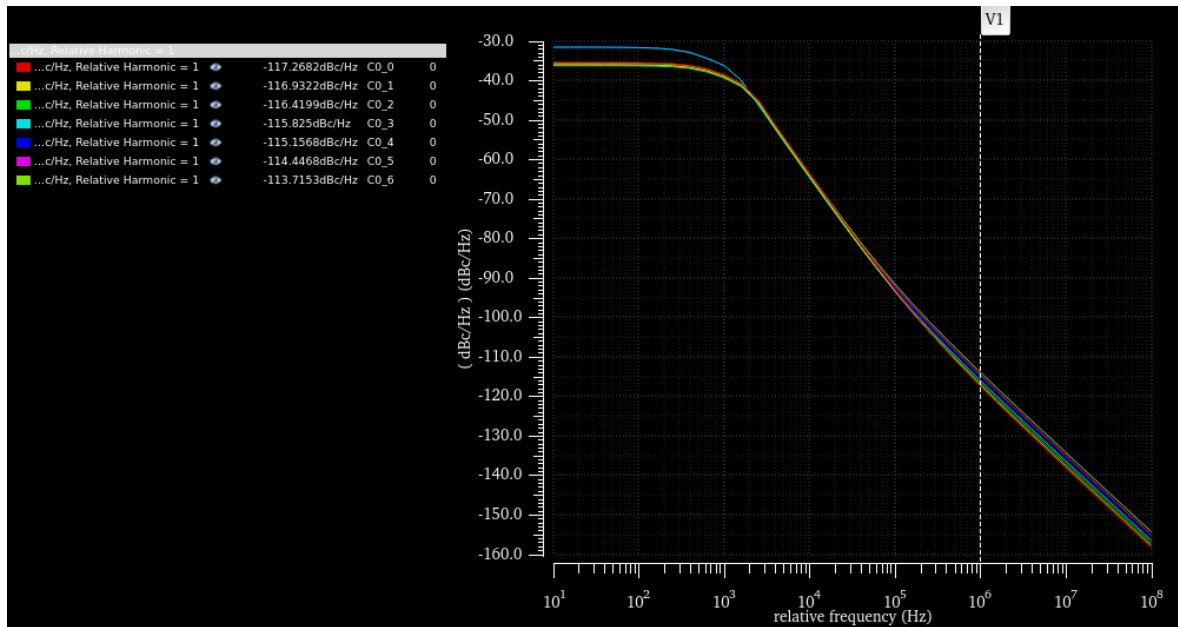
Verifica-se a partir das simulações de ruído de fase que o aumento na temperatura promove também um aumento neste parâmetro. Por outro lado, a variação do fator de qualidade retornou resultados inconclusivos, assim como na simulação de transiente.

Figura 57 – Medidas do ruído de fase produzido pelos sinais diferenciais empregando diferentes fatores de qualidade



Fonte: Elaboração própria.

Figura 58 – Medidas do ruído de fase produzido pelos sinais diferenciais para diferentes temperaturas



Fonte: Elaboração própria.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, a partir de estudos baseados na literatura apresentada a respeito de radares, circuitos LC, implementação de sistemas por meio de circuitos integrados, osciladores, e técnicas de projeto, foi obtido um circuito oscilador projetado com dispositivos do processo de fabricação TSMC 180 nm. Escolhas de projeto realizadas, como a definição da topologia, foram direcionadas visando tornar o circuito adequado para implementações como OLE de sistemas de radar.

Foi observado a partir das variações do fator de qualidade do indutor que a hipótese de que a resistência parasita do indutor é o principal fator por trás das variações de temperatura deve ser examinado com cuidado. Em circuitos onde o fator Q empregado era menor, e portanto a resistividade era mais elevada, notou-se o resultado esperado. Ou seja, conforme a temperatura aumentava, era observada uma diminuição na frequência, tanto no circuito com capacitores variáveis ideais como no circuito original. Entretanto, conforme o fator de qualidade avaliado cresce, nota-se que o circuito deixa apresentar o comportamento esperado. O que se pode concluir neste ponto é que conforme o fator Q diminui, e por consequência a resistência se torna mais significativa, seu efeito sobre a frequência de oscilação se torna dominante. Verificou-se também que apesar de fatores Q maiores produzirem comportamentos mais caóticos em termos da relação da frequência de operação com a temperatura. Entretanto, os limites dentro dos quais a frequência de operação se mantém são menores conforme o fator de qualidade aumenta.

A técnica de compensação empregada apresentou melhores resultados nas situações em que a frequência de oscilação tem um comportamento proporcional à temperatura. No caso do circuito com fator de qualidade mais elevado, a implementação da técnica não foi benéfica. Entretanto nos outros dois casos, houveram melhoras significativas no coeficiente de temperatura.

Analisando além do domínio da frequência, do ponto de vista da polarização, as variações de temperatura, fator de qualidade e mesmo emprego da compensação não produziram mudanças significativas nos pontos de operação dos dispositivos. Já do ponto de vista da análise transiente, o aumento na temperatura mostrou clara redução na amplitude dos sinais gerados pelo oscilador e a elevação do fator de qualidade produziu um significativo aumento apenas no caso do maior fator de qualidade. Este resultado poderia ser explicado levando em consideração que as perdas são afetadas de forma quadrática pelo fator de qualidade, mas uma vez que foi observada redução de amplitude entre os dois casos com menor fator qualidade, não foi possí-

vel estabelecer relação entre fator de qualidade e amplitude. Por fim, em termos do ruído de fase, parâmetro chave na aplicação de osciladores em radares, apenas a temperatura demonstrou relação direta, inversamente proporcional.

Como resultado final, o oscilador projetado atendeu aos requisitos de projeto apresentados. O circuito obtido gera sinais dentro da banda X, entre 8,331 GHz e 11,035 GHz, consome cerca de 7 mW, apresenta faixa de ajuste de frequência superior a 25 %, e produz ruído de fase medido abaixo dos -110 dBc/Hz considerando um deslocamento de 1 MHz da componente fundamental para todos os casos verificados.

Para projetos futuros, aconselha-se que os componentes dimensionados sejam integrados e simulados novamente a partir dos dados extraídos da implementação em *layout*. Do ponto de vista da técnica de compensação empregada, seria interessante que novos circuitos em frequências inferiores e principalmente projetados de modo que a capacitância dos capacitores variáveis seja muito maior que a capacitância dos parasitas fossem testados. Por fim, seria interessante que fosse dada atenção específica para os amplificadores de saída, melhor desenvolvendo o circuito dentro da topologia apresentada ou mesmo buscando avanços a partir de outras topologias.

REFERÊNCIAS

- BAGHERI, M. et al. Temperature Sensitivity of Non-Degenerate Modes in CMOS LC Quadrature Oscillators. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, [S.l.], v.65, n.8, p.1004–1008, 2018.
- CHAVES, A. **Física Básica - Mecânica**. Primeira Edição..ed. Rio de Janeiro, RJ: Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 2007.
- CHEN, K.-M. et al. Characterization and modeling of SOI varactors at various temperatures. **IEEE Transactions on Electron Devices**, [S.l.], v.51, n.3, p.427–433, 2004.
- DAVID E. JOHNSON, J. L. H.; JOHNSON, J. R. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos**. Quarta Edição..ed. Rio de Janeiro, RJ: Editora Prentice-Hall do Brasil LTDA., 1994.
- HA, K.-W. et al. G_m -Boosted Complementary Current-Reuse Colpitts VCO With Low Power and Low Phase Noise. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v.24, p.418–420, 2014.
- HARRISON, L. A. A. . [S.l.: s.n.], 2019.
- IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. **IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)**, [S.l.], p.1–50, 2014.
- KELSEY HERNDON FRANZ MEYER, A. F. E. C.; KUCERA, L. **What is Synthetic Aperture Radar?** Earthdata, Acesso em: 18 de jan. de 2022, <https://earthdata.nasa.gov/learn/backgrounders/what-is-sar>.
- KWON, D.; RINCÓN-MORA, G. A. A single-inductor 0.35 μ m CMOS energy-investing piezoelectric harvester. **2013 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers**, [S.l.], p.78–79, 2013.
- LEE, T. H. . Second Edition.ed. 32 Avenue of the Americas, New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2004.
- MAHMUDM S.M. et al. **Radar System Design**. 2011.
- NATHANSON, F. E. **Radar Design Principles**. second edition.ed. 89 Dean Road, Mendham, NJ 07945: SciTech Publishing, Inc., 1999.

RAJU, G. S. N. . [S.l.: s.n.], 2008.

RAZAVI, B. **Fundamentals of microelectronics**. Hoboken, NJ: Wiley, 2008.

RAZAVI, B. **Design of analog CMOS integrated circuits**. Second edition..ed. New York, NY: McGraw-Hill Education, 2017.

RICHARDS, M. A. . First Edition.ed. 379 Thornall Street, Edison, NJ 08837: SciTech Publishing, Inc., 2010.

RICHARDS, M. A. . Second Edition.ed. New York, USA: [s.n.], 2014.

SARKAR, T. K.; SALAZAR PALMA, M. A history of the evolution of RADAR. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 2014. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2014. p.734–737.

SKOLNIK, M. **Radar Handbook**. Third Edition.ed. New York, USA: McGraw-Hill Companies, 2008.

TANG, D. K. J. van der; ROERMUND, A. H. van. **High Frequency Oscillators for Integrated Transceivers**. First edition..ed. New York, NY: Springer Science, 2005.

TOOMAY, J. **RADAR PRINCIPLES FOR THE NON-SPECIALIST**. First Edition.ed. New York, USA: Van Nostrand Reinhold, Inc., 1989.

WALKER, R. **gm/ID-Based Desgin**. Acesso em: 26 de ago de 2022, <http://web02.gonzaga.edu/faculty/talarico/EE406/documents/gmid.pdf>.

WANG, Y. et al. A 1.5 ± 0.39 ppm/°C Temperature-Compensated LC Oscillator Using Constant-Biased Varactors. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v.25, n.2, p.130–132, 2015.

WEI, M.-D.; CHANG, S.-F.; HUANG, S.-W. An Amplitude-Balanced Current-Reused CMOS VCO Using Spontaneous Transconductance Match Technique. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v.19, n.6, p.395–397, 2009.

YOU HE, J. X.; GUAN, X. . First Edition.ed. Singapore: John Wiley Sons, Inc., 2016.

YUN, S.-J. et al. A 1mW current-reuse CMOS differential LC-VCO with low phase noise. In: ISSCC. 2005 IEEE INTERNATIONAL DIGEST OF TECHNICAL PAPERS. SOLID-STATE CIRCUITS CONFERENCE, 2005. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2005. p.540–616 Vol. 1.

NUP: 23081.090609/2022-29

Prioridade: Normal

Homologação de ata de defesa de TCC e estágio de graduação
125.322 - Bancas examinadoras de TCC: indicação e atuação

COMPONENTE

Ordem	Descrição	Nome do arquivo
5	Trabalho de conclusão de curso (TCC) (125.32)	TCC Max Anacleto Vasconcelos.pdf

Assinaturas

30/08/2022 15:16:51

NATANAEL RODRIGUES GOMES (PROFESSOR DO MAGISTÉRIO SUPERIOR)
07.09.14.00.0.0 - CURSO DE ENGENHARIA EM TELECOMUNICAÇÕES - CETEL

30/08/2022 15:29:19

ANDRE LUIZ AITA (PROFESSOR DO MAGISTÉRIO SUPERIOR)
07.38.00.00.0.0 - DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E COMPUTAÇÃO - DELC

30/08/2022 15:53:42

MAURICIO BANASZESKI DA SILVA (PROFESSOR DO MAGISTÉRIO SUPERIOR)
07.38.00.00.0.0 - DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E COMPUTAÇÃO - DELC

Código Verificador: 1788345

Código CRC: a72048e2

Consulte em: <https://portal.ufsm.br/documentos/publico/autenticacao/assinaturas.html>

