

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

Estudo Comparativo entre
Osciladores para Sensores
Indutivos de Proximidade no
Projeto de Circuitos
Integrados

DANIELY GOMES SILVA

JULHO/2013

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

**Estudo Comparativo entre Osciladores para Sensores Indutivos de
Proximidade no Projeto de Circuitos Integrados**

DANIELY GOMES SILVA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO

CO-ORIENTADOR: PROF. DR. TALES CLEBER PIMENTA

SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG

2013

Silva, Daniely Gomes

S586e

Estudo Comparativo entre Osciladores para Sensores Indutivos de Proximidade no Projeto de Circuitos Integrados. / Daniely Gomes Silva – Santa Rita do Sapucaí, 2013.

103 p.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro; Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Sensor indutivo de proximidade 2. Oscilador 3. Corrente induzida 4. Circuito Integrado. 5. Engenharia de Telecomunicações I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Pimenta, Tales Cleber. III. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. IV. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 05/07/2013, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
INATEL (Orientador)

Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta
UNIFEI (Co-orientador)

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins
INATEL

Prof. Dr. Robson Luiz Moreno
UNIFEI

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes
Coordenador do Curso de Mestrado – INATEL

A Deus, a verdadeira
fonte de sabedoria, seja
dada toda a Glória.

Rm 16:27

Agradecimentos

A Deus, por estar sempre presente em minha vida e possibilitar esta conquista.

Ao meu esposo Henry, pela paciência, carinho, companheirismo, ajuda e que sempre esteve ao meu lado durante toda esta caminhada.

Aos meus pais, Luís e Vera e ao meu irmão André que sempre me motivaram e por todo o amor, atenção e ensinamentos. A todos os meus familiares e à minha cunhada Cristiane pelo incentivo e palavras de conforto.

Ao Professor Justino pela atenção, dedicação e valiosa orientação. Ao Professor Tales pela ajuda e suporte prestados durante a elaboração deste trabalho.

Aos Professores Carlos Nazareth e Carlos Augusto pelo apoio, incentivo e conselhos. Aos Professores do INATEL por me proporcionarem uma rica formação acadêmica.

A todos os colegas e funcionários do INATEL pela amizade e apoio.

Aos amigos pela compreensão e incentivo.

À empresa Sense Eletrônica Ltda. pelo apoio e por conceder seus laboratórios para a realização dos ensaios exigidos.

E a todos que contribuíram para a conclusão desta importante etapa de minha vida.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xii
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS	xiv
RESUMO	xxi
ABSTRACT	xxii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Motivação para desenvolvimento do trabalho	2
1.3 Estrutura da dissertação	3
CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTOS SOBRE SENSORES INDUTIVOS	4
2.1 Introdução	4
2.2 Características gerais e princípio físico dos sensores de corrente induzida	5
2.3 Comportamento do circuito sintonizado	10
2.4 Condições de oscilação do circuito	14
2.5 Experimentos e simulações com o circuito sintonizado	16
2.5.1 Comportamento das frequências críticas	16
2.5.2 Comportamento da indutância e da resistência da bobina	17
2.5.3 Influência da temperatura	21

CAPÍTULO 3 - OSCILADOR COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL	24
3.1 Introdução	24
3.2 Descrição do diagrama em blocos de um amplificador realimentado	24
3.3 Comportamento do oscilador	26
3.4 Simulações realizadas com oscilador	28
3.5 Experimentos com oscilador	34
CAPÍTULO 4 - OSCILADOR COM ACOPLAMENTO CRUZADO	38
4.1 Introdução	38
4.2 Descrição do oscilador	38
4.2.1 Estrutura básica e princípio de funcionamento	38
4.2.2 Análise de um transistor de efeito de campo para pequenos sinais	40
4.2.3 Análise do oscilador para pequenos sinais	44
4.2.4 Condições para operação do oscilador	50
4.3 Modelagem de blocos constituintes do circuito integrado	52
4.3.1 Análise do detector de pico	52
4.3.2 Análise do comparador	55
4.4 Simulações com oscilador	59
4.4.1 Efeito da corrente de polarização no oscilador	60
4.4.2 Efeitos da largura e comprimento de canal dos transistores do circuito ativo	61
4.4.3 Implementação da histerese e consumo de potência do sensor	63
4.4.4 Influência da temperatura no comportamento do sensor	64
4.5 Considerações para implementação do circuito integrado	65
CAPÍTULO 5 - COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES	66
5.1 Aspectos gerais	66
5.2 Comentários sobre os modelos de oscilador	67
5.3 Conclusões	68
5.4 Sugestões para trabalhos futuros	69

Anexo A	VALORES DE INDUTÂNCIA E RESISTÊNCIA SÉRIE E PARALELA DE UMA BOBINA M18	70
Anexo B	MEDIDAS REALIZADAS COM SENSOR EMPREGANDO OSCILADOR COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL	73
Anexo C	TRABALHOS PUBLICADOS REFERENTES À DISSERTAÇÃO	77
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	78

Lista de Figuras

Figura 2.1	Princípio físico dos sensores baseados em corrente circulares induzidas.	5
Figura 2.2	Varição da densidade de corrente em um condutor em relação à distância a contar da superfície do condutor.	6
Figura 2.3	(a) Sensor de corrente induzida modelado como um transformador. (b) Simplificação do modelo para um circuito LR série.	8
Figura 2.4	Diagrama em blocos do sistema para detecção do efeito de correntes induzidas no alvo.	8
Figura 2.5	Sensor com (a) blindagem e (b) sem blindagem metálica ao redor da face sensora do dispositivo.	10
Figura 2.6	(a) e (c) Amostras de sensores indutivos com a ausência e (b) a presença de blindagem metálica na face sensora.	10
Figura 2.7	Circuito sintonizado RLC série-paralelo de sensores indutivos com bobina M18.	11
Figura 2.8	Comportamento da impedância do circuito RLC analisado em função da frequência. (a) Comportamento de seu módulo em valores normalizados em relação ao máximo. (b) Ângulo da impedância em graus.	12
Figura 2.9	Associação paralela da impedância de uma bobina.	13
Figura 2.10	Comportamento típico da função obtida a partir da excitação do circuito RLC .	15
Figura 2.11	Frequências de oscilação e de ressonância da bobina M18 em função de seu afastamento a partir do alvo.	17
Figura 2.12	Indutância série em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.	18
Figura 2.13	Indutância paralela equivalente da bobina M18 em função da separação do alvo.	18
Figura 2.14	Relação entre os valores de indutância paralela e indutância série da bobina ensaiada em função da separação do alvo.	19
Figura 2.15	Resistência série em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.	19
Figura 2.16	Resistência paralela equivalente da bobina M18 em função da separação do alvo.	20
Figura 2.17	Relação entre os valores de resistência paralela e resistência série da bobina ensaiada em função da separação do alvo.	20
Figura 2.18	Fator de qualidade Q do sensor em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.	21
Figura 2.19	Resistência série em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C , 25°C e 70°C .	22
Figura 2.20	Indutância série em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C , 25°C e 70°C .	22
Figura 2.21	Fator de qualidade Q da bobina em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C , 25°C e 70°C .	23
Figura 3.1	Diagrama em blocos de amplificadores realimentados, destacando as funções de ganho e de realimentação.	25

Figura 3.2	Construção simplificada de um oscilador composto por um amplificador operacional diferencial realimentado positivamente.	26
Figura 3.3	Alteração do ganho de malha fechada do amplificador operacional em função de R_g com a variação de R_3 .	28
Figura 3.4	Esquema elétrico do circuito sintonizado RLC de um sensor com bobina M18.	29
Figura 3.5	(a) Comportamento da tensão e (b) da corrente no circuito sintonizado do sensor com bobina M18.	29
Figura 3.6	(a) Magnitude e (b) fase da impedância do circuito sintonizado nas proximidades da frequência de ressonância.	30
Figura 3.7	Amortecimento da oscilação originado pelas perdas presentes no circuito sintonizado.	30
Figura 3.8	Estrutura principal de um sensor indutivo com amplificador operacional diferencial e realimentação positiva.	31
Figura 3.9	Redução da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado com a aproximação do alvo metálico.	33
Figura 3.10	Variação da frequência de ressonância devido à alteração da resistência série da bobina com o deslocamento do alvo.	34
Figura 3.11	Conjunto de instrumentos para realização de medidas em sensores indutivos.	35
Figura 3.12	Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 12mm do sensor.	35
Figura 3.13	Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 12mm do sensor.	36
Figura 4.1	Diagrama funcional do oscilador com acoplamento cruzado.	39
Figura 4.2	Oscilador com acoplamento cruzado entre os transistores de efeito de campo.	40
Figura 4.3	Modelo para pequenos sinais de um transistor de efeito de campo NMOS.	41
Figura 4.4	Modelo mais completo para pequenos sinais de dois transistores com acoplamento cruzado.	45
Figura 4.5	Modelo simplificado para pequenos sinais do circuito formado por dois transistores com acoplamento cruzado.	46
Figura 4.6	Modelagem matemática do circuito empregando dois transistores com acoplamento cruzado capazes de apresentar uma resistência dinâmica negativa.	46
Figura 4.7	Relação entre a impedância e a frequência. (a) Módulo da impedância, em dB, em relação à frequência normalizada. (b) Argumento da impedância, em graus, em relação ao valor normalizado da frequência.	49
Figura 4.8	Modelo simplificado equivalente do circuito da Figura 4.5.	50
Figura 4.9	Esquema simplificado de dois transistores capazes de fornecerem resistência equivalente negativa para compensação das perdas.	51
Figura 4.10	(a) Circuito detector de pico. (b) Circuito equivalente da parte (a) para análise AC.	52
Figura 4.11	Comportamento da tensão de saída do detector de pico em relação à variação da sua tensão de entrada.	54
Figura 4.12	Rápidas e aleatórias alterações na saída de um comparador sem histerese devido a uma interferência no sinal de entrada.	56
Figura 4.13	Esquema de um comparador inversor com histerese.	57

Figura 4.14	Gráfico da tensão de saída de um comparador com histerese, em função da sua tensão de entrada.	58
Figura 4.15	Alteração do divisor resistivo responsável pelo nível de comparação devido à presença de histerese no comparador. (a) Divisor resistivo para nível de comparação igual a V_{ref1} . (b) Divisor resistivo para nível de comparação igual a V_{ref2} .	58
Figura 4.16	Comportamento de um comparador inversor com histerese.	58
Figura 4.17	Estrutura principal para simulação de um sensor com oscilador com acoplamento cruzado.	59
Figura 4.18	Sinal de saída do oscilador para um deslocamento de 12mm entre o alvo e o sensor durante 5ms.	62
Figura B1	Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 9,6mm do sensor.	73
Figura B2	Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 9,6mm do sensor.	74
Figura B3	Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 12,6mm do sensor.	74
Figura B4	Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 12,6mm do sensor.	75
Figura B5	Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 14,4mm do sensor.	75
Figura B6	Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 14,4mm do sensor.	76

Lista de Tabelas

Tabela 3.1	Valores da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado, na saída do amplificador operacional e nível médio máximo no catodo do diodo D_1 conforme variação de R_1 .	32
Tabela 3.2	Valores da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado, na saída do amplificador operacional e nível médio máximo no catodo do diodo D_1 conforme variação de R_5 de acordo com a distância entre o alvo e o sensor.	33
Tabela 3.3	Medições para oscilador com amplificador operacional implementado com componentes discretos.	36
Tabela 4.1	Valores da corrente no dreno de M_3 e da tensão de pico-a-pico em uma das saídas do oscilador conforme variação de R_2 para as distâncias de 12mm e 8mm entre o alvo e o sensor.	61
Tabela 4.2	Valores obtidos de tensão no detector de pico em função de R_2 para as distâncias de 12mm e 8mm e também para 5% acima destas distâncias.	61
Tabela 4.3	Relação W/L para a distância sensora de 12mm entre o alvo e o sensor.	62
Tabela 4.4	Relação W/L para a distância sensora de 8mm entre o alvo e o sensor.	62
Tabela 4.5	Medidas do sensor com oscilador com acoplamento cruzado para sensoriamento a 12mm.	63
Tabela 4.6	Medidas do sensor com oscilador com acoplamento cruzado para sensoriamento a 8mm.	63
Tabela 4.7	Potência total consumida em função da variação de R_4 , R_5 e R_6 para sensoriamento a 12mm.	64
Tabela 4.8	Potência total consumida em função da variação de R_4 , R_5 e R_6 para sensoriamento a 8mm.	64
Tabela 4.9	Varição térmica para diferentes distâncias sensoras.	65
Tabela A1	Valores da indutância e resistência série e paralela de uma bobina M18 em relação ao deslocamento do alvo.	70

Lista de Abreviaturas e Siglas

CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> - semicondutor metal-óxido complementar
COB	<i>Chip-on-Board</i> - chip sobre a placa
FET	<i>Field Effect Transistor</i> - transistor de efeito de campo
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> - Comissão Eletrotécnica Internacional
LVDT	<i>Linear Variable Differential Transformer</i> - transformador diferencial variável linear
M18	Bobina constituída por fio de cobre e núcleo de ferrita com aproximadamente 18mm de diâmetro
MOS	<i>Metal Oxide Semiconductor</i> - semicondutor metal-óxido
NDE	<i>Non-Destructive Evaluation</i> - avaliação não-destrutiva
NMOS	<i>N channel Metal Oxide Semiconductor</i> - semicondutor metal-óxido canal N
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i> - oscilador controlado por tensão

Lista de Símbolos

∂	Símbolo de derivada parcial
$ \cdot $	Representação do módulo de um sinal
$\angle \cdot$	Símbolo que indica o argumento de uma grandeza complexa
$\frac{d}{dx} \{ \}$	Operação de derivada ordinária em relação a uma variável x
e	Base dos logaritmos naturais $e = 2,718\dots$
α	Fator de amortecimento temporal
β	Fator de realimentação
γ	Fator de efeito de corpo
δ	Profundidade de penetração em um meio qualquer de condutividade conhecida
$\Delta\omega$	Largura de faixa definida pela diferença entre as frequências nas quais a tensão especificada cai de 3dB em relação ao valor máximo
θ	Fase do ganho de malha aberta
μ	Mobilidade dos elétrons em um meio qualquer
μ_0	Permeabilidade do vácuo
μ_m	Permeabilidade magnética do meio
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do material
ζ	Fase do fator de realimentação
ρ	Ângulo da função co-senoidal e senoidal utilizada para simplificação na análise do detector de pico
σ_c	Condutividade do meio
τ	Constante de tempo do circuito
φ	Fase da corrente alternada
ϕ	Fluxo magnético
ϕ_{Sa}	Potencial de superfície ou barreira de potencial de um transistor de efeito de campo
ϕ_t	Tensão térmica

Φ	Argumento da impedância entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo com acoplamento cruzado
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular de oscilação
ω_c	Frequência angular de corte para a qual o módulo do sinal analisado é atenuado em 3dB
ω_R	Frequência angular de ressonância
ω_{RM}	Frequência angular para a qual se tem valor máximo do módulo da impedância total de um circuito <i>RLC</i> série-paralelo real
A	Ganho de malha aberta
A_b	Área da seção transversal de uma bobina
$A\beta$	Ganho de malha ou de laço
A_f	Ganho do circuito realimentado ou ganho de malha fechada
AO_i	Identificação de amplificador operacional nos circuitos, onde o índice <i>i</i> é numerado em seqüência em cada caso
A_t	Amplitude ou valor máximo de uma função alternada qualquer
B	Identificação do terminal de substrato de um transistor de efeito de campo
C	Capacitância de um circuito sintonizado
C_{bd}	Capacitância intrínseca entre o substrato e o terminal de dreno em um transistor de efeito de campo
C_{bs}	Capacitância intrínseca entre o substrato e o terminal de fonte em um transistor de efeito de campo
C_{ds}	Transcapacitância entre o terminal de dreno e de fonte em um transistor de efeito de campo
C_{eq}	Capacitância equivalente de dois transistores de efeito de campo idênticos com acoplamento cruzado
C_{gb}	Capacitância intrínseca entre o terminal de porta e substrato em um transistor de efeito de campo
C_{gd}	Capacitância intrínseca entre o terminal de porta e de dreno em um transistor de efeito de campo
C_{gs}	Capacitância intrínseca entre o terminal de porta e de fonte em um transistor de efeito de campo
C_i	Identificação de capacitor nos circuitos, onde o índice <i>i</i> é numerado em seqüência em cada caso
C_m	Transcapacitância de um transistor de efeito de campo obtida através da combinação de C_{sd} e C_{ds}
C_{ox}	Capacitância total entre o terminal de porta e o canal de um transistor de efeito de campo
C'_{ox}	Capacitância entre o terminal de porta e o canal por unidade de área
C_{par}	Capacitância parasita em um circuito qualquer
C_p	Capacitância paralela idêntica ao do circuito sintonizado <i>RLC</i> série-paralelo

C'_p	Capacitância paralela de cada circuito sintonizado de um oscilador com acoplamento cruzado
C_{sd}	Transcapacitância entre o terminal de fonte e de dreno em um transistor de efeito de campo
D_i	Identificação de diodo nos circuitos, onde o índice i é numerado em seqüência em cada caso
D_i	Terminal de dreno, onde o índice i indica o transistor de efeito de campo a que se refere no circuito
e_1	Tensão senoidal a partir da qual reinicia-se a condução do diodo no detector de pico
e_s	Componente alternada da tensão no catodo do diodo que compõe o detector de pico
E_{AB}	Tensão de pico-a-pico entre os pontos A e B do circuito sintonizado
E_c	Tensão na saída do comparador
E_d	Tensão diferencial entre os terminais de entrada de um amplificador operacional
E_e	Resultante da combinação do sinal original de entrada E_i com o valor de retorno βE_o em um sistema com realimentação
E_i	Tensão de entrada ou tensão de excitação em um sistema com realimentação
$E_{máx}$	Amplitude ou valor máximo da tensão alternada na análise do sinal em um detector de pico
E_o	Tensão de saída em um sistema com realimentação
E_p	Tensão em um ponto especificado em um circuito com amplificador operacional e realimentação positiva
E_{R_i}	Tensão sobre o componente R_i em um circuito com amplificador operacional e realimentação positiva
E_s	Tensão no catodo do diodo que compõe o detector de pico
f	Frequência
f_0	Frequência de oscilação
f_R	Frequência de ressonância
Δf	Largura de faixa definida pela diferença entre as frequências nas quais a tensão especificada cai de 3dB em relação ao valor máximo
g_{ds}	Condutância própria de um transistor de efeito de campo que relaciona a corrente de dreno com a tensão de sinal entre os terminais de dreno e de fonte
g_m	Transcondutância de um transistor de efeito de campo que relaciona a corrente de dreno com a tensão de sinal entre os terminais de porta e de fonte
g_{md}	Transcondutância de um transistor de efeito de campo que relaciona a corrente de dreno com o potencial deste terminal
g_{mg}	Transcondutância de um transistor de efeito de campo que relaciona a corrente de dreno com o potencial de porta
g_{ms}	Transcondutância de um transistor de efeito de campo que relaciona a corrente de dreno com o potencial de fonte
$g_m V_{gs}$	Fonte controlada de corrente relacionada com a tensão entre o terminal de porta e de fonte de um transistor de efeito de campo

G_i	Identificação do terminal de porta, onde o índice i indica o transistor de efeito de campo a que se refere no circuito
$-G_m$	Transcondutância negativa total entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo idênticos com acoplamento cruzado
h_i	Campo magnético variável no tempo, onde $i = 1, 2$. O índice 1 corresponde à componente no primário e 2 corresponde à componente no secundário
H	Amplitude da função co-senoidal e senoidal utilizada para simplificação na análise do detector de pico
i	Valor instantâneo da corrente utilizada para cálculo da frequência de oscilação do circuito sintonizado
i_c	Corrente através do capacitor que compõe o detector de pico
i_d	Componente alternada da corrente no terminal de dreno de um transistor de efeito de campo
i_{do}	Corrente através do diodo que compõe o detector de pico
i_D	Corrente do terminal de dreno de um transistor de efeito de campo
i_f	Corrente normalizada direta
i_i	Corrente variável no tempo, onde $i = 1, 2$. O índice 1 corresponde à componente no primário e 2 corresponde à componente no secundário
i_r	Corrente normalizada reversa
i_{res}	Valor instantâneo da corrente através do resistor que compõe o detector de pico
i_T	Corrente diferencial entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo com acoplamento cruzado
I	Corrente de um circuito qualquer
I_D	Componente contínua da corrente no terminal de dreno de um transistor de efeito de campo
I_F	Corrente de saturação direta em um transistor de efeito de campo
I_i	Corrente na análise do circuito LR série juntamente com a influência do alvo, onde o índice i indica a parte do circuito a que se refere
I_{M_i}	Corrente fornecida pelo espelho no dreno de M_i , onde o índice i indica o transistor de efeito de campo a que se refere no circuito
I_R	Corrente de saturação reversa em um transistor de efeito de campo
I_S	Corrente de normalização em um transistor de efeito de campo
j	Unidade imaginária
J	Densidade de corrente em um condutor ou semiconductor
J_0	Densidade de corrente na superfície do condutor
K	Constante de integração genérica
ℓ	Comprimento do percurso do fluxo magnético em um circuito magnético qualquer
L	Comprimento de canal de um transistor de efeito de campo

LCR	Representação da indutância, capacitância e resistência de um circuito
L_g	Indutância genérica definida em função da taxa de variação do fluxo magnético com a corrente
L_i	Identificação de indutor nos circuitos, onde o índice i é numerado em seqüência em cada caso
L_p	Indutância paralela equivalente da bobina obtida a partir da transformação do circuito RL série para paralelo
L'_p	Indutância paralela de cada circuito sintonizado de um oscilador com acoplamento cruzado
L_s	Indutância série equivalente da bobina, onde se considera a presença do alvo
M	Indutância mútua entre a bobina e o alvo metálico ou entre duas bobinas
M_i	Identificação de transistor de efeito de campo nos circuitos, onde o índice i é numerado em seqüência em cada caso
n	Fator de inclinação
N	Número de espiras de uma bobina
p	Número inteiro que identifica um fator de multiplicação qualquer
PN	Estrutura formada pela junção de dois cristais de natureza P e N
Q	Fator de qualidade ou fator de mérito de um circuito qualquer ou de uma bobina
Q'_{ID}	Densidades de carga de inversão no terminal de dreno de um transistor de efeito de campo
Q'_{IS}	Densidade de carga de inversão no terminal de fonte de um transistor de efeito de campo
R_g	Representa os elementos responsáveis pelas perdas do circuito sintonizado
R_i	Identificação de resistor nos circuitos, onde o índice i é numerado em seqüência em cada caso
R_{in}	Resistência interna nos terminais de entrada do amplificador operacional
RLC	Associação entre a resistência e a indutância série da bobina e o capacitor paralelo que compõem o circuito sintonizado
R_m	Relutância magnética
R_{out}	Resistência entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo com acoplamento cruzado
R_p	Resistência paralela equivalente da bobina obtida a partir da transformação do circuito RL série para paralelo
R'_p	Resistência paralela de cada circuito sintonizado de um oscilador com acoplamento cruzado
R_{pol}	Resistência de polarização de um circuito, especificada conforme o caso
R_s	Resistência série equivalente da bobina, onde se considera a presença do alvo
s	Frequência complexa na transformação de Laplace
S_i	Identificação do terminal de fonte, onde o índice i indica o transistor de efeito de campo a que se refere no circuito
t	Variável representativa de tempo

u	Variável utilizada em uma expansão binomial
v_{ds}	Componente alternada da tensão entre o terminal de dreno e de fonte de um transistor de efeito de campo
v_{gs}	Componente alternada da tensão entre o terminal de porta e de fonte de um transistor de efeito de campo
v_{GS}	Tensão entre o terminal de porta e de fonte de um transistor de efeito de campo, incluindo a componente contínua
v_T	Diferença de potencial entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo com acoplamento cruzado
V	Tensão em um ponto especificado de um circuito qualquer
V_B	Tensão do substrato de um transistor de efeito de campo
V_D	Tensão do terminal de dreno de um transistor de efeito de campo
V_{DD}	Tensão da fonte de polarização de um circuito
V_{DS}	Componente contínua da tensão entre o terminal de dreno e de fonte de um transistor de efeito de campo
V_{FB}	Tensão de banda plana
V_G	Tensão do terminal de porta de um transistor de efeito de campo em relação ao terminal comum
V_{GS}	Componente contínua da tensão entre o terminal de porta e de fonte de um transistor de efeito de campo
V_{hist}	Tensão de histerese em um comparador
V_i	Tensão na análise do circuito LR série juntamente com a influência do alvo, onde o índice i indica a parte do circuito a que se refere
V_{pol}	Tensão de polarização de um circuito, especificada conforme o caso
V_{ref}	Tensão de referência em um circuito comparador
V_S	Tensão do terminal de fonte de um transistor de efeito de campo
V_t	Tensão de limiar, a partir da qual ocorre a condução de elétrons livres no canal induzido do transistor de efeito de campo
W	Largura de canal de um transistor de efeito de campo
Y_t	Admitância total de um circuito sintonizado
z	Distância perpendicular à superfície de um condutor qualquer ou coordenada referente a uma distância especificada
Z_{ds}	Impedância entre o terminal de dreno e de fonte de um transistor de efeito de campo NMOS
Z_{gs}	Reatância entre o terminal de porta e de fonte de um transistor de efeito de campo
Z_i	Impedância qualquer, onde o índice i indica quais componentes se refere na análise do circuito LR série juntamente com a influência do alvo
Z_{out}	Impedância entre os terminais de dreno de dois transistores de efeito de campo com acoplamento cruzado

- Z_s Impedância complexa do indutor real, considerando os componentes RL série
- Z_t Impedância total do circuito sintonizado RLC série-paralelo

Resumo

SILVA, D.G. Estudo comparativo entre osciladores para sensores indutivos de proximidade no projeto de circuitos integrados. Santa Rita do Sapucaí, 2013. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta um estudo sobre os sensores indutivos de proximidade, em especial os de corrente induzida. Serão discutidos dois tipos de circuitos capazes de detectarem objetos metálicos a grandes distâncias (12mm). O primeiro utiliza um oscilador com amplificador operacional e realimentação positiva. A segunda topologia baseia-se em um oscilador com acoplamento cruzado e transcondutância negativa. Ambos operam na frequência de 257kHz. O segundo modelo possui vantagens como maior simplicidade para integração, menor área de silício, menor custo, baixo consumo de potência e possibilidade de alcançar um ajuste de histerese satisfatório para a operação do sensor. Também se analisou a sua variação térmica para diferentes distâncias sensoras. Essa estrutura mostrou-se a melhor solução e foi escolhida para ser implementada utilizando tecnologia CMOS 0,6 μ m.

Palavras-chave: sensor indutivo de proximidade, oscilador, corrente induzida, circuito integrado, grandes deslocamentos.

Abstract

SILVA, D.G. Estudo comparativo entre osciladores para sensores indutivos de proximidade no projeto de circuitos integrados. Santa Rita do Sapucaí, 2013. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This work presents a study on proximity inductive sensors, in particular the eddy current types. Two types of circuits capable of detecting metal objects at large distances (12mm) will be discussed. The first one uses an operational amplifier oscillator with positive feedback. The second topology is based on a cross-coupled oscillator with negative transconductance. Both operate at a frequency of 257kHz. The second model has advantages such as greater simplicity for integration, small silicon area, reduced cost, low power consumption, and the possibility of achieving a satisfactory hysteresis adjustment for sensor operation. It was also verified its thermal drift for different sensing distances. This structure proved to be the best solution and was chosen to be implemented in a 0.6 μ m CMOS technology.

Keywords: proximity inductive sensor, oscillator, eddy current, integrated circuit, large displacements.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Os modernos sistemas de automação industrial investem freqüentemente na melhoria e automatização de seus processos produtivos. A busca de uma maior confiabilidade, qualidade e repetibilidade associam-se à necessidade de maior produtividade, a uma crescente velocidade. Neste campo, destacam-se os sensores indutivos de proximidade, dispositivos compactos de elevada durabilidade e robustez, capazes de operar nos mais severos ambientes, como em presença de lubrificantes, óleos, poeira, umidade, materiais corrosivos, imersos na água, entre outros [1]. Esta característica coloca-os como a melhor escolha para a detecção, nessas condições.

Além da possibilidade de operação em ambientes agressivos, esses dispositivos são imunes a materiais não-metálicos, como plástico, fluido opaco ou transparente, sujeira ou algum outro material dielétrico [2], e são resistentes a choques mecânicos e vibrações. Apresentam sensibilidade para a detecção de objetos metálicos sem contato físico e têm sido amplamente utilizados para medir a posição, o deslocamento, vibração, proximidade e alinhamento do alvo [3], além de operarem em uma grande faixa de temperatura, tipicamente entre -25°C e $+70^{\circ}\text{C}$ [4]. Possuem vasta área de aplicação, como em máquinas operatrizes, injetoras de plástico, máquinas de embalagens, máquinas têxteis, válvulas e em processos de seleção de produtos. Destacam-se nas indústrias automobilística e de medicamentos e em outros segmentos da indústria de automação, em sistemas de segurança e de proteção [5].

Esses dispositivos baseiam-se na alteração do fluxo magnético de sua face sensora [6], o que ocasiona a variação de determinada característica intrínseca do circuito magnético que

inclui uma bobina com núcleo de ferrita. A partir deste efeito, foram desenvolvidos vários tipos de sensores indutivos.

1.2 Motivação para desenvolvimento do trabalho

Dentre os vários modelos de sensores indutivos, estabeleceu-se como propósito apresentar um estudo sobre os tipos indutivos de corrente induzida (*eddy*). Esses dispositivos foram desenvolvidos na década de 1970 e, desde então, têm sido largamente utilizados em ambientes industriais. Algumas vantagens podem ser obtidas em relação a outros modelos, como a confiabilidade em grande faixa de temperatura, uma estrutura simples e de pequeno tamanho. Não possuem peças móveis sujeitas a desgastes mecânicos, o que contribui para aumentar a sua vida útil [2],[7]. Dentre suas aplicações, destaca-se como instrumento de avaliação não-destrutiva (*Non-Destructive Evaluation* - NDE), principalmente para monitoramento de falhas e diagnósticos de máquinas rotativas [8]. São classificados como sensores de indutância ou indutivos que necessitam de excitação e devem ser distinguidos dos modelos de indução passivos.

Estes sensores constituem-se de quatro elementos básicos: o circuito sintonizado e o circuito ativo, que formam o oscilador, o circuito de detecção e o circuito de ativação de saída. Com a aproximação de um objeto, o efeito das correntes induzidas pode ser verificado a partir da alteração não linear na impedância da bobina [9]-[10]. A idéia principal a ser explorada é o desenvolvimento de um sistema capaz de detectar alvos a longas distâncias, por exemplo, entre 8mm e 12mm.

Com o objetivo de reduzir custos durante a produção, deseja-se diminuir o uso de componentes discretos dispendiosos e obter uma otimização do processo produtivo e do seu circuito. Com isto, diversos esforços buscando a integração de um maior número de componentes têm sido investidos na sua miniaturização. Pesquisas recentes com aplicações em micro-sistemas e micro-mecânica, como a robótica, exigem a utilização destes sensores em tamanhos cada vez mais reduzidos [11]-[13].

Pelas características exigidas, a parte de maior complexidade no circuito está no oscilador. Serão avaliadas duas topologias para se obter uma maior confiabilidade na integração. A primeira baseia-se em um amplificador operacional com realimentação positiva, similar a outras encontradas na prática [14]-[16]. O segundo modelo é formado por um par de

transistores com acoplamento cruzado e transcondutância negativa. O estado da arte desta configuração [17]-[20] mostra seu uso para detectar pequenos deslocamentos entre o alvo e o sensor, por exemplo, entre 1,5mm e 3mm. Neste trabalho, o seu desempenho será avaliado para deslocamentos maiores.

1.3 Estrutura da dissertação

O Capítulo 2 apresenta um estudo sobre sensores indutivos, cujo objetivo é a análise sobre o tipo que utiliza corrente induzida. São discutidas suas características gerais e detalhado o seu princípio físico e seu comportamento. Realizam-se experimentos práticos e simulações com as bobinas empregadas normalmente e são feitas considerações sobre a influência do acoplamento indutivo em seu desempenho global.

O Capítulo 3 aborda um modelo de oscilador utilizado na construção do circuito responsável pelas oscilações, incluindo as compensações das perdas no circuito sintonizado. Analisa-se, ainda, a detecção do alvo nas proximidades da face sensora do dispositivo. Esse primeiro oscilador utiliza um amplificador operacional com realimentação positiva e são verificadas suas partes principais. Seu comportamento é analisado teoricamente e validado por experimentos e simulações.

O Capítulo 4 apresenta um segundo modelo de oscilador, com o mesmo propósito do primeiro. Baseia-se em um par de transistores com acoplamento cruzado, no qual se aplica o conceito de resistência negativa. Analisam-se suas principais propriedades, seu comportamento, juntamente com os demais blocos que constituem o sensor. São levantadas a melhor relação entre a largura (W) e o comprimento (L) dos transistores do circuito ativo e o sensoriamento de objetos metálicos às distâncias de 12mm e 8mm. Também são investigados o consumo total de potência e o comportamento do circuito em função da temperatura. O intuito é comparar as duas topologias e selecionar a melhor opção para o processo de integração do circuito empregado na construção de todo o dispositivo. O último capítulo é dedicado aos comentários, conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentos sobre sensores indutivos

2.1 Introdução

Os sensores indutivos de proximidade são dispositivos magnéticos capazes de medir a alteração do fluxo magnético de uma bobina e entre duas ou mais bobinas [9]. Esta alteração é provocada pela presença de um objeto metálico frente à face sensora que é a superfície na qual ocorre o aparecimento do campo eletromagnético. Isto ocasiona alteração da relutância magnética R_m e, conforme o material, modifica a permeabilidade efetiva do circuito magnético [2]. Como consequência, o valor da indutância L da bobina sofrerá modificações.

Por definição, a indutância é dada por

$$L = N \frac{\partial \phi}{\partial I} \quad (2.1)$$

onde N é o número de espiras da bobina, ϕ é o fluxo magnético em webers (Wb) e I é a corrente do circuito. Como a variação do fluxo magnético é proporcional à variação da corrente, tem-se:

$$L = N \frac{\partial}{\partial I} \left(N \frac{\partial I}{R_m} \right) = \frac{N^2}{R_m} \quad (2.2)$$

Esta equação pode ser utilizada em situações dinâmicas de baixa frequência. Em frequências muito elevadas surgem outros efeitos que não permitem estabelecer esta relação de forma exata. A relutância magnética é dada por

$$R_m = \frac{\ell}{\mu_r \mu_0 A_b} \quad (2.3)$$

onde ℓ é o comprimento do percurso do fluxo em metros, A_b é a área da seção transversal da bobina em metros quadrados, μ_r é a permeabilidade magnética relativa do material e μ_0 é a permeabilidade do vácuo em henrys por metro (H/m).

A partir da variação da relutância magnética, vários tipos de sensores indutivos foram desenvolvidos, como os transformadores lineares diferenciais variáveis (*Linear Variable Differential Transformers* - LVDTs), sensores indutivos de velocidade angular, sensores de distância de corrente induzida (*eddy*), objeto deste trabalho, entre outros.

2.2 Características gerais e princípio físico dos sensores de corrente induzida

Nos sensores de corrente induzida, a face sensora, representada pela bobina, é disposta paralelamente ao alvo metálico que se deseja detectar e seu comportamento baseia-se na lei da indução eletromagnética (lei de Faraday) [6], como indicado na Figura 2.1. Uma corrente variável no tempo i_1 , fluindo através da bobina do sensor produz um campo magnético h_1 variável no tempo. Se um condutor aproximar-se da bobina, este campo magnético induz nele uma corrente i_2 . A corrente circular induzida (*eddy*) produz, em um plano perpendicular, um campo magnético h_2 oposto à h_1 . Isto causa uma redução do campo original [7] e conseqüentemente, aparece uma indutância mútua entre a face sensora e o alvo metálico e observa-se uma variação na impedância da bobina.

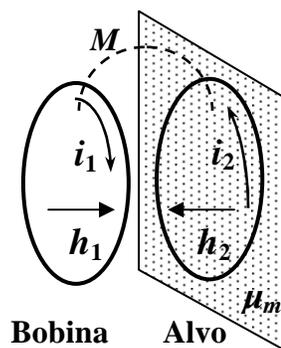


Figura 2.1 - Princípio físico dos sensores baseados em corrente circulares induzidas.

O efeito resultante das correntes induzidas depende da profundidade de penetração no condutor. A teoria eletromagnética demonstra que em um plano condutor semi-infinito, a densidade de corrente J varia a partir da superfície segundo a lei

$$J = J_0 e^{-(1+j)z/\delta} = J_0 e^{-z/\delta} e^{-jz/\delta} \quad (2.4)$$

onde J_0 é a densidade de corrente na superfície do condutor, z é a distância perpendicular à superfície do condutor e δ é a profundidade de penetração em metros, dada por:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_m \sigma_c}} \quad (2.5)$$

Nesta expressão, f é a frequência em hertz (Hz), μ_m a permeabilidade magnética do meio e σ_c a condutividade do meio em siemens por metro (S/m). Segundo esta lei de variação, a amplitude da densidade de corrente

$$|J| = J_0 e^{-z/\delta} \quad (2.6)$$

cai abaixo de 1% do valor na superfície do meio J_0 quando $z \geq 5\delta$. Ou seja, mais de 99% da corrente concentra-se em uma espessura inferior a 5δ , como mostrado na Figura 2.2. O gráfico foi traçado no programa Matlab[®] com valores normalizados $|J|/J_0$ no eixo das ordenadas e z/δ no eixo das abscissas.

Nota-se que δ diminui com o aumento da frequência, resultando em uma concentração progressiva da corrente na superfície condutora, fato conhecido como efeito pelicular [21]. Como consequência, tem-se uma redução na área de condução o que levará a uma alteração na resistência da bobina. O efeito pelicular influi também na auto-indutância desse material, em função de alterações da sua corrente interna.

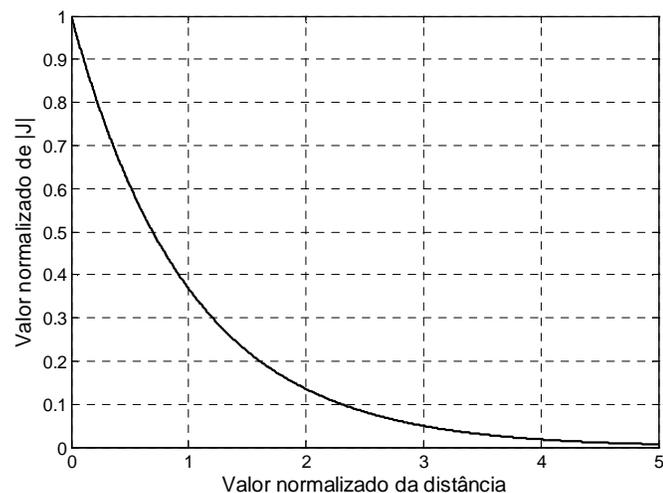


Figura 2.2 - Variação da densidade de corrente em um condutor em relação à distância a contar da superfície do condutor.

A Figura 2.3(a) exibe um esquema de um transformador com núcleo de ar que pode ser utilizado para modelar a bobina (enrolamento primário representado por L_1 e R_1) e o alvo (enrolamento secundário simbolizado por L_2 e R_2). Um modelo mais complexo exige a adição de componentes parasitas, tais como capacitâncias, resistências e outros efeitos de menor relevância neste estudo. As perdas nos enrolamentos podem ser agrupadas na resistência associada em série. Na frequência de operação do sensor, os efeitos das capacitâncias parasitas (C_{par}) podem ser desprezados. Analisando o lado da face sensora sem considerar a interferência do alvo, tem-se:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad (2.7)$$

Refazendo esta mesma análise, porém considerando a presença do objeto metálico, observa-se que

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (2.8)$$

onde I_1 e I_2 são as correntes que circulam no primário e secundário, respectivamente, e M é a indutância mútua no transformador. No lado do alvo, tem-se:

$$I_2 = \frac{-j\omega M I_1}{R_2 + j\omega L_2} \quad (2.9)$$

Utilizando (2.7), (2.8) e (2.9), obtém-se a impedância equivalente da bobina:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} - j\omega \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \quad (2.10)$$

Observa-se em (2.10) que a indução mútua influi nas parcelas real e imaginária da impedância resultante da bobina de excitação, conduzindo aos novos valores

$$R_s = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \cong R_1 + \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2 \quad (2.11)$$

$$L_s = L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \cong L_1 - \frac{M^2}{L_2} \quad (2.12)$$

em que os primeiros termos do membro da direita de (2.11) e (2.12) valem quando $(\omega L_2)^2 \gg (R_2)^2$.

Na Figura 2.3(b) a impedância complexa da bobina passa a ser representada por um circuito série formado por uma indutância L_s e uma resistência R_s equivalentes. Neles são considerados

os efeitos da presença do alvo [2]. A relação entre essa impedância e a distância do objeto é não linear e também verifica-se a influência da temperatura nas características da face sensora [10]. No final deste capítulo serão apresentados experimentos que mostram a alteração de parâmetros da bobina de acordo com a variação térmica.

Os elementos resistivos são responsáveis pelo amortecimento da oscilação, com influências atribuídas à resistência própria do indutor e a outros efeitos resistivos a ele associados. Quando um alvo aproximar-se da face sensora, as intensidades das correntes induzidas aumentam, provocando uma redução do fluxo magnético da bobina. Conseqüentemente, ocorrerá decréscimo na amplitude de oscilação do sinal no circuito sintonizado, pelo aumento da resistência da bobina e redução da sua indutância.

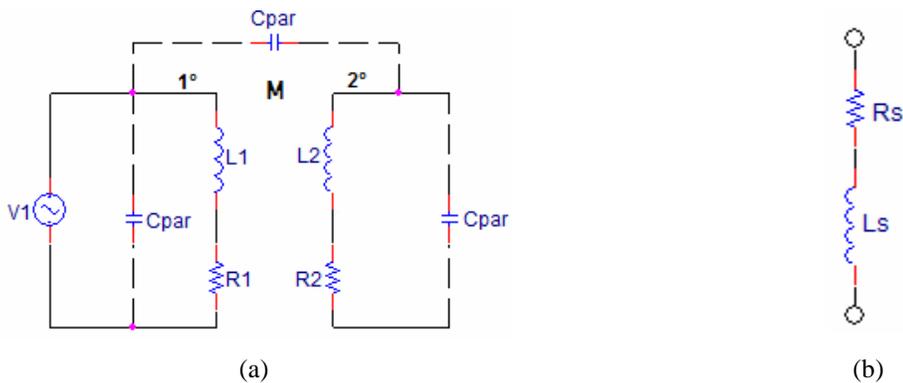


Figura 2.3 - (a) Sensor de corrente induzida modelado como um transformador. (b) Simplificação do modelo para um circuito LR série.

Um circuito deve ser projetado para detectar a variação da impedância e indicar a presença de um alvo frente à face sensora. Este dispositivo é representado pelo diagrama em blocos da Figura 2.4.

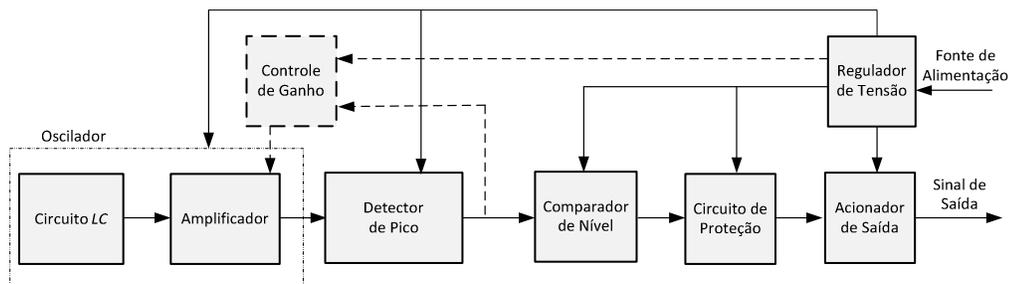


Figura 2.4 - Diagrama em blocos do sistema para detecção do efeito de correntes induzidas no alvo.

A primeira parte do sistema é o oscilador, composto pelo circuito sintonizado LC e por um amplificador com realimentação positiva. Esse último bloco proporciona a sustentação das oscilações por meio da compensação da perda periódica de energia, como será discutido posteriormente.

Este sinal alternado passará por um detector de pico e em sua saída será obtido um nível médio máximo de tensão. Parte deste valor atuará no ajuste da resistência dinâmica do bloco de controle de ganho do oscilador. Algumas topologias de sensor [17]-[20] dispensam a utilização desse bloco, motivo pelo qual as ligações relacionadas a este bloco estão tracejadas. A tensão contínua obtida será comparada com um valor de referência. Se for menor, houve a detecção de um objeto metálico. Caso contrário, esse não estava dentro dos limites de sensoriamento. O sinal resultante do comparador passará por um circuito de proteção contra eventuais curtos-circuitos e sobrecorrentes. Posteriormente, será responsável pelo acionamento do circuito de saída e obtém-se a indicação de presença ou ausência do alvo. Para desenvolvimento de dispositivos utilizados em ambientes industriais, faz-se necessário a inclusão dos dois últimos blocos. A presença de um regulador de tensão permite converter a tensão de alimentação externa para um valor menor, utilizado nos blocos internos do sistema.

Este tipo de sensor pode possuir uma blindagem metálica que reveste o núcleo de ferrita da bobina e o circuito responsável pelo tratamento do sinal, conforme ilustrado na Figura 2.5(a). Desta maneira, é possível que o campo eletromagnético fique concentrado apenas em sua face sensora, isto é, a superfície na qual ocorre a emersão deste campo. Caso o sensor não possua esta blindagem, o campo eletromagnético irá emergir na superfície frontal e lateral da sua face sensora, permitindo um maior alcance para a detecção de um objeto metálico, como exemplificado na Figura 2.5(b) [10]. Na Figura 2.6, tem-se a imagem de sensores indutivos [22] onde se observam duas amostras não-blindadas (parte (a) e (c)) e uma blindada (parte (b)).

Serão utilizadas características e configurações de sensores indutivos não-blindados cujo diâmetro do invólucro plástico da bobina do circuito sintonizado é igual a 18mm. Utiliza-se a nomenclatura M18 para se referir a esses sensores. Para simplificação, como o diâmetro da bobina é muito próximo ao do invólucro que compõe o sensor, as bobinas utilizadas em medições, experimentos e simulações serão referenciadas como M18. Esses componentes possuem enrolamentos com fio de cobre e núcleo de ferrita.

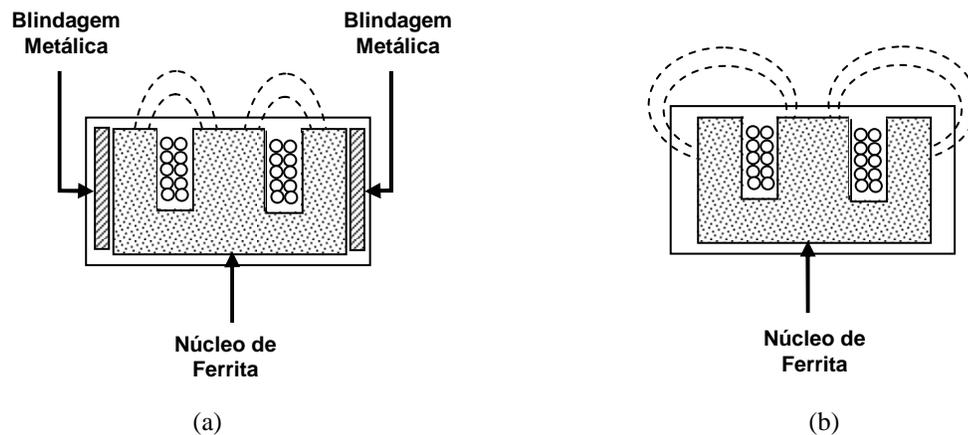


Figura 2.5 - Sensor com (a) blindagem e (b) sem blindagem metálica ao redor da face sensora do dispositivo.

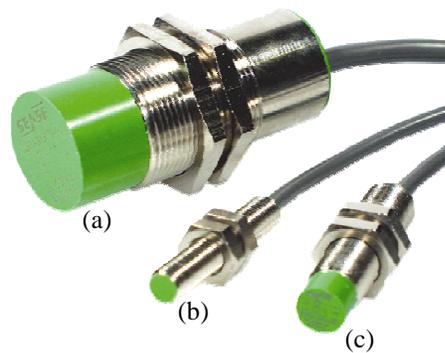


Figura 2.6 - (a) e (c) Amostras de sensores indutivos com a ausência e (b) a presença de blindagem metálica na face sensora.

2.3 Comportamento do circuito sintonizado

O circuito sintonizado dos sensores indutivos pode ser representado pela associação RLC série-paralelo mostrada na Figura 2.7, onde L_s e R_s representam a indutância e a resistência série do indutor. Esse último elemento corresponde à resistência do condutor modificada pelo efeito pelicular [21]. Desta forma, em um regime dinâmico senoidal este componente possui impedância complexa, cujo valor sofre alteração de acordo com a aproximação de um alvo, como observado em (2.11) e (2.12).

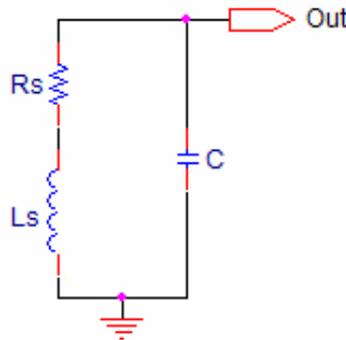


Figura 2.7 - Circuito sintonizado RLC série-paralelo de sensores indutivos com bobina M18.

Nesta análise, o capacitor é ligado em paralelo com o indutor real, como na Figura 2.7. No domínio da frequência, este circuito pode entrar em ressonância, que acontece quando sua impedância tornar-se puramente real, com tensão e corrente em fase. Considerando Z_s a impedância complexa do indutor real e Y_t a admitância total do circuito, seus valores são:

$$Z_s = R_s + j\omega L_s \quad (2.13)$$

$$Y_t = j\omega C + \frac{1}{R_s + j\omega L_s} = \frac{R_s}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} + j\omega \left\{ C - \frac{L_s}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \right\} \quad (2.14)$$

Logo, a impedância total do circuito e o quadrado do seu módulo, considerando a influência do alvo por meio de R_s e L_s , são dados por

$$Z_t(s) = \frac{R_s + L_s s}{L_s C s^2 + R_s C s + 1} \quad (2.15)$$

$$|Z_t(s)|^2 = \frac{R_s^2 + L_s^2 \omega^2}{(1 - L_s C \omega^2)^2 + R_s^2 C^2 \omega^2} \quad (2.16)$$

onde se usou $s = j\omega$. A equação (2.16) mostra que a magnitude de Z_t possuirá um máximo na frequência para a qual sua derivada em relação a ω for igual a zero, o que ocorre em um valor particular $\omega = \omega_{RM}$. Na Figura 2.8(b) observa-se uma fase não-nula no ponto em que há o máximo módulo da impedância. Por este motivo, ω_{RM} difere da frequência de ressonância do circuito. Porém, quando $\omega_{RM} L_s \gg R_s$, esta frequência praticamente coincide com a de ressonância. Para $\omega < \omega_{RM}$, observa-se um comportamento indutivo, com o argumento da impedância positivo, e para $\omega > \omega_{RM}$, tem-se um efeito capacitivo, em que sua fase apresenta valores negativos [23]. Essa descrição é representada pelos gráficos de módulo e fase da

impedância na Figura 2.8. A Figura 2.8(a) foi obtida através de (2.16) e o resultado da Figura 2.8(b) foi extraído de (2.15).

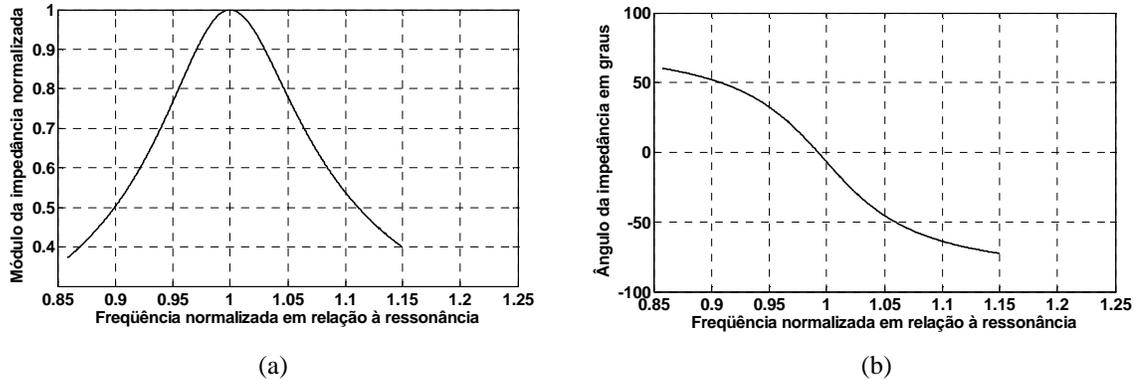


Figura 2.8 - Comportamento da impedância do circuito RLC analisado em função da frequência. (a) Comportamento de seu módulo em valores normalizados em relação ao máximo. (b) Ângulo da impedância em graus.

Analisando (2.14), conclui-se que a indutância e a resistência série do circuito podem ser transformadas em uma topologia equivalente paralela, como na Figura 2.9. A resistência e a indutância nesta nova configuração são representadas por R_p e L_p e seus valores são encontrados a partir da primeira parcela e do último termo do membro da direita dessa equação que estão explícitos em termos de condutância e susceptância. Deduz-se que suas relações com a versão série do circuito são calculadas por

$$R_p = \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s} + R_s = Q^2 R_s + R_s = R_s (1 + Q^2) \quad (2.17)$$

$$L_p = L_s + \frac{R_s^2}{\omega^2 L_s} = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \quad (2.18)$$

onde Q é o fator de qualidade ou fator de mérito do circuito, definido como a relação entre a energia de pico armazenada e a energia média dissipada por ciclo, na frequência especificada [24]. Utilizando este conceito, para o circuito constituído de resistência e indutância em série, seu valor resume-se à relação entre a potência reativa que corresponde à indutância e a potência dissipada na resistência:

$$Q = \frac{I^2 \omega L_s}{I^2 R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (2.19)$$

Quando este fator for muito grande em (2.19) tem-se $L_p \cong L_s$ e a resistência paralela equivalente vale Q^2 vezes a resistência série R_s .

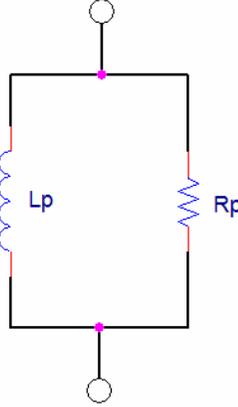


Figura 2.9 - Associação paralela da impedância de uma bobina.

Com esta modelagem, a frequência de ressonância para o circuito da Figura 2.7 ocorre quando os termos da susceptância anularem-se. Chamando ω_R a frequência angular de ressonância e f_R a correspondente em hertz, seus valores são obtidos com a seqüência:

$$C - \frac{L_s}{R_s^2 + (\omega_R L_s)^2} = 0 \quad (2.20)$$

$$\omega_R = \sqrt{\frac{1}{L_s C} - \frac{R_s^2}{L_s^2}} = 2\pi f_R \quad (2.21)$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C} - \frac{R_s^2}{L_s^2}} \quad (2.22)$$

Para o circuito em condição de ressonância, o fator de mérito é especificado para esta frequência, ou seja, em (2.19) particulariza-se $\omega = \omega_R$. O seu valor influi na resposta em frequência do circuito. A largura de faixa Δf , definida pela diferença entre as frequências nas quais a tensão em seus terminais cai de 3dB em relação ao valor máximo, depende do valor do fator de mérito. Pode-se demonstrar que este parâmetro na frequência de ressonância assume o valor:

$$Q = \frac{\omega_R L_s}{R_s} = \frac{f_R}{\Delta f} = \frac{\omega_R}{\Delta \omega} \quad (2.23)$$

Adotando o conceito de fator de mérito a partir da relação entre a potência reativa e a potência dissipada, para o circuito equivalente paralelo tem-se

$$Q = \frac{V^2 / \omega_R L_p}{V^2 / R_p} = \frac{R_p}{\omega_R L_p} \quad (2.24)$$

que tem valor idêntico ao do circuito LR série. Levando em conta que a perda é muito pequena, o segundo termo de (2.21) pode ser desprezado e simplifica-se o cálculo de ω_R . Substituindo o seu valor em (2.24) e considerando que $L_p \cong L_s$, o fator de mérito para este circuito torna-se:

$$Q = R_p \sqrt{\frac{C}{L_p}} \quad (2.25)$$

2.4 Condições de oscilação do circuito

Sob uma excitação inicial, o circuito sintonizado pode entrar em oscilação pelo fato de ocorrer uma troca periódica de energia entre o capacitor e o indutor. A resistência do circuito é responsável pelo amortecimento das oscilações pelo fato de converter parte da energia em calor (efeito Joule). Considerando que a impedância de carga nos terminais de saída do circuito sintonizado seja muito elevada, a frequência de oscilação é obtida pela solução da equação diferencial da associação série formada pela indutância, capacitância e resistência de perda. Escrevendo as diferenças de potencial nos elementos e derivando em relação ao tempo, encontra-se:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R_s}{L_s} \frac{di}{dt} + \frac{i}{L_s C} = 0 \quad (2.26)$$

A solução para a corrente pode ser da forma:

$$i = A_t e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.27)$$

Nesta expressão, A_t é amplitude ou valor máximo, α é o fator de amortecimento temporal, associado à resistência R_s em série com a indutância L_s , dado em nepers por segundo, e ω_0 é a frequência de oscilação do circuito LR série equivalente. A Figura 2.10 ilustra o comportamento típico de (2.27) no domínio do tempo. O efeito da resistência de perda sobre a

amplitude indica seu decréscimo com o tempo, em vista da periódica conversão de parte da energia eletromagnética em calor.

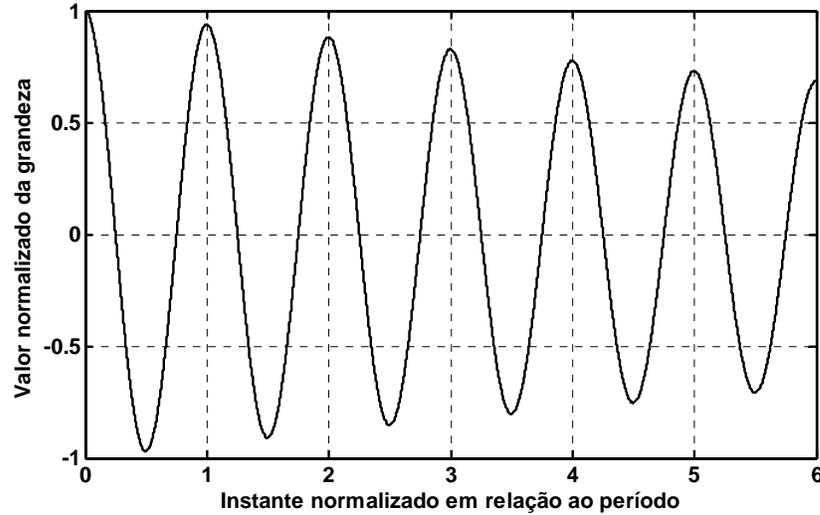


Figura 2.10 - Comportamento típico da função obtida a partir da excitação do circuito RLC.

Para a identificação dos coeficientes envolvidos na solução, substitui-se (2.27) na equação diferencial original e seus valores devem verificar essa equação. Então:

$$(-\omega_0^2 + \alpha^2)i + 2\alpha\omega_0 A_t e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi) + \frac{R_s}{L_s} \{-\alpha i - \omega_0 A_t e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi)\} + \frac{i}{L_s C_s} = 0 \quad (2.28)$$

Como as funções *sen* e *cos* são linearmente independentes, a equação anula-se quando os respectivos coeficientes forem nulos. Impondo esta condição, significa que α , ω_0 e f_0 são encontrados por

$$\alpha = \frac{R_s}{2L_s} \quad (2.29)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \frac{R_s^2}{4L_s^2}} = 2\pi f_0 \quad (2.30)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \frac{R_s^2}{4L_s^2}} \quad (2.31)$$

onde f_0 é a correspondente de ω_0 em hertz.

Comparando (2.31) e (2.22), verifica-se que a frequência de oscilação difere da frequência de ressonância do circuito da Figura 2.7. As duas expressões tornam-se iguais quando a

resistência série R_s for nula e serão aproximadamente iguais quando $(1/L_s C) \gg (R_s/L_s)^2$. Os valores envolvidos no fator de atenuação mostram que ele relaciona-se com o fator de mérito do circuito LR série na frequência de oscilação, como já discutido. De (2.29) tem-se:

$$\alpha = \frac{R_s}{2L_s} = \frac{\omega_0 R_s}{2\omega_0 L_s} = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (2.32)$$

Como os valores de L_s e R_s da bobina são funções do deslocamento entre o alvo e o sensor, Q é dependente da posição desse elemento. Tomando por base a expressão original para este fator e utilizando $\omega = \omega_0$, a sua dependência com a distância pode ser representada por:

$$Q(x) = \frac{\omega_0 L_s(x)}{R_s(x)} \quad (2.33)$$

cujo mesmo raciocínio pode ser usado para $\omega = \omega_R$.

2.5 Experimentos e simulações com o circuito sintonizado

2.5.1 Comportamento das frequências críticas

Na Tabela A1, no anexo A, são apresentados os valores da indutância e resistência série de uma bobina M18, em função da distância sensora. Essa distância é influenciada pelo diâmetro da bobina e pela potência disponível para gerar o campo eletromagnético [5]. Para estas medições, foram utilizados o medidor de LCR modelo 6379 da Microtest, um micrômetro para aferir a distância e um alvo padrão de aço carbono 1020. Este último é um objeto metálico padronizado para medidas comparativas de distâncias de sensoriamento. Através de uma varredura na frequência, foi obtido o ponto de melhor fator de mérito da bobina. A partir desta frequência, foi possível posicionar a bobina com o maior afastamento permitido pelo micrômetro. Desse local, foi-se aproximando-a em relação ao alvo padrão. Para cada nova posição, foram obtidos os valores de sua indutância e de sua resistência série equivalente, limitados, aproximadamente, à faixa entre $96\mu\text{H}$ e $101\mu\text{H}$ e entre 1Ω e 37Ω .

Com os dados da Tabela A1 e o programa Matlab[®], foram feitas simulações com o intuito de verificar o comportamento do circuito da Figura 2.7. Utilizaram-se capacitores cujos valores referem-se aos usuais de sensores que possuem distâncias sensoras de 8mm e de 12mm.

Utilizando (2.22) e (2.31), foram obtidos os gráficos das frequências de ressonância e de oscilação para a bobina M18, indicados na Figura 2.11. Para maiores deslocamentos notam-se modificações pequenas destas frequências em consequência do deslocamento do alvo, principalmente nas proximidades das distâncias sensoras acima citadas.

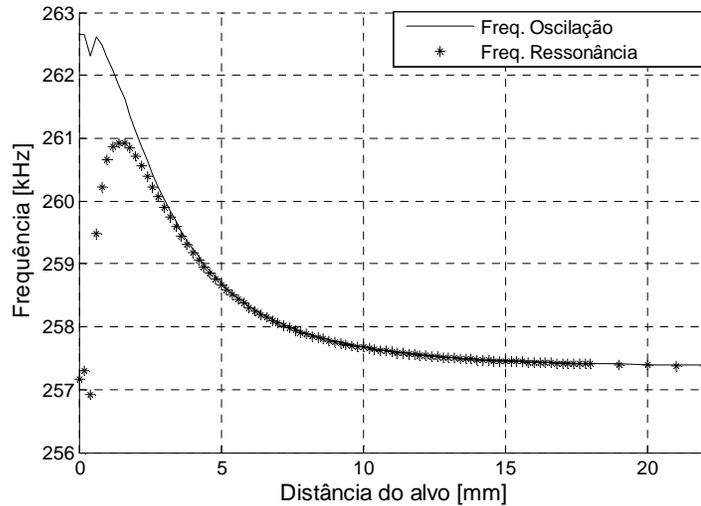


Figura 2.11 - Frequências de oscilação e de ressonância da bobina M18 em função de seu afastamento a partir do alvo.

2.5.2 Comportamento da indutância e da resistência da bobina

A partir de (2.17) e (2.18), obtiveram-se os valores de resistência e indutância paralela equivalentes, listados na Tabela A1. Nas Figuras 2.12 e 2.13 apresentam-se os gráficos da indutância série e paralela em função da distância. Observa-se que à medida que o alvo aproxima-se da face sensora ocorre redução da indutância série e paralela. Na Figura 2.14 visualiza-se a relação entre a indutância paralela e a indutância série da bobina ensaiada. Na maior parte da distância analisada, as indutâncias série e paralela são quase diretamente proporcionais entre si, ainda que com diferença pouco significativa entre seus valores (em módulo, o erro máximo foi inferior a $\pm 2\%$).

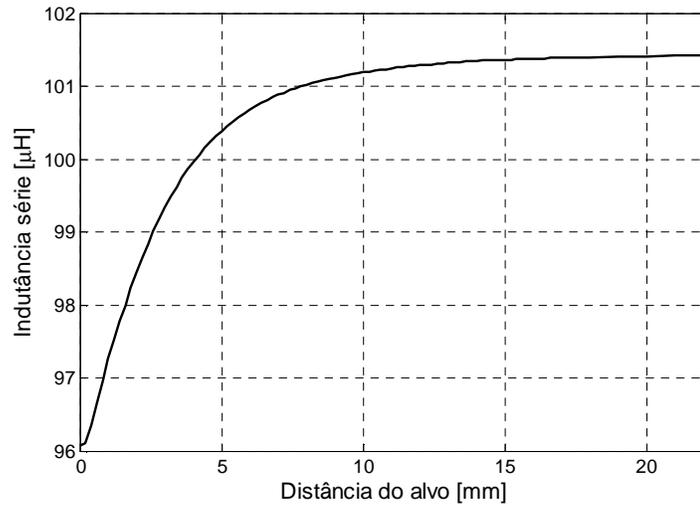


Figura 2.12 - Indutância série em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.

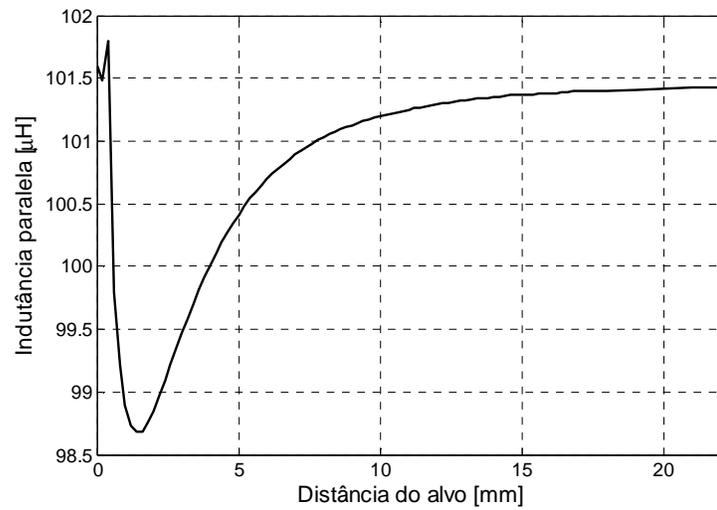


Figura 2.13 - Indutância paralela equivalente da bobina M18 em função da separação do alvo.

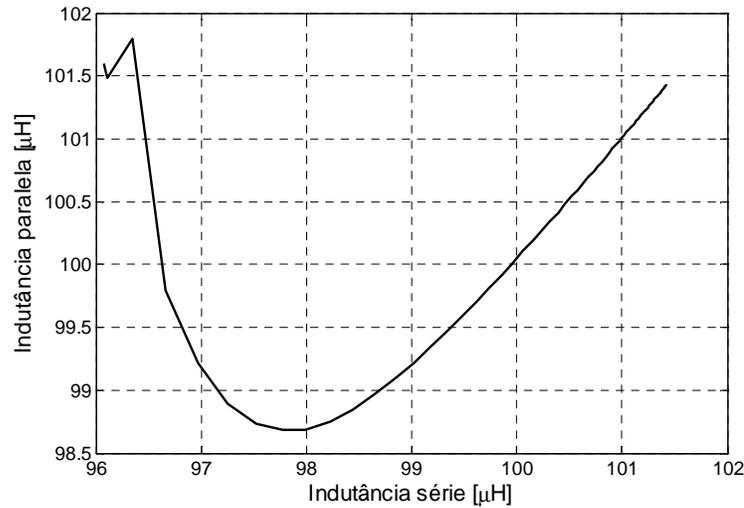


Figura 2.14 - Relação entre os valores de indutância paralela e indutância série da bobina ensaiada em função da separação do alvo.

Para complementar a análise dos efeitos de aproximação, nas Figuras 2.15 e 2.16 apresentam-se os gráficos da resistência série e resistência paralela em função da distância. Observa-se que à medida que se aumenta a separação entre a bobina e o alvo, a resistência equivalente série diminui. Em consequência, tem-se um valor progressivamente maior para a resistência do circuito paralelo resultante. Na Figura 2.17, visualizam-se estes dois comportamentos.

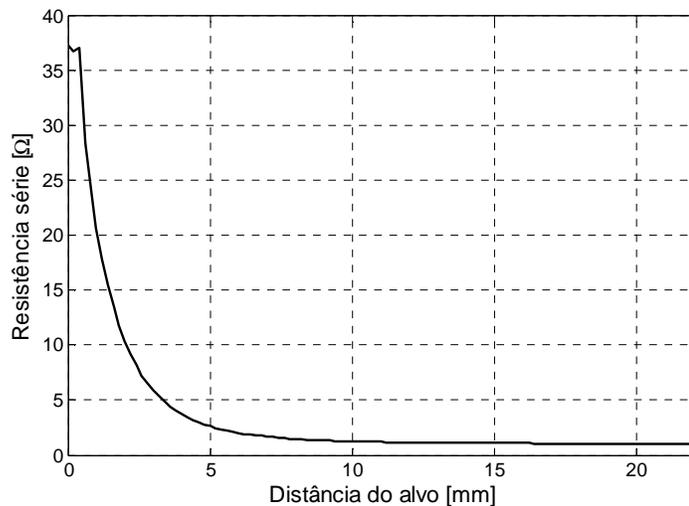


Figura 2.15 - Resistência série em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.

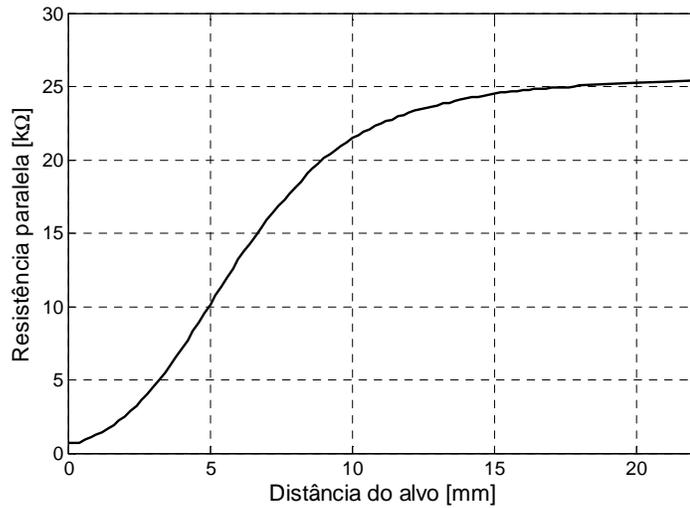


Figura 2.16 - Resistência paralela equivalente da bobina M18 em função da separação do alvo.

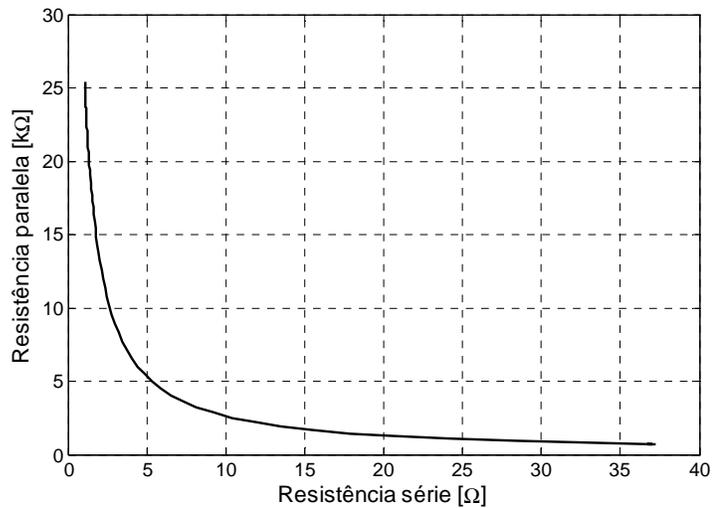


Figura 2.17 - Relação entre os valores de resistência paralela e resistência série da bobina ensaiada em função da separação do alvo.

A Figura 2.18 apresenta o gráfico do fator de qualidade Q do sensor em função da distância. Com o emprego de (2.23), utilizou-se a frequência de ressonância para o cálculo deste parâmetro. Os valores de indutância e resistência série são os da Tabela A1, obtidos através de uma frequência fixa que corresponde ao ponto de melhor Q da bobina. O ponto de melhor Q do circuito sintonizado (≈ 153) difere do ponto de maior Q da bobina ($\approx 179,5$), como se evidencia na Figura 2.21. Na Figura 2.18 também são exibidos os gráficos de Q do sensor com o uso de (2.25) e (2.33) na frequência de oscilação. Como já afirmado, os resultados são

os mesmos encontrados com (2.23) e (2.25). Os valores obtidos para (2.33) também são praticamente iguais aos das duas últimas expressões, pois como R_s é pequeno, $\omega_0 \approx \omega_R$.

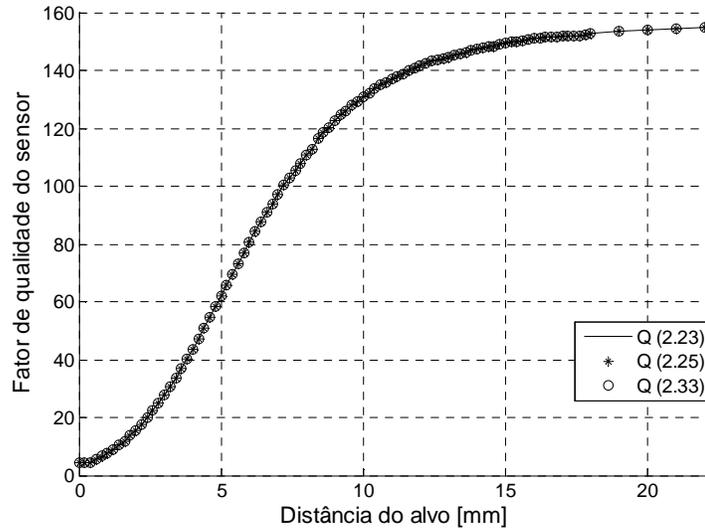


Figura 2.18 - Fator de qualidade Q do sensor em função da distância da bobina M18 em relação ao alvo.

2.5.3 Influência da temperatura

Outro fator importante é a análise do comportamento do sensor para diferentes temperaturas. Deve-se garantir o seu funcionamento dentro dos parâmetros especificados em uma faixa de -25°C a 70°C , conforme a norma IEC 60947-5-2 [4]. O componente que mais altera sua característica com a temperatura é a bobina. Com o medidor de LCR e uma câmara térmica, foram obtidos os valores de resistência e indutância série e também do fator de qualidade para a bobina M18, em função da frequência. As medidas foram realizadas para as temperaturas de -25°C , 25°C e 70°C . Durante as medições, a frequência foi modificada continuamente de 20Hz a 800kHz, com incrementos de 1kHz.

Nas Figuras 2.19, 2.20 e 2.21 observam-se os comportamentos em função da frequência para as temperaturas especificadas. Verifica-se um fator de qualidade de aproximadamente 179,5. A frequência de 273kHz correspondente a este valor foi utilizada para obtenção dos valores de L_s e R_s apresentados na Tabela A1. Na Figura 2.19, para esta frequência obtêm-se um aumento da resistência série de aproximadamente 10%, para a amostra a -25°C e a 70°C , em relação à temperatura de 25°C . Na figura 2.20, nesta mesma frequência, observa-se uma redução de 0,57% para a indutância série a -25°C e um acréscimo de 0,24% para este

parâmetro a 70°C. Na Figura 2.21 observa-se no ponto de maior Q , uma redução em seu fator de qualidade de 9,3% para as temperaturas de -25°C e 70°C, em relação ao valor na temperatura de 25°C.

As variações de temperatura podem ocasionar falsos acionamentos e desacionamentos do sensor indutivo comprometendo o seu funcionamento. Assim, para a utilização deste dispositivo em temperaturas diferentes das usuais é necessário o desenvolvimento de uma estratégia para compensação térmica.

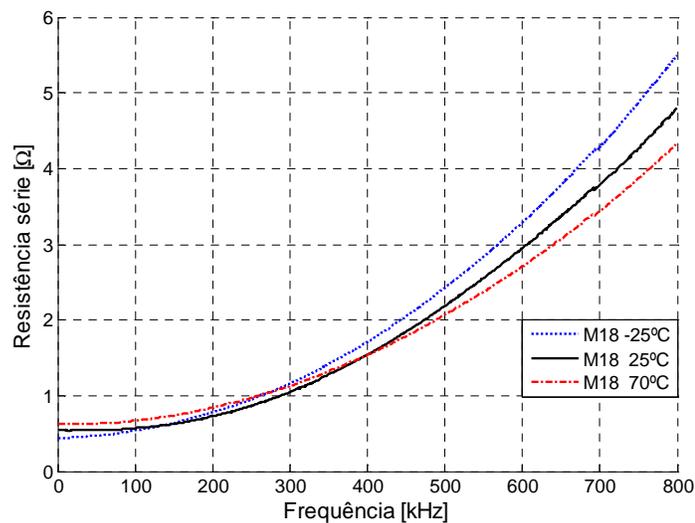


Figura 2.19 - Resistência série em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C, 25°C e 70°C.

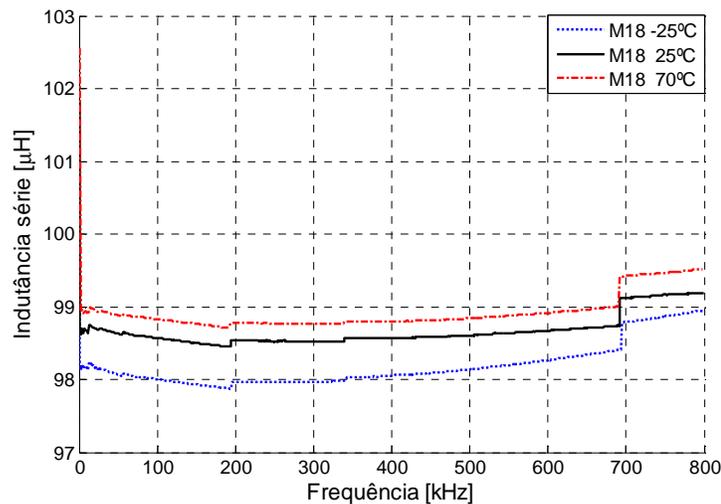


Figura 2.20 - Indutância série em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C, 25°C e 70°C.

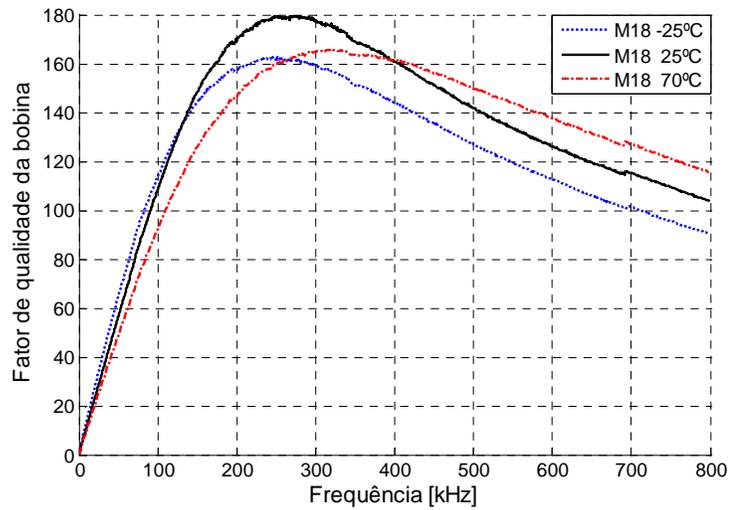


Figura 2.21 - Fator de qualidade Q da bobina em função da frequência para a bobina M18 nas temperaturas de -25°C , 25°C e 70°C .

Capítulo 3

Oscilador com amplificador operacional

3.1 Introdução

Demonstrou-se que uma excitação em um circuito sintonizado *RLC* pode originar uma oscilação amortecida pelas perdas de potência nos elementos. Essas perdas podem ser compensadas por meio de um circuito de amplificação com realimentação adequada. Neste capítulo, serão realizadas análises teóricas, simulações e medições com o circuito de um sensor indutivo cujo oscilador possui um amplificador operacional adequado para a faixa de frequências e tensões necessárias. Serão utilizados modelos de bobinas M18 no circuito. A topologia a ser demonstrada proporciona condições para que as perdas no circuito sintonizado sejam compensadas e a oscilação seja estabilizada.

3.2. Descrição do diagrama em blocos de um amplificador realimentado

O diagrama em blocos de um amplificador com realimentação consiste de um bloco de amplificação de ganho A em ausência da realimentação, conhecido como ganho de malha aberta, e um bloco que toma uma amostra do sinal de saída e reintroduz na entrada. O valor deste último sinal depende do fator de realimentação β . O diagrama básico está representado na Figura 3.1, com indicação da soma do sinal de retorno com a excitação original do circuito.

A combinação do sinal original de entrada E_i com o valor de retorno βE_o constitui o sinal total de excitação na entrada do bloco de ganho A , identificado por E_e . Com esta configuração, verifica-se que o sinal de saída é descrito como:

$$E_o = AE_e = A(E_i + \beta E_o) \quad (3.1)$$

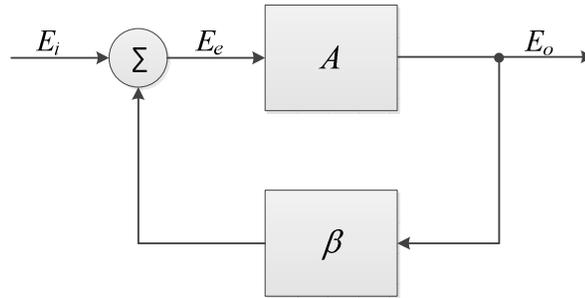


Figura 3.1 - Diagrama em blocos de amplificadores realimentados, destacando as funções de ganho e de realimentação.

O ganho do circuito realimentado A_f ou ganho de malha fechada é obtido relacionando-se a tensão de saída e a tensão de entrada. Assim,

$$A_f = \frac{E_o}{E_i} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (3.2)$$

onde o produto $A\beta$ é denominado o ganho de malha ou de laço.

O oscilador é composto por elementos resistivos e outros capazes de armazenar energia, como indutores e capacitores. A análise no domínio da frequência deve considerar os módulos e fases dos valores associados aos blocos [25]. Sejam

$$A = |A| \angle \theta \quad (3.3)$$

$$\beta = |\beta| \angle \xi \quad (3.4)$$

e a expressão geral do ganho e do respectivo módulo com realimentação tornam-se:

$$A_f = \frac{|A| \angle \theta}{1 - |A| |\beta| [\cos(\theta + \xi) + j \operatorname{sen}(\theta + \xi)]} \quad (3.5)$$

$$|A_f| = \frac{|A|}{\sqrt{1 + (|A| |\beta|)^2 - 2|A| |\beta| \cos(\theta + \xi)}} \quad (3.6)$$

Analisando (3.6), quando a soma de θ e ξ resultar em um ângulo do primeiro e quarto quadrantes, isto é, $-\pi/2 < (\theta + \xi) < \pi/2$, o módulo do ganho do circuito realimentado será maior do que o ganho sem realimentação e tem-se uma realimentação positiva. Por outro lado, quando a soma destes argumentos resultar em um ângulo do segundo ou terceiro quadrantes, o ganho A_f será menor do que A . Nesta condição, tem-se uma realimentação negativa [25].

Sob condição de oscilação e sinal de saída estável, sem necessidade de um sinal aplicado na entrada, as expressões anteriores indicam que o ganho com realimentação cresce indefinidamente. Isto exige que se tenha $|A||\beta| \rightarrow 1$ e $\cos(\theta + \zeta) \rightarrow 1$. Logo, o deslocamento total de fase entre a excitação e o sinal de retorno deve ser múltiplo inteiro de 2π , isto é, $\theta + \zeta = 2m\pi$. Estas condições para a oscilação constituem o critério de Barkhausen. Por causa de dificuldades para determinar com exatidão os parâmetros dos elementos ativos, para garantir a oscilação em presença de variações de temperatura e tolerâncias dos componentes, o ganho de laço $A\beta$ deve ser pelo menos duas ou três vezes o valor mínimo requerido [23].

3.3 Comportamento do oscilador

Será analisado um modelo básico de oscilador constituído por um amplificador operacional diferencial realimentado positivamente, necessário para a estabilização das oscilações de um circuito sintonizado. Este amplificador está esquematizado na Figura 3.2 em sua representação simplificada.

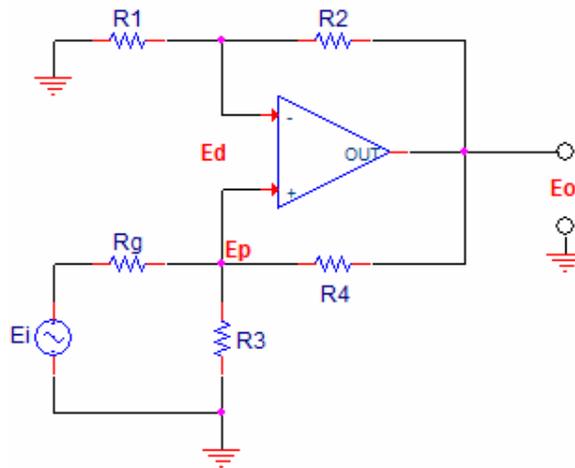


Figura 3.2 - Construção simplificada de um oscilador composto por um amplificador operacional diferencial realimentado positivamente.

Os resistores R_1 e R_2 permitem controlar o ganho do amplificador operacional e, para a aplicação desejada neste caso, influirão no ajuste da distância sensora. O usual é empregar um elemento ajustável em R_1 que permita um refinamento no controle do ganho. O resistor R_3 integrará a parte encarregada do controle automático de ganho. A variação de sua resistência dinâmica influenciará na malha de realimentação positiva exigida para funcionamento do

oscilador. Os valores E_i e R_g representam a tensão de excitação e os elementos responsáveis pelas perdas do circuito sintonizado. A resistência R_4 compõe a malha resistiva do amplificador operacional e influirá no ganho de malha fechada do circuito.

Equacionando a corrente no nó de E_p do circuito, obtêm-se:

$$E_p \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{E_i}{R_g} + \frac{E_o}{R_4} \quad (3.7)$$

onde R_{in} é a resistência interna nos terminais de entrada do amplificador operacional, normalmente muito elevada. Em geral, não se cometem erros apreciáveis considerando-a infinita. Como o ganho de malha aberta é muito alto, a tensão diferencial E_d entre a porta inversora e não-inversora é aproximadamente igual a zero. Assim, sobre R_1 e nos terminais de saída encontram-se:

$$E_{R_1} = E_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_o \quad (3.8)$$

$$E_o = \frac{E_i / R_g}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{1}{R_4}} \quad (3.9)$$

Nesta última relação, R_3 só tem efeito se $R_g \neq 0$. Como R_g é variável com a aproximação do alvo, o nível de E_o também se modifica. Logo, R_3 passa ter influência no controle da tensão de saída. O efeito de R_3 é conseguido por meio de um conjunto que inclui um transistor de efeito de campo como um dos elementos para esse controle. Frequentemente, R_g é de pequeno valor e seus efeitos são obtidos a partir de (3.9). Por causa deste pequeno valor, R_3 também tem pouca influência no ganho final do sistema. Sua atuação está ilustrada na Figura 3.3, considerando que os valores de R_g são iguais aos de R_s do circuito sintonizado, encontrados para diferentes posições do alvo, e descritos na Tabela A1. Os demais valores empregados em (3.9) são os usuais para sensores com detecção a 12mm. Nesta análise, com $R_3 = 5k\Omega$ o ganho sofreu uma variação em torno de 0,6%, segundo a alteração de R_g . Com o menor valor de R_3 , adotado em 500Ω , a variação do ganho ficou da ordem de 7%.

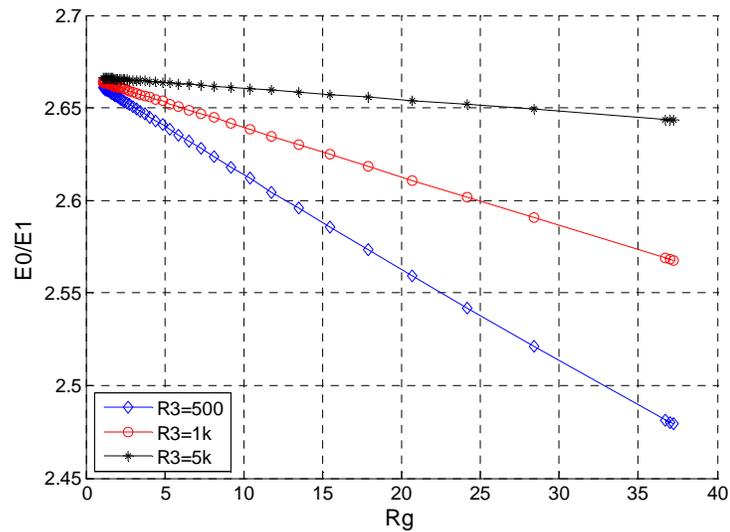


Figura 3.3 - Alteração do ganho de malha fechada do amplificador operacional em função de R_g com a variação de R_3 .

3.4 Simulações realizadas com oscilador

Para demonstrar o desempenho do oscilador, realizaram-se simulações com o circuito sintonizado e com o amplificador operacional que compõem o bloco. Na Figura 3.4, observa-se o circuito sintonizado RLC , no qual o indutor L_s e a resistência R_s possuem características físicas de uma bobina M18. Neste esquema, o resistor R_4 faz parte da malha de realimentação do oscilador e C_2 é um capacitor de desacoplamento que anula o sinal alternado na extremidade do circuito sintonizado. Assim, pode-se garantir que nesse ponto se tenha apenas o valor em corrente contínua necessário ao funcionamento do circuito. Utilizando (2.22), calcula-se a frequência de ressonância em 257,38kHz, na qual foram utilizados L_s e R_s correspondentes a um afastamento de 22,2mm entre o alvo e a face sensora. Este circuito foi simulado utilizando o programa Orcad PSpice[®].

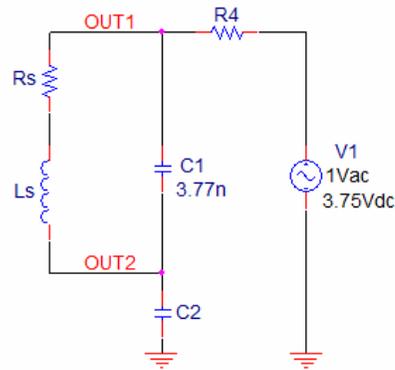


Figura 3.4 - Esquema elétrico do circuito sintonizado RLC de um sensor com bobina M18.

Conduziu-se uma varredura em frequência, por meio de uma simulação *AC Sweep*, com tensão aplicada de 1V. Em baixas frequências, as reatâncias capacitivas tornam-se muito elevadas e a reatância indutiva fica muito pequena. Nessa faixa, a tensão alternada aplicada na entrada é transferida quase integralmente para a saída, correspondendo à parte inicial do gráfico da Figura 3.5(a). Em altas frequências, identifica-se a condição de ressonância, que ocorre em aproximadamente 257,58kHz, praticamente o valor previsto. Conforme discutido no Capítulo 2, na condição de ressonância, o circuito torna-se resistivo com elevado módulo de impedância. Conseqüentemente, tem-se uma baixa corrente, aproximadamente igual a 19,5 μ A, como mostrado na parte (b) da Figura 3.5.

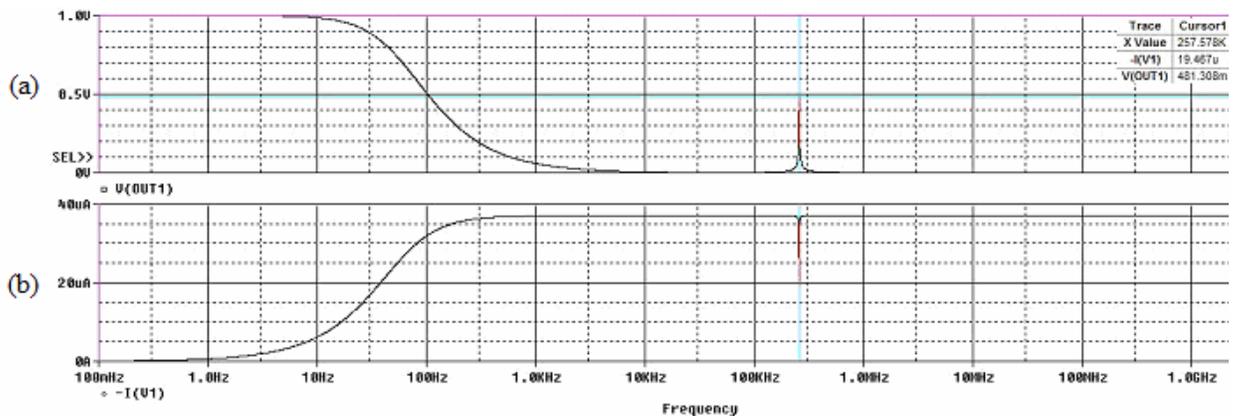


Figura 3.5 - (a) Comportamento da tensão e (b) da corrente no circuito sintonizado do sensor com bobina M18.

Na Figura 3.6(a) verifica-se o módulo da impedância equivalente, cujo máximo ocorre na ressonância e vale aproximadamente 24,7k Ω . Na parte (b) dessa mesma figura, tem-se o argumento da impedância, que se anula na condição de ressonância. Como o circuito não é

ideal, isto é, a bobina apresenta uma resistência responsável pelo amortecimento da oscilação, já detalhado na análise teórica do Capítulo 2, este comportamento pode ser observado na Figura 3.7, pela análise da resposta transitória do circuito. Para iniciar a simulação, atribuiu-se uma tensão de pequeno valor sobre o capacitor C_1 exigida pela ferramenta utilizada no processo. Após 0,5ns, a oscilação no circuito é quase toda anulada.

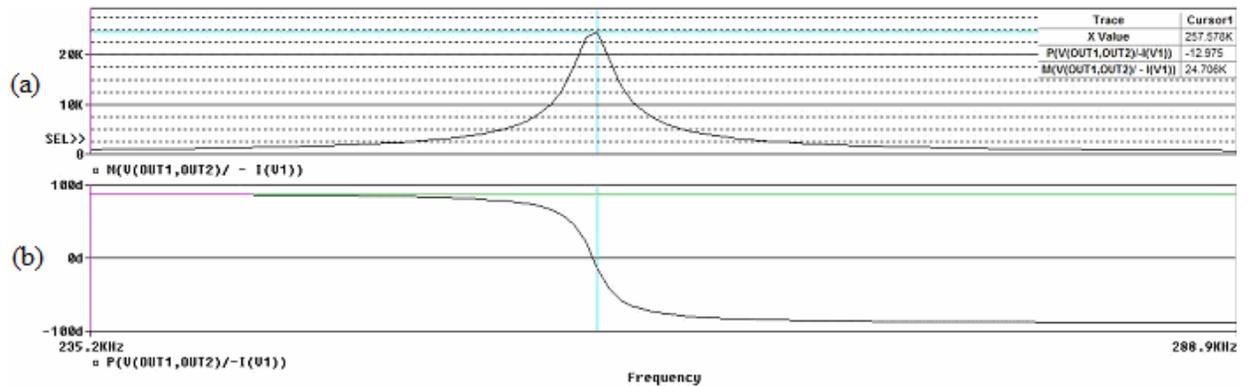


Figura 3.6 - (a) Magnitude e (b) fase da impedância do circuito sintonizado em torno da frequência de ressonância.

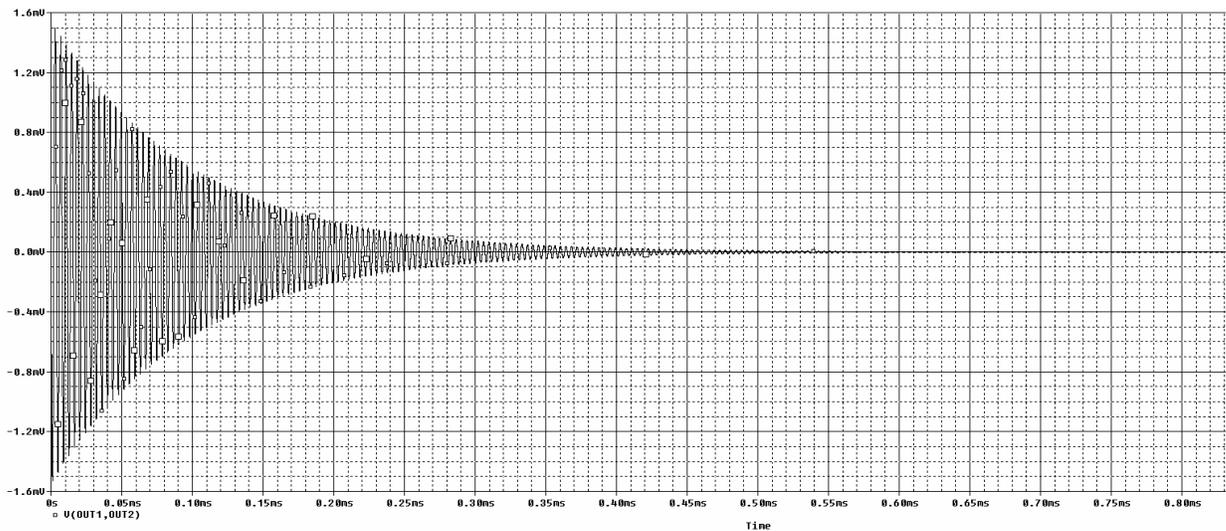


Figura 3.7 - Amortecimento da oscilação originado pelas perdas presentes no circuito sintonizado.

Na Figura 3.8, representa-se o circuito mais completo do oscilador, cujos componentes foram determinados experimentalmente para que o sensor detecte objetos a uma distância de 12mm. O valor identificado como resistência R_3 refere-se a um componente equivalente

responsável pelo controle automático de ganho. Seu comportamento no circuito é determinado pela atuação do transistor de efeito de campo (FET) M_1 . A tensão e a resistência de polarização V_{pol} e R_{pol} , respectivamente, são responsáveis pela tensão contínua sobreposta ao sinal alternado gerado pelo circuito sintonizado RLC . Conforme descrito no diagrama em blocos da Figura 2.4, na saída do amplificador operacional AO_1 , encontra-se um detector de pico, constituído pelo diodo D_1 , pela resistência R_6 e pela capacitância C_3 , responsáveis pela extração do nível médio máximo do sinal a ser utilizado em uma das entradas do comparador AO_2 . Esta tensão indicará o acionamento ou não do sensor.

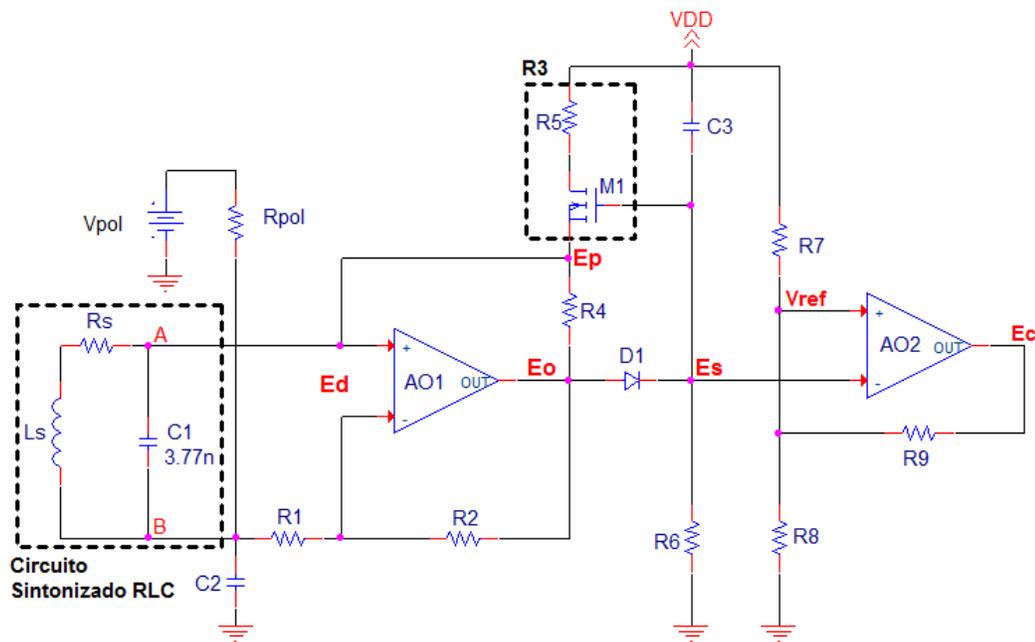


Figura 3.8 - Estrutura principal de um sensor indutivo com amplificador operacional diferencial e realimentação positiva.

Sensores deste tipo podem ser alimentados com tensões contínuas entre 10V e 30V, adaptadas internamente conforme a necessidade de cada estágio [4]. A topologia apresentada possui configuração semelhante a outras encontradas na prática [14]-[16]. Destaca-se, porém, como ponto positivo do circuito da Figura 3.8, implementado com componentes discretos, a capacidade de detecção de objetos metálicos em maiores distâncias sensoras, como, por exemplo, até 16mm. Devido a esta característica, este circuito tem sido utilizado na indústria para o desenvolvimento de sensores com longos alcances de acionamento [22].

Realizou-se uma simulação paramétrica variando-se o resistor R_1 , componente responsável pelo ajuste do ganho do amplificador operacional. Os valores de L_s e R_s correspondem a distância de 12mm. À medida que R_1 diminui, as tensões de pico-a-pico entre os pontos A e B do circuito sintonizado (E_{AB}) e na saída E_o do amplificador operacional aumentam. O nível médio máximo E_s , no catodo de D_1 , também apresenta o mesmo efeito. Os resultados desta simulação estão na Tabela 3.1, com as tensões E_{AB} , E_o e E_s , conforme o ajuste de R_1 . Foram atribuídos valores de 500Ω a $2,5k\Omega$ com incremento de 500Ω . A frequência de ressonância para os diferentes valores de R_1 permanece aproximadamente igual a $257,34kHz$. Como esperado, a alteração nos componentes da malha resistiva do amplificador não influencia na frequência de ressonância, determinada somente pelos componentes do circuito sintonizado.

Tabela 3.1 - Valores da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado, na saída do amplificador operacional e nível médio máximo no catodo do diodo D_1 conforme variação de R_1 .

R_1 [k Ω]	E_{AB} [V]	E_o [V]	E_s [V]
2,5	1,8872	3,6911	4,9071
2,0	1,9748	3,7162	4,9295
1,5	2,0439	3,7353	4,9461
1,0	2,1042	3,7513	4,9600
0,5	2,1527	3,7668	4,9728

Também foi avaliado o comportamento do oscilador ao se deslocar um alvo em frente à sua face sensora. Para simular este efeito, variam-se os valores de indutância e resistência da bobina do circuito sintonizado. Os valores encontram-se na Tabela A1, na qual se observa grande variação da resistência e pequena da indutância, à medida que o alvo padrão for aproximado ou afastado do sensor. A partir desta observação, e devido a uma limitação do programa de cálculo utilizado, no qual é possível parametrizar somente um componente do circuito, o valor de L_s foi mantido constante. Escolheu-se o valor correspondente ao da distância sensora de interesse e a resistência R_s foi parametrizada. O valor de R_1 foi fixado em $2,5k\Omega$.

Na Figura 3.9, visualiza-se o efeito da redução da amplitude do sinal no circuito sintonizado (E_{AB}) devido ao aumento de R_s , à medida que o alvo aproxima-se do sensor. Na Tabela 3.2 têm-se as tensões de pico-a-pico no circuito sintonizado (E_{AB}) e na saída do amplificador operacional (E_o), e o nível médio máximo E_s no catodo do diodo D_1 , para as respectivas distâncias. As distâncias de 14,4mm, 9,6mm e 12,6mm correspondem aos valores

20% acima e abaixo da distância sensora de 12mm e também 5% acima, respectivamente. Esse último valor é utilizado para encontrar o nível de histerese ou percurso diferencial obtido na saída do detector de pico (E_s). Esta medida refere-se à diferença entre a distância a qual o sensor é acionado, quando o alvo se aproxima do sensor, e a distância a qual o dispositivo se desaciona, quando o alvo se afastar. Este fenômeno evita indesejáveis acionamentos causados por oscilações na saída, caso ocorra alguma vibração do sensor ou do objeto a ser detectado e alguma interferência presente no sinal de entrada do comparador. Na Figura 3.10, observa-se uma variação máxima da frequência de ressonância inferior a 0,05%, devido à alteração das características da bobina com a aproximação do alvo.

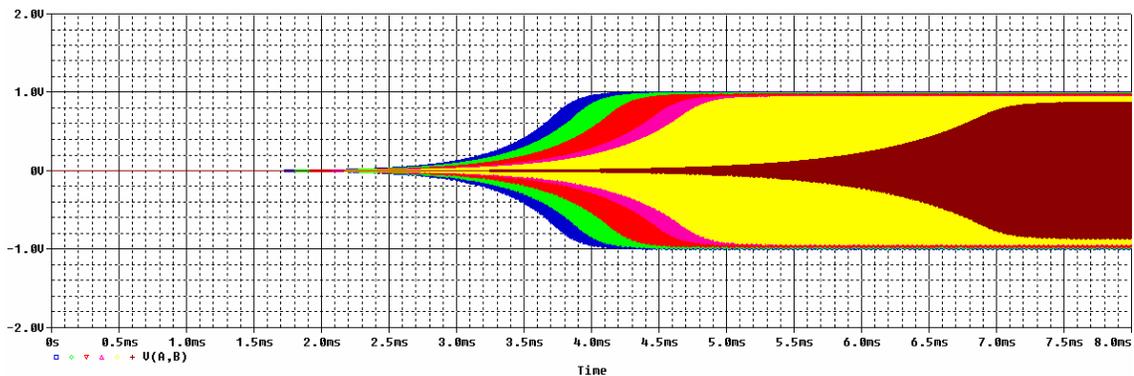


Figura 3.9 - Redução da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado com a aproximação do alvo metálico.

Tabela 3.2 - Valores da tensão de pico-a-pico no circuito sintonizado, na saída do amplificador operacional e nível médio máximo no catodo do diodo D_1 conforme variação de R_s de acordo com a distância entre o alvo e o sensor.

Distância [mm]	E_{AB} [V]	E_o [V]	E_s [V]
22,2	2,0135	3,7042	4,9178
17,0	1,9885	3,7017	4,9160
14,4	1,9588	3,6989	4,9135
12,6	1,9065	3,6932	4,9091
12,0	1,8824	3,6907	4,9070
9,6	1,7454	3,6718	4,8913

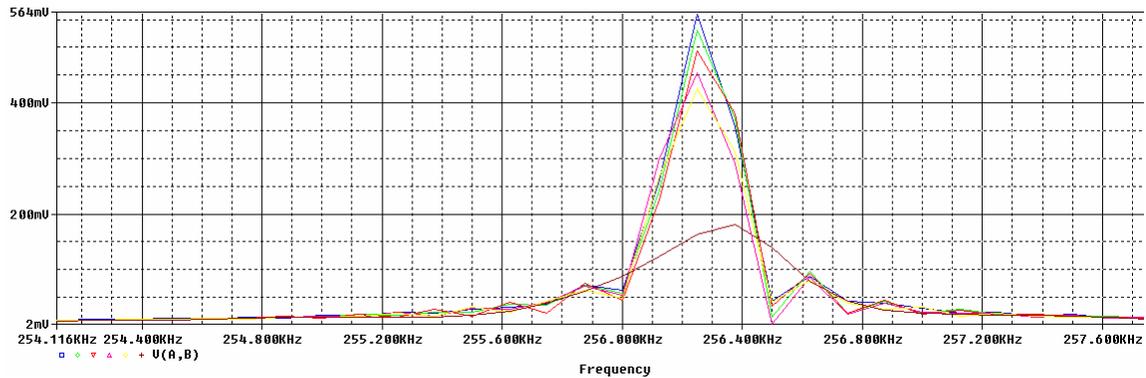


Figura 3.10 - Variação da frequência de ressonância devido à alteração da resistência série da bobina com o deslocamento do alvo.

De acordo com os resultados da Tabela 3.2, o sensor mantém a sua operação nos limites exigidos pela norma regulamentadora (20% acima e abaixo da distância sensora para fins práticos) [4]. Entretanto, obtém-se uma tensão de 2,1mV referente ao ajuste da histerese. Este pequeno valor é inferior à própria flutuação do sinal de entrada na porta inversora do comparador, o que determina um comportamento insatisfatório na atuação do sensor. O amplificador operacional utilizado foi o que normalmente emprega-se na implementação deste circuito com componentes discretos. Portanto, o modelo SPICE[®] do amplificador operacional simulado não corresponde totalmente ao real comportamento do dispositivo implementado em pastilha de silício, pois esse último apresenta um desempenho eficaz na operação do circuito. Para comprovar a validade deste arranjo em grandes alcances, foram efetuadas medições com sensores reais.

3.5 Experimentos com oscilador

Para os ensaios e medições com as amostras de sensores foram utilizados os equipamentos mostrados na Figura 3.11. Antes das medições, os sensores foram ajustados para detectarem alvos a uma distância sensora de 12mm. Estes sensores possuem um consumo total de potência de aproximadamente 100mW. Nas Figuras 3.12 e 3.13, indicam-se as medidas durante o acionamento do sensor a uma distância de 12mm. Essas medições correspondem à tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (E_o), o nível médio máximo no catodo do diodo D_1 (E_s), e o nível médio (E_c) na saída do comparador. Estes resultados e os valores 20% acima e abaixo desta distância, e também 5% acima, encontram-se na Tabela 3.3.

As imagens para estas últimas distâncias estão no Anexo B. Na última coluna, observa-se o estado do sensor em relação à presença do alvo.

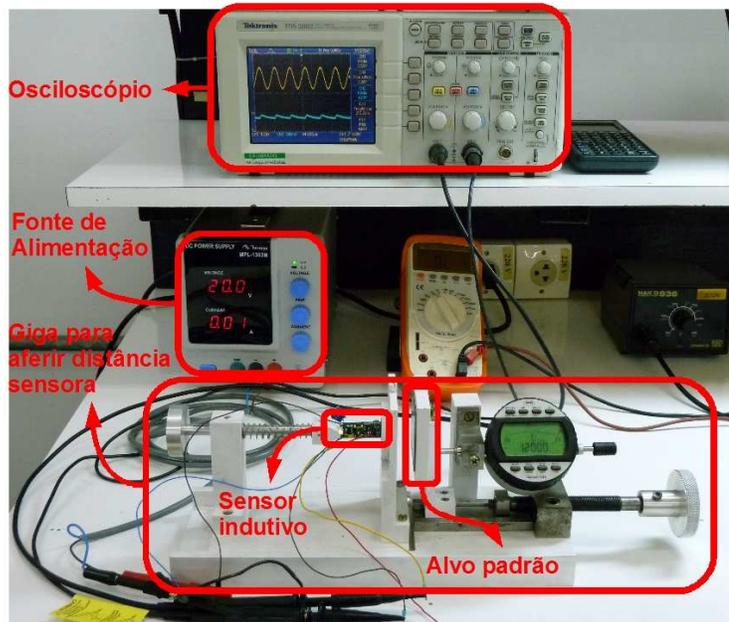


Figura 3.11 - Conjunto de instrumentos para realização de medidas em sensores indutivos.

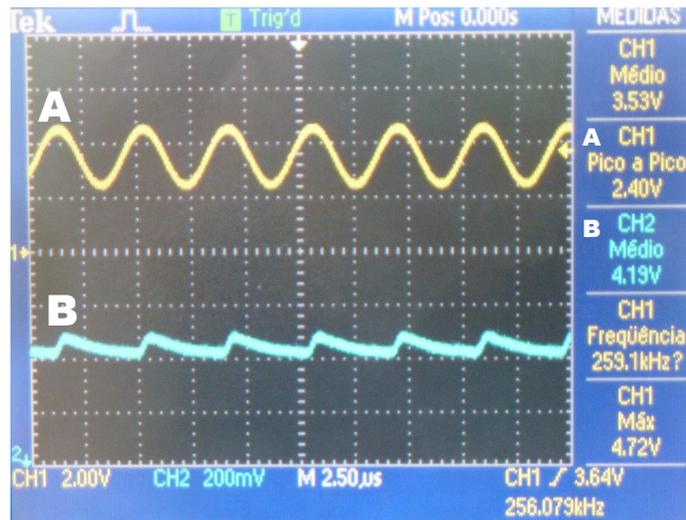


Figura 3.12 - Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 12mm do sensor.

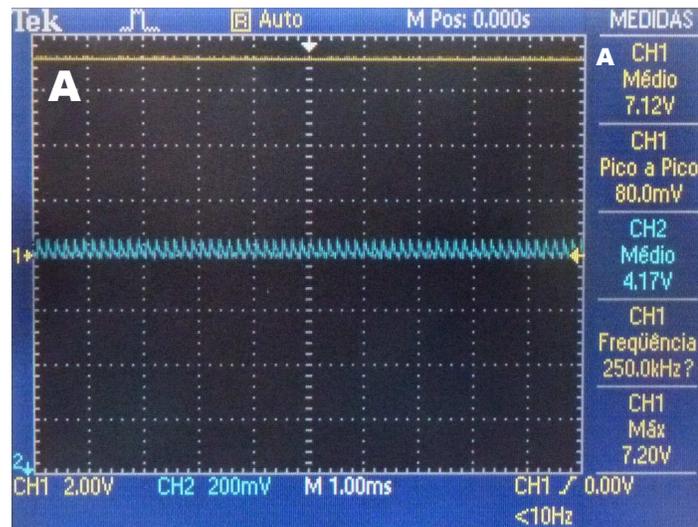


Figura 3.13 - Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 12mm do sensor.

Tabela 3.3 - Medições para oscilador com amplificador operacional implementado com componentes discretos.

Distância [mm]	E_o [V]	E_s [V]	E_c [V]	Estado do sensor
9,6	1,20	3,59	7,00	acionado
12,0	2,40	4,19	7,12	acionado
12,6	3,20	4,61	$\cong 0$	desacionado
14,4	4,32	5,20	$\cong 0$	desacionado

Pelas medições, verifica-se um funcionamento correto para as distâncias limites exigidas e também uma tensão satisfatória de 420mV correspondente ao ajuste da histerese. No entanto, destacam-se alguns pontos negativos para a implementação deste sensor com componentes discretos. O preço de cada amplificador operacional é muito alto, com grande impacto em uma produção em larga escala. Um segundo aspecto é o fato de o circuito utilizado na construção desses dispositivos apresentar um grande consumo de potência.

Na tentativa de contornar essas desvantagens e alcançar uma maior eficiência no processo produtivo destes sensores, deseja-se integrar em uma única pastilha o maior número de seus componentes, utilizando tecnologia CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Porém, com esta iniciativa depara-se com uma grande dificuldade na implementação desta topologia. O componente discreto do amplificador operacional atualmente utilizado para sensoriamento em longas distâncias não é implementado com tecnologia CMOS, por apresentar alto valor de *slew rate*, na ordem de milhares de V/ μ s. Como consequência desta característica, permite-se um ajuste satisfatório da histerese. Para implementação do

amplificador de saída não linear utilizando tecnologia CMOS torna-se muito difícil alcançar tal resultado, já que circuitos integrados baseados nessa tecnologia possuem menor capacidade para fornecer ou consumir corrente e, conseqüentemente, apresentam um baixo *slew rate* [26]. Diversos experimentos foram realizados com amplificadores CMOS que apresentam *slew rate* na faixa de $1\text{V}/\mu\text{s}$ a $10\text{V}/\mu\text{s}$, mas não foi possível atingir a histerese requerida. Por conseguinte, esta topologia torna-se menos favorável para o projeto de um circuito integrado baseado em tecnologia CMOS de $0,6\mu\text{m}$ e que seja capaz de atender as funções exigidas para a operação adequada do sensor.

Capítulo 4

Oscilador com acoplamento cruzado

4.1 Introdução

Será apresentado outro modelo de oscilador capaz de contornar algumas das dificuldades do projeto de um circuito com amplificador operacional, citadas no Capítulo 3 [23],[27]-[28]. Trabalhos recentes [17]-[20] utilizam esta nova configuração, porém são especificadas para detectar pequenos deslocamentos (de 1,5mm a 3mm) entre o alvo e o sensor. Nesses trabalhos, a detecção utiliza a operação diferencial entre duas saídas do oscilador que fornecem tensões simétricas.

O circuito apresentado neste capítulo proporciona as condições necessárias para estabilidade das oscilações e permite o sensoriamento de objetos em longas distâncias, como 8mm e 12mm. Este modelo é conhecido como oscilador com acoplamento cruzado e é considerado como um dos tipos que utilizam o conceito de resistência negativa. Estruturas como estas têm sido aplicadas em muitos circuitos, como em projetos de osciladores controlados por tensão (VCOs) [28]-[29].

Neste trabalho, a detecção será com uso de apenas uma das saídas do oscilador e serão discutidas algumas vantagens desta configuração. Apresentam-se as análises teóricas e as simulações para validação de seu comportamento e para o projeto de um circuito integrado utilizando tecnologia CMOS de 0,6 μ m. Serão consideradas as características intrínsecas de uma bobina M18 que variam com a distância, como as descritas no Anexo A.

4.2 Descrição do oscilador

4.2.1 Estrutura básica e princípio de funcionamento

A compensação das perdas nos elementos resistivos inerentes ao processo de oscilação é realizada por um processo de realimentação, como descrito na Seção 3.2. A Figura 4.1 apresenta o diagrama funcional do oscilador. O bloco da esquerda indica o circuito sintonizado responsável pela determinação da frequência de oscilação. Este bloco apresenta uma resistência que provocará o amortecimento das oscilações com o tempo (R_p). O bloco da direita inclui elementos ativos que garantem a permanência e a estabilidade das oscilações. A realimentação entre os seus elementos aparece para o circuito sintonizado com efeito de uma resistência dinâmica negativa que compense suas perdas. Esta característica é alcançada pelo fato de o circuito possuir um ganho de malha negativo, caracterizando uma realimentação positiva [23]. Como resultado do equivalente paralelo entre estes dois blocos, a compensação das perdas de potência possibilita a formação e estabilização das oscilações. No diagrama da Figura 4.1 este efeito está representado pelas resistências R_p e $-R_p$.

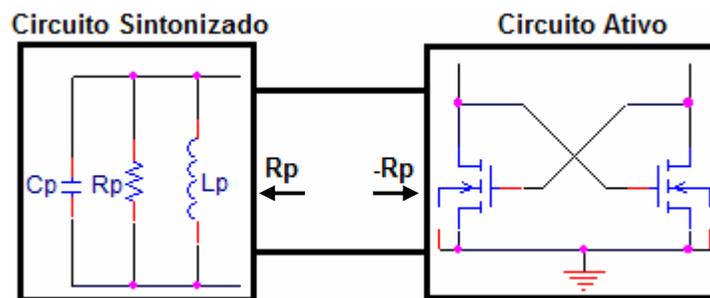


Figura 4.1 - Diagrama funcional do oscilador com acoplamento cruzado.

Na Figura 4.2 tem-se o esquema elétrico deste modelo de oscilador a ser implementado em circuito integrado. Os dois transistores de efeito de campo M_1 e M_2 são idênticos e do tipo NMOS (*Metal Oxide Semiconductor, N channel*). O terminal da porta de um deles é conectado ao dreno do outro e vice-versa. Seus terminais de fonte são interconectados e, em regime permanente, a corrente resultante no terminal comum é constante e representada por uma fonte de corrente ideal [30]. O ponto de polarização de corrente contínua para o bloco dos transistores é obtido atribuindo a tensão do terminal de porta V_G e a tensão de dreno V_D , valores em relação ao terminal de terra, iguais a V_{DD} . A partir desta situação, os transistores NMOS operam na condição de saturação. Os circuitos sintonizados são ligados aos drenos dos transistores e são submetidos a tensões simétricas. O circuito RLC em conjunto com o circuito ativo com acoplamento cruzado pode atingir, teoricamente, uma tensão de oscilação de

pico-a-pico até duas vezes a tensão de polarização V_{DD} .

Relacionando a Figura 4.1 com a Figura 4.2, tem-se que $L'_p = L_p/2$, $R'_p = R_p/2$ e $C'_p = 2C_p$.

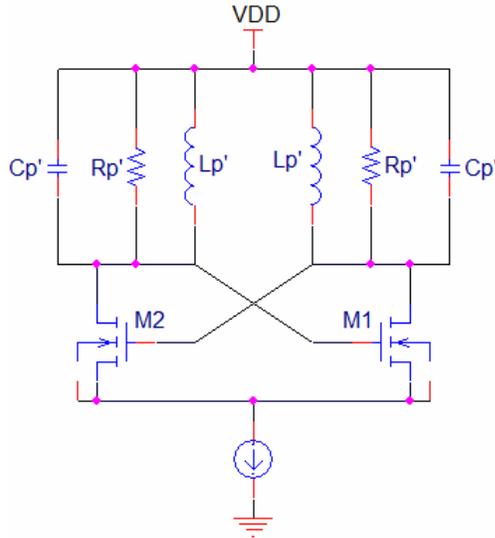


Figura 4.2 - Oscilador com acoplamento cruzado entre os transistores de efeito de campo.

4.2.2 Análise de um transistor de efeito de campo para pequenos sinais

Embora não seja o foco deste trabalho, para melhor compreensão do circuito da Figura 4.2, primeiramente, será analisado o comportamento de um transistor de efeito de campo NMOS. Este procedimento permite estabelecer diversos conceitos, apresentar vários termos e parâmetros que serão úteis na análise do oscilador. Utiliza-se o modelo de pequenos sinais em que se empregam elementos de um circuito equivalente linear. A associação representa o dispositivo quando as variações de tensão em seus terminais forem suficientemente pequenas para que a excursão em torno do ponto de operação possa ser aproximada para um segmento de reta. Neste modelo, o transistor possui cinco capacitâncias intrínsecas associadas aos seus terminais, três transcapacitâncias e três transcondutâncias, identificadas como se seguem [31].

O modelo é o representado na Figura 4.3, na qual foram consideradas somente suas capacitâncias intrínsecas. Outras capacitâncias, como as que existem entre terminais e condutores externos, foram desconsideradas porque suas influências podem ser computadas nos circuitos de controle da oscilação.

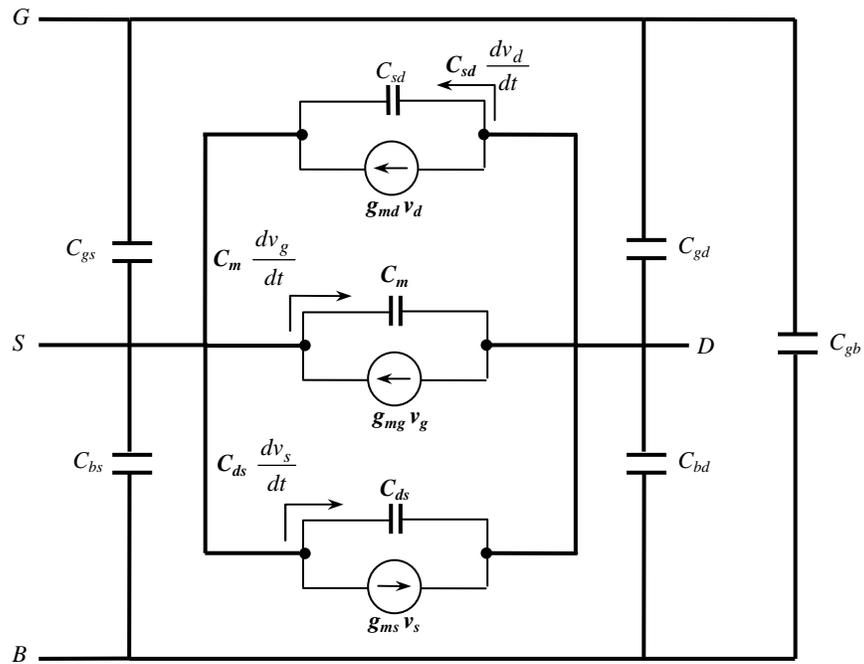


Figura 4.3 - Modelo para pequenos sinais de um transistor de efeito de campo NMOS.

A partir do modelo, destacam-se algumas definições de relevância [31]. Chamando de ϕ_{Sa} o potencial de superfície do dispositivo, desconsiderando-se a carga de canal, tem-se:

$$\phi_{Sa} = \left(\sqrt{V_G - V_{FB} + \frac{1}{4} \gamma^2} - \frac{1}{2} \gamma \right)^2 \quad (4.1)$$

onde V_G é a tensão do terminal de porta, γ é o fator de efeito de corpo e V_{FB} é a tensão de banda plana definida como a diferença entre os potenciais relativos aos níveis de Fermi em dois terminais do dispositivo. Em outras palavras, V_{FB} é a diferença entre as funções de trabalho do metal (terminal de porta) e do semicondutor (substrato) [32].

A partir do potencial dado em (4.1) define-se o fator de inclinação n como o inverso da inclinação da curva de ϕ_{Sa} em função de V_G . O seu valor é dado por:

$$n = \left(\frac{d\phi_{Sa}}{dV_G} \right)^{-1} \quad (4.2)$$

Entrando com (4.1) nesta expressão, resulta:

$$\left(\frac{d\phi_{Sa}}{dV_G}\right) = 1 - \frac{\gamma}{2\sqrt{V_G - V_{FB} + \frac{1}{4}\gamma^2}} \quad (4.3)$$

Esta análise supõe o transistor de canal longo, para o qual o fator de corpo γ é um número bem pequeno. Portanto, a segunda parcela de (4.3) é uma quantidade bem menor do que a unidade. Então, o fator n obtido do inverso desta equação pode usar a aproximação $1/(1-u) \cong 1+u$ quando $u \ll 1$. Assim, encontra-se:

$$\left(\frac{d\phi_{Sa}}{dV_G}\right)^{-1} \cong 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_G - V_{FB} + \frac{1}{4}\gamma^2}} \quad (4.4)$$

Ainda, levando em conta que o fator γ é bem pequeno, a raiz quadrada deste denominador é praticamente igual à raiz quadrada do potencial de superfície ϕ_{Sa} . Conseqüentemente, esta última expressão aparece de forma simplificada como:

$$n = \left(\frac{d\phi_{Sa}}{dV_G}\right)^{-1} \cong 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_{Sa}}} \quad (4.5)$$

Neste modelo de transistor MOS, os movimentos de cargas dos quais resultam as correntes em seus terminais, dão origem a valores conhecidos como corrente de saturação direta I_F e corrente de saturação reversa I_R . São obtidos por duas expressões semelhantes que envolvem cargas acumuladas nas regiões do transistor. Sabe-se que na zona de depleção de uma junção PN há cargas residuais positivas no cristal N e negativas no cristal P, originadas pela recombinação de elétrons e lacunas. Em funcionamento, usualmente há cargas de outras fontes que integram o conjunto com essas cargas fixas [33]. Estes acréscimos são conhecidos como cargas de inversão. Assim, as correntes de saturação direta e reversa ficam [34]

$$I_F = I(V_G, V_S) = \mu n C'_{ox} \frac{W}{L} \frac{\phi_t^2}{2} \left[\left(\frac{Q'_{IS}}{n C'_{ox} \phi_t} \right)^2 - \frac{2Q'_{IS}}{n C'_{ox} \phi_t} \right] \quad (4.6)$$

$$I_R = I(V_G, V_D) = \mu n C'_{ox} \frac{W}{L} \frac{\phi_t^2}{2} \left[\left(\frac{Q'_{ID}}{n C'_{ox} \phi_t} \right)^2 - \frac{2Q'_{ID}}{n C'_{ox} \phi_t} \right] \quad (4.7)$$

onde Q'_{IS} e Q'_{ID} são as densidades de carga de inversão no terminal de fonte e de dreno, μ é a mobilidade dos elétrons na superfície do canal tipo N, W é a largura e L é o comprimento do canal, ϕ_t é a tensão térmica e C'_{ox} é a capacitância entre o terminal de porta e o canal por unidade de área. Seu valor depende das dimensões dos elementos e da permissividade do dióxido de silício. A corrente de dreno I_D é a diferença entre os valores encontrados em (4.6) e (4.7):

$$I_D = I_F - I_R \quad (4.8)$$

Na saturação direta, a corrente I_D é quase independente da tensão neste terminal [$I(V_G, V_D) \ll I(V_G, V_S)$]. Logo, $I(V_G, V_S)$ torna-se a corrente de dreno nesta região de operação. Da mesma forma, na saturação reversa, I_D é quase independente da tensão no terminal de fonte (V_S). Com base nos termos apresentados, identificam-se as cinco capacitâncias, C_{gs} , C_{gd} , C_{gb} , C_{bs} e C_{bd} , do modelo da Figura 4.3, utilizadas em modelagem para baixas e médias frequências [31]:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} \left(\sqrt{1+i_f} - 1 \right) \frac{\sqrt{1+i_f} + 2\sqrt{1+i_r}}{\left(\sqrt{1+i_f} + \sqrt{1+i_r} \right)^2} \quad (4.9)$$

$$C_{gd} = \frac{2}{3} C_{ox} \left(\sqrt{1+i_r} - 1 \right) \frac{\sqrt{1+i_r} + 2\sqrt{1+i_f}}{\left(\sqrt{1+i_f} + \sqrt{1+i_r} \right)^2} \quad (4.10)$$

$$C_{gb} = \left[\frac{(n-1)}{n} \right] (C_{ox} - C_{gs} - C_{gd}) \quad (4.11)$$

$$C_{bs} = (n-1) C_{gs} \quad (4.12)$$

$$C_{bd} = (n-1) C_{gd} \quad (4.13)$$

Nestas expressões, $C_{ox} = WLC'_{ox}$, i_f e i_r são as correntes normalizadas direta e reversa dadas pelas relações

$$i_f = \frac{I_F}{I_S} \quad (4.14)$$

$$i_r = \frac{I_R}{I_S} \quad (4.15)$$

sendo I_S um valor de normalização obtido a partir de:

$$I_S = \mu n C_{ox}' \frac{\phi_t^2 W}{2 L} \quad (4.16)$$

Este valor depende ligeiramente do potencial de porta (V_G), por causa dos fatores μ e n . As transcapacitâncias C_m , C_{sd} e C_{ds} relacionam-se com o fator de inclinação n por:

$$C_m = \frac{(C_{sd} - C_{ds})}{n} \quad (4.17)$$

O fator g_{ms} mostra a influência do potencial de fonte na formação da corrente de dreno. O valor g_{mg} indica o efeito do potencial de porta novamente sobre a corrente de dreno. Por fim, g_{md} indica a influência do potencial do próprio terminal de dreno. Como os dois primeiros relacionam corrente em um terminal com o potencial de outro terminal, é conveniente denominar estes fatores de condutância mútua, condutância de transferência ou transcondutância. No que se refere à relação entre a tensão de dreno e a corrente no mesmo terminal, seria correto referir-se como condutância própria. Todavia, este termo será reservado para relacionar a corrente de dreno com a tensão de sinal entre os terminais de dreno e de fonte. As transcondutâncias do modelo apresentado (g_{md} , g_{mg} e g_{ms}) são obtidas pelas expressões:

$$g_{md} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right]_{V_G, V_S, V_B} \quad (4.18)$$

$$g_{mg} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right]_{V_S, V_D, V_B} \quad (4.19)$$

$$g_{ms} = - \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \right]_{V_G, V_D, V_B} \quad (4.20)$$

4.2.3 Análise do oscilador para pequenos sinais

Com base na Seção 4.2.2, será descrito o comportamento do bloco de transistores com acoplamento cruzado da Figura 4.2. A sua representação será feita com o modelo para pequenos sinais da Figura 4.4 [35]. Estão indicados os parâmetros que integrariam um modelo mais completo para descrever o funcionamento do circuito. Não se consideraram eventuais indutâncias parasitas, pois, em vista dos pequeníssimos valores apresentados, seus efeitos são praticamente nulos nas frequências que interessam nesta análise.

Serão utilizadas as capacitâncias intrínsecas de cada transistor com as respectivas transcapacitâncias C_{ds} . As fontes de corrente controladas por tensões entre os terminais de portas e de fontes dos transistores, $g_m v_{gs}$, descrevem o comportamento da corrente de dreno por influência de um sinal de entrada v_{gs} [33]. A transcondutância g_m identifica a parcela da componente alternada da corrente de dreno originada a partir deste sinal de entrada. Seu valor é dado por:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right]_{v_{GS}=V_{GS}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right]_{v_{GS}=V_{GS}} \quad (4.21)$$

Neste esquema, a resistência entre o dreno e a fonte de cada transistor é representada utilizando a sua condutância própria g_{ds} . O ponto de conexão dos terminais de fonte dos dois dispositivos mantém-se em um potencial contínuo constante, uma vez que o acréscimo de corrente em um destes elementos corresponde a um decréscimo de mesmo valor no outro. Conseqüentemente, a corrente neste ponto comum mantém-se inalterável, com o valor determinado pelo ponto de operação especificado. Portanto, não se identifica um sinal alternado entre este terminal e terra. Além disto, o potencial do substrato mantém-se no mesmo valor do terminal de fonte dos dois transistores M_1 e M_2 e será um ponto de terra virtual. Desta forma, tem-se que $V_D = V_{DS}$ e o valor de g_{ds} coincide com g_{md} determinado em (4.18). Uma vez que a diferença de potencial entre o substrato e o terminal de fonte é nula, as capacitâncias entre eles (C_{bs}) podem ser omitidas. Esta simplificação é apresentada na Figura 4.5 [35].

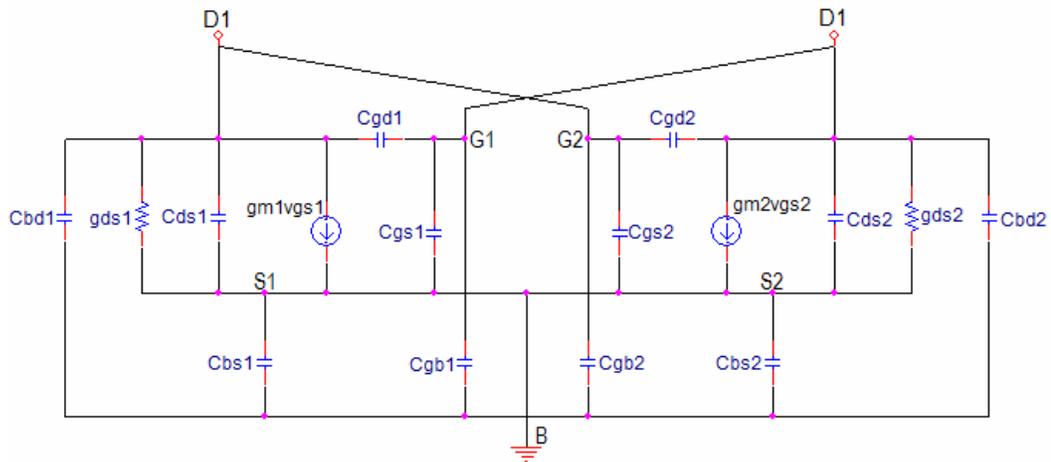


Figura 4.4 - Modelo mais completo para pequenos sinais de dois transistores com acoplamento cruzado.

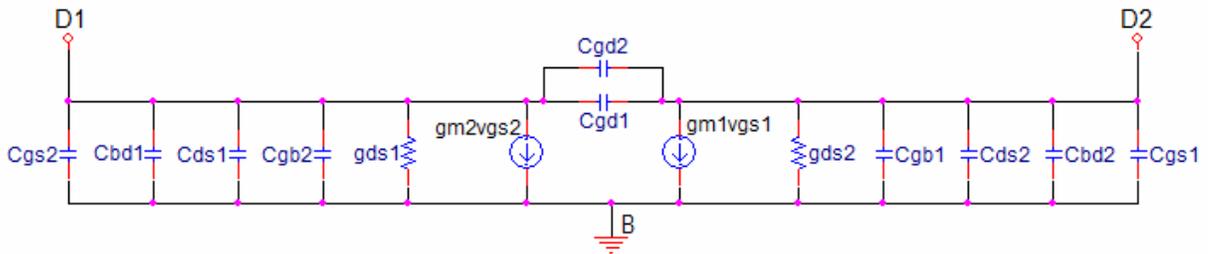


Figura 4.5 - Modelo simplificado para pequenos sinais do circuito formado por dois transistores com acoplamento cruzado.

O acoplamento cruzado é responsável por originar uma resistência negativa, necessária para a compensação das perdas no circuito oscilante. Para descrever esta propriedade, utiliza-se um esquema semelhante ao da Figura 4.4, porém somente com os componentes que influenciam nesta resistência. No circuito da Figura 4.6, foram representadas as fontes de corrente controladas por tensão ($g_{m1}v_{gs1}$ e $g_{m2}v_{gs2}$), as impedâncias entre o terminal de dreno e de fonte (Z_{ds1} e Z_{ds2}) e as reatâncias de C_{gs1} e C_{gs2} (Z_{gs1} e Z_{gs2}) [36]. As correntes que fluem nos drenos D_1 e D_2 são obtidas pela soma das parcelas correspondentes aos ramos indicados no esquema:

$$i_{d1} = \frac{v_{ds1}}{Z_{ds1}} + g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{ds1}}{Z_{gs2}} \quad (4.22)$$

$$i_{d2} = \frac{v_{ds2}}{Z_{ds2}} + g_{m2}v_{gs2} + \frac{v_{ds2}}{Z_{gs1}} \quad (4.23)$$

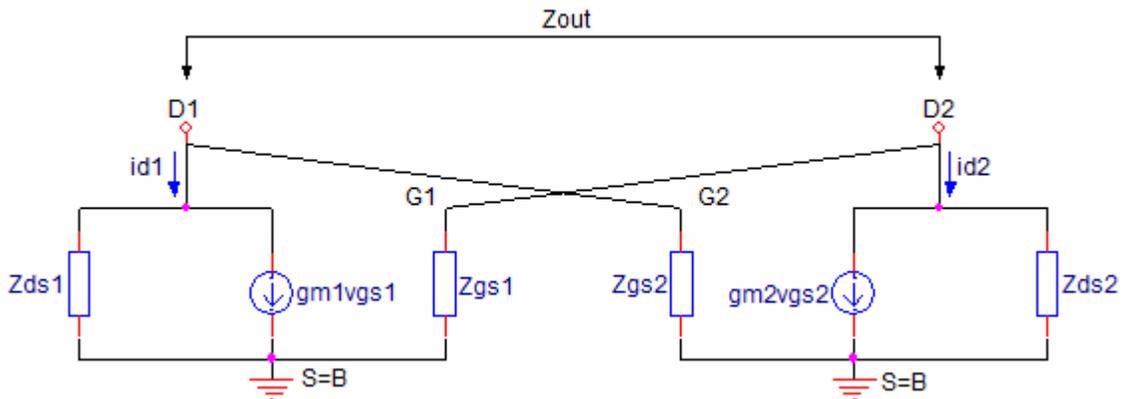


Figura 4.6 - Modelagem matemática do circuito empregando dois transistores com acoplamento cruzado capazes de apresentar uma resistência dinâmica negativa.

Identificando como v_T a diferença de potencial entre os terminais D_1 e D_2 , e admitindo que os dois dispositivos sejam idênticos, resulta em $v_{ds1} = v_T/2$ e $v_{ds2} = -v_T/2$. Ainda levando em

conta a igualdade dos dois transistores, podem ser feitas as seguintes suposições:

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \quad (4.24)$$

$$v_{gs1} = v_{ds2} \text{ e } v_{gs2} = v_{ds1} \quad (4.25)$$

$$Z_{ds1} = Z_{ds2} = Z_{ds} \text{ e } Z_{gs1} = Z_{gs2} = Z_{gs} \quad (4.26)$$

Nota-se que a corrente total entre estes terminais tem uma resultante $i_T = i_{d1} - i_{d2}$. A impedância de saída de um dispositivo qualquer é a relação entre a diferença de potencial dos terminais de saída e a corrente que entra em um dos terminais, levando em conta a impedância interna da fonte de excitação. Em vista da simetria de excitação dos transistores, tem-se $i_{d2} = -i_{d1}$ e a corrente total mencionada, em valor absoluto, é igual a duas vezes o valor de cada terminal. Com o emprego de (4.24) a (4.26), para se obter a impedância procurada, efetuam-se as operações:

$$Z_{out} = \frac{v_{ds1} - v_{ds2}}{i_T/2} = \frac{v_T}{i_{d1}} = \frac{v_T}{\frac{v_{ds1}}{Z_{ds}} + g_m v_{ds2} + \frac{v_{ds1}}{Z_{gs}}} \quad (4.27)$$

$$Z_{out} = \frac{2v_{ds1}}{v_{ds1} \left(\frac{1}{Z_{ds}} - g_m + \frac{v_{ds1}}{Z_{gs}} \right)} = \frac{-2}{g_m - \frac{Z_{gs} + Z_{ds}}{Z_{ds} Z_{gs}}} \quad (4.28)$$

Para um valor muito grande de Z_{ds} e sendo $Z_{gs} = 1/(j\omega C_{gs})$, tem-se:

$$\frac{Z_{gs} + Z_{ds}}{Z_{ds} Z_{gs}} \cong j\omega C_{gs} \quad (4.29)$$

Logo, a impedância Z_{out} , seu módulo e argumento tornam-se:

$$Z_{out} = \frac{-2}{g_m \left(1 - j\omega \frac{C_{gs}}{g_m} \right)} \quad (4.30)$$

$$|Z_{out}| = \frac{2}{g_m} \left\{ 1 + \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m} \right)^2 \right\}^{-1/2} \quad (4.31)$$

$$\Phi = 180^\circ + \arctg \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m} \right) \quad (4.32)$$

Em operações na região de saturação da corrente de dreno dos transistores, o seu comportamento é quase linear com a tensão entre os terminais de porta e de fonte. Em (4.30),

fica explícita a dependência da impedância com a frequência. Em frequências muito baixas, quando $(\omega C_{gs}/g_m) \ll 1$, o resultado tende para $-2/g_m$, um valor negativo e independente de ω . Em frequências muito altas, faixa em que $(\omega C_{gs}/g_m) \gg 1$, $|Z_{out}|$ tende para $2/(\omega C_{gs})$, com um argumento de 270° . Uma vez que o módulo da impedância nesta faixa é inversamente proporcional a ω , corresponde a uma assíntota de -20dB/década . Estes dois segmentos de reta encontram-se em $\omega = \omega_c$, tal que os respectivos módulos igualam-se. Portanto, obtém-se:

$$\omega_c = \frac{g_m}{C_{gs}} \quad (4.33)$$

Com estas considerações, é conveniente reescrever (4.30) e (4.32) nas formas

$$Z_{out} = \frac{-2}{g_m \left(1 - j \frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (4.34)$$

$$\Phi = 180^\circ + \text{arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (4.35)$$

mais cômodas de avaliar a variação da impedância com a frequência. Na Figura 4.7, mostram-se as dependências destas parcelas com a frequência. Na parte (a) tem-se a variação do módulo da impedância, expresso em decibels em relação à frequência. Para normalização, os valores de frequência estão comparados com o valor de transição obtido a partir de (4.33). Os valores encontrados para este módulo são muito baixos. Na parte (b) da figura, tem-se a variação do argumento da impedância, em graus, em relação ao valor normalizado da frequência.

Desta forma, para uma frequência de operação onde $\omega \ll \omega_c$, a expressão de Z_{out} é simplificada para

$$Z_{out} = R_{out} = \frac{-2}{g_m} \quad (4.36)$$

cujo resultado representa a resistência negativa resultante da ação do acoplamento cruzado entre os transistores do oscilador. Conseqüentemente, a transcondutância total entre os terminais de dreno dos transistores M_1 e M_2 , da Figura 4.2, possui valor $-G_m = -g_m/2$, sendo g_m a transcondutância de cada dispositivo. Por causa deste comportamento, esta configuração também é conhecida como oscilador de transcondutância negativa [27].

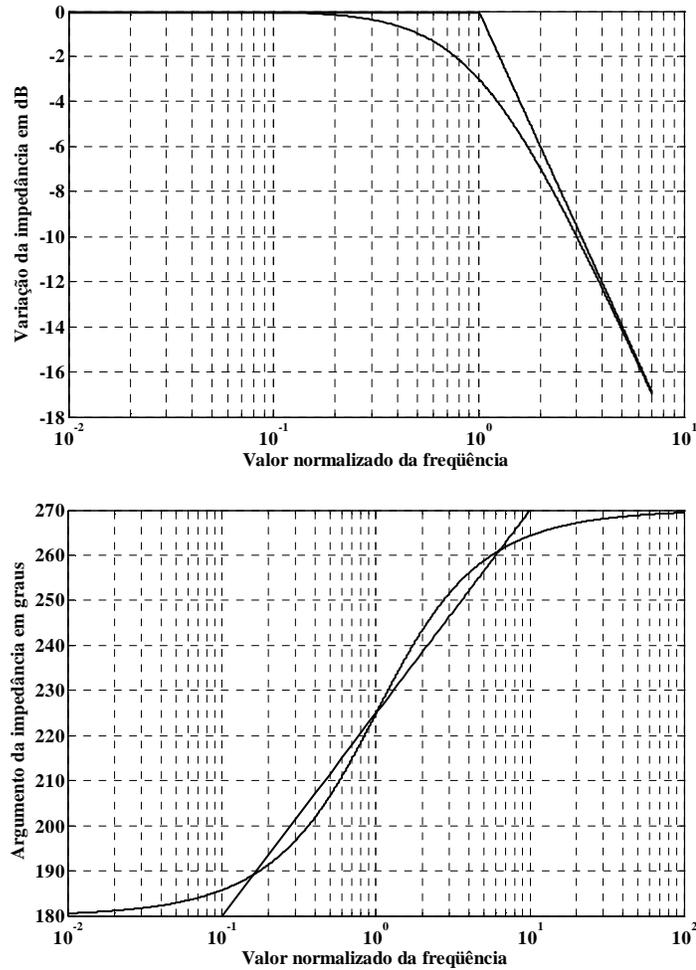


Figura 4.7 - Relação entre a impedância e a frequência. (a) Módulo da impedância, em dB, em relação à frequência normalizada. (b) Argumento da impedância, em graus, em relação ao valor normalizado da frequência.

Como os transistores devem ser idênticos, suas correspondentes capacitâncias também são iguais. Desta forma, a capacitância equivalente do modelo simplificado da Figura 4.5 é obtida por:

$$C_{eq} = 2C_{gd} + \frac{(C_{gs} + C_{bd} + C_{ds} + C_{gb})}{2} \quad (4.37)$$

A partir da transcondutância total, gerada pelo acoplamento cruzado e da capacitância equivalente dada em (4.37), na Figura 4.8 tem-se a representação do modelo simplificado equivalente ao da Figura 4.5. Como $g_{ds} \ll g_m$ na região de saturação do transistor [35], sua representação não foi considerada nesta figura.

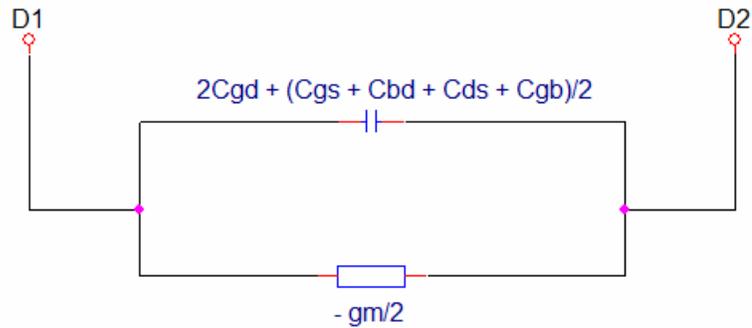


Figura 4.8 - Modelo simplificado equivalente do circuito da Figura 4.5.

4.2.4 Condições para operação do oscilador

A Figura 4.9 é uma representação mais simples que reúne os efeitos dos circuitos sintonizados da Figura 4.2. Nesta nova modelagem, válida para o sinal alternado, a fonte de polarização V_{DD} foi desconsiderada, pois é praticamente um curto-circuito para este sinal. Os circuitos sintonizados foram unificados, sugestão útil para a análise do funcionamento do oscilador [23]. Comparando a Figura 4.1 com a Figura 4.9, tem-se que $L_p = 2L'_p$, $R_p = 2R'_p$ e $C_p = C'_p/2$. A resistência negativa R_{out} apresentada entre os drenos dos transistores é $1/(-G_m)$. Para garantir que a oscilação mantenha-se permanentemente, é necessário que a resultante da associação em paralelo entre as resistências do circuito sintonizado e do circuito ativo continue dando um valor negativo:

$$\frac{2R'_p(-2/g_m)}{2R'_p + (-2/g_m)} < 0 \quad (4.38)$$

Isto exige que $2R'_p - 2/g_m \geq 0$ e, conseqüentemente, $R'_p \geq 1/g_m$. Isto é, a resistência paralela equivalente de um circuito sintonizado deve ser maior que a resistência equivalente determinada pela transcondutância de cada dispositivo. Com a utilização de (2.17), relaciona-se esta necessidade com o fator de qualidade do circuito sintonizado equivalente [36]:

$$g_m \geq \frac{Q}{\omega L_s (Q^2 + 1)} \quad (4.39)$$

Para uma margem de segurança que garanta a manutenção da oscilação, é conveniente que não se utilize um valor próximo do mínimo previsto em (4.39). A justificativa é relacionada às

tolerâncias próprias dos componentes e suas eventuais degradações em razão do uso prolongado, sobrecargas e efeitos da temperatura. Como regra prática, adota-se:

$$g_m \approx \frac{2Q}{\omega L_s (Q^2 + 1)} \quad (4.40)$$

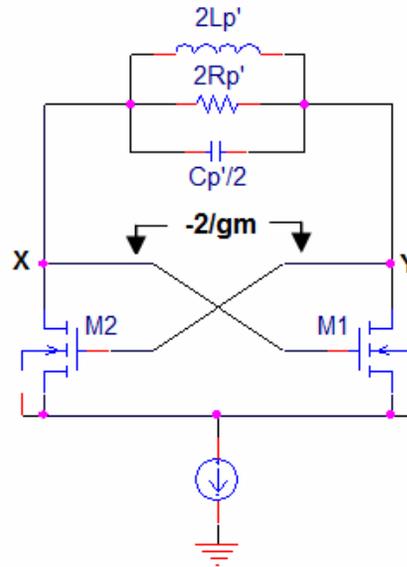


Figura 4.9 - Esquema simplificado de dois transistores capazes de fornecerem resistência equivalente negativa para compensação das perdas.

Para canais longos, a corrente de dreno I_D na condição de saturação também é definida como

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox}' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (4.41)$$

onde V_t é a tensão de limiar, a partir da qual ocorre a condução de elétrons livres no canal induzido do transistor. Os demais termos encontram-se definidos na Seção 4.2.2. A corrente I_D relaciona-se com a transcondutância de cada dispositivo em:

$$g_m = \frac{I_D}{V_{GS} - V_t} \quad (4.42)$$

Substituindo (4.42) em (4.40), tem-se a margem de segurança para a oscilação [36]:

$$I_D \approx 2(V_{GS} - V_t) \frac{Q}{\omega L_s (Q^2 + 1)} \quad (4.43)$$

Para um Q grande, (4.43) simplifica-se em:

$$I_D \approx \frac{2(V_{GS} - V_t)}{\omega L_s Q} \quad (4.44)$$

4.3 Modelagem de blocos constituintes do circuito integrado

4.3.1 Análise do detector de pico

O sinal obtido a partir de uma das saídas simétricas do oscilador será aplicado a um detector de pico. Em sua saída, será obtida uma diferença de potencial contínua próxima do valor de pico e com pequena ondulação em torno do seu nível médio. Esta parte do sistema, mostrada na Figura 4.10(a), é constituída por um retificador (diodo D_1), pela resistência R_1 e pela capacitância C_1 . Na análise de sinais alternados, a fonte de tensão contínua constante e ideal (V_{DD}) pode ser suposta um curto-circuito com o terminal de terra. Assim, na Figura 4.10(b) tem-se uma representação equivalente, cuja descrição é de relevância para se obter a quantificação dos valores envolvidos no projeto.

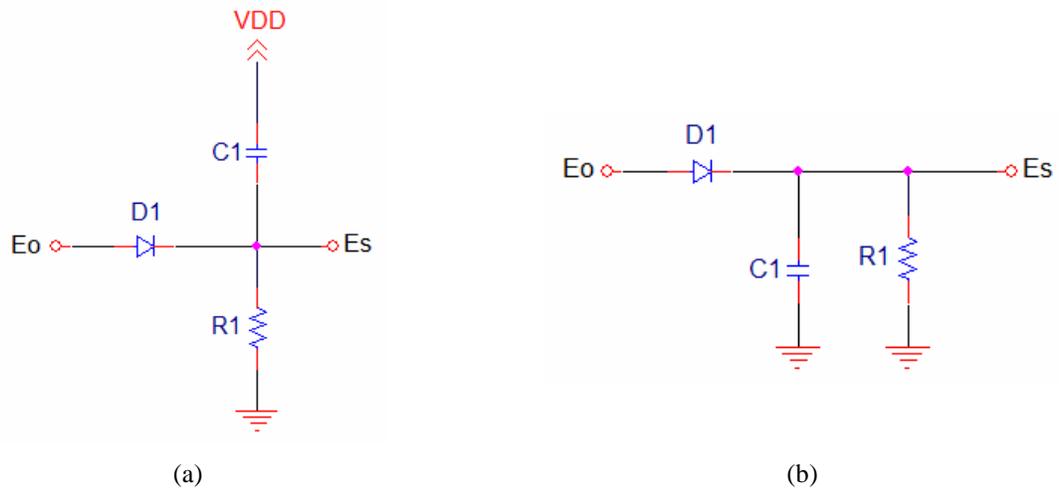


Figura 4.10 - (a) Circuito detector de pico. (b) Circuito equivalente da parte (a) para análise AC.

A corrente através do diodo, durante o semi-ciclo positivo do sinal aplicado, vale

$$i_{do} = i_c + i_{res} \quad (4.45)$$

sendo i_c a corrente através de C_1 e i_{res} a corrente no resistor de carga R_1 . Os valores destas grandezas são

$$i_{res} = \frac{e_s}{R_1} \quad (4.46)$$

$$i_c = C_1 \frac{de_s}{dt} \quad (4.47)$$

e a corrente total pelo diodo fica melhor representada na forma:

$$i_{do} = \frac{e_s}{R_1} + C_1 \frac{de_s}{dt} \quad (4.48)$$

Na condução, a queda de potencial no diodo é sempre bem pequena, tipicamente entre 0,6V e 0,7V, sensivelmente independente da corrente. Em geral, é possível considerar que a corrente pelo diodo fica quase igual a zero quando a tensão instantânea de entrada cair abaixo deste valor. Desta maneira, se não houvesse o capacitor a tensão detectada em cada ciclo assumiria o valor

$$e_s = E_{m\acute{a}x} \text{sen } \omega t \quad (0 < \omega t \leq \pi) \quad (4.49)$$

sendo $E_{m\acute{a}x}$ o valor de pico da tensão de entrada menos a queda de potencial no diodo. Esta expressão obedece a uma lei de formação semelhante à da tensão aplicada na entrada do circuito. Substituindo (4.49) em (4.48), vem:

$$i_{do} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_1} \text{sen } \omega t + \omega C_1 E_{m\acute{a}x} \cos \omega t \quad (4.50)$$

Esta equação pode ser simplificada em forma de uma função senoidal ou co-senoidal com a identificação conveniente dos fatores envolvidos nas duas parcelas. Por exemplo, tomando-se

$$\frac{1}{R_1} = H \cos \rho \text{ e } \omega C_1 = H \text{sen } \rho \quad (4.51)$$

a equação pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$i_{do} = E_{m\acute{a}x} (H \cos \rho \text{sen } \omega t + H \text{sen } \rho \cos \omega t) = E_{m\acute{a}x} H \text{sen}(\omega t + \rho) \quad (4.52)$$

Esta equivalência exige que se tenha:

$$\rho = \text{arctg}(\omega C_1 R_1) \quad (4.53)$$

$$H = \sqrt{\left(\frac{1}{R_1}\right)^2 + (\omega C_1)^2} = \frac{1}{R_1} \sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2} \quad (4.54)$$

Portanto, durante a condução do diodo, a corrente i_{do} torna-se:

$$i_{do} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_1} \sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2} \text{sen}(\omega t + \rho) \quad (4.55)$$

Quando D_1 parar de conduzir, a corrente passa a ser descrita por

$$\frac{e_s}{R_1} + C_1 \frac{de_s}{dt} = 0 \quad (4.56)$$

cuja solução geral  

$$e_s = K e^{-t/R_1 C_1} \quad (4.57)$$

onde $\tau = R_1 C_1$   a constante de tempo do circuito. Observa-se que a tensão sobre o capacitor e sobre o resistor de carga decresce exponencialmente com o tempo, enquanto o diodo estiver no estado de corte. Este comportamento é ilustrado na Figura 4.11. Quando e_s igualar-se ao valor instantâneo da tensão senoidal sobre o conjunto (e_1), reinicia-se a condução do diodo no instante $t = t_1$.

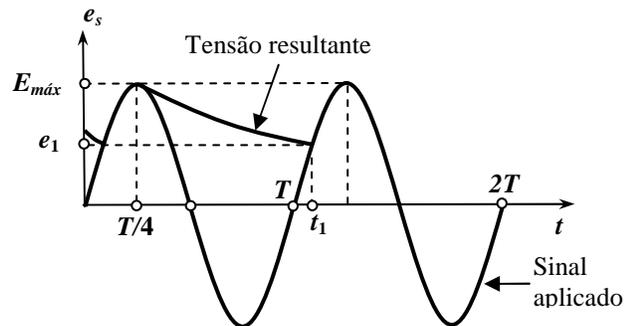


Figura 4.11 - Comportamento da tensão de saída do detector de pico em relação à variação da sua tensão de entrada.

Então, para reinício da condução,   necessário ter-se

$$K e^{-t_1/R_1 C_1} = E_{m\acute{a}x} \text{sen} \omega t_1 \quad (4.58)$$

donde:

$$K = E_{m\acute{a}x} e^{t_1/R_1 C_1} \text{sen} \omega t_1 \quad (4.59)$$

Conseqüentemente, no intervalo em que o diodo não está conduzindo, a tensão de saída sobre a carga R_1 fica:

$$e_s = E_{m\acute{a}x} e^{-(t-t_1)/R_1 C_1} \text{sen} \omega t_1 \quad (4.60)$$

O valor de t_1 é encontrado a partir da equação da corrente, tornando-a igual a zero em $t = t_1$. Logo,

$$\text{sen}(\omega t_1 + \rho) = 0 \quad (4.61)$$

e então:

$$t_1 = \frac{p\pi - \text{arctg}(\omega C_1 R_1)}{\omega} \quad (4.62)$$

Esta expressão não tem solução analítica, porém não há grande dificuldade em sua solução gráfica ou numérica. Quando se desejar que a tensão retificada fique próxima do valor máximo, deve-se ter uma descarga bem lenta do capacitor, o que exige elevada constante de tempo $R_1 C_1$, tal que $\omega R_1 C_1 \gg 1$. Nesta situação, o segundo termo do numerador de (4.62) tende para $\pi/2$ em cada ciclo. Portanto,

$$t_1 \cong \frac{p\pi - \pi/2}{\omega} \quad (4.63)$$

Em conseqüência, quanto maior for a constante de tempo menor será a ondulação residual (*ripple*) na saída do circuito. Esta característica é dada pela diferença entre a máxima e a mínima tensão na saída. Logo, quando for imposta esta condição, a tensão fornecida torna-se mais próxima de um valor contínuo puro, com mínimas flutuações. Assim, deve-se ter um elevado valor de τ para que o sinal oriundo do detector tenha maior aproximação da tensão de pico do sinal de entrada. Todavia, uma elevada constante de tempo implica em maiores valores de resistência e capacitância, demandando maior consumo de área no projeto do circuito integrado.

4.3.2 Análise do comparador

Após o detector de pico, o circuito emprega um amplificador operacional como comparador inversor, com histerese. Esta parte do circuito é responsável pelo acionamento e desacionamento do sensor. O sinal resultante do detector de pico é aplicado na entrada inversora. Na porta não-inversora, tem-se uma tensão de referência obtida com um divisor resistivo, a partir da fonte de alimentação. Conforme discutido no Capítulo 2, quando um objeto metálico aproximar-se da face sensora, ocorrerá uma redução do nível médio máximo do sinal na porta inversora. Quando esta tensão tornar-se inferior ao valor de comparação

ocorrerá o acionamento do dispositivo. Por outro lado, se esse objeto afastar-se e o sinal resultante do detector tornar-se superior à tensão de referência, o sensor muda de estado. Desta forma, de acordo com a posição do alvo, a saída do comparador estará em nível lógico alto ou baixo e, conseqüentemente, indicará o seu estado de atuação.

Uma pequena quantidade de ruído ou algum tipo de interferência sobreposto ao sinal de entrada pode causar comutações aleatórias na resposta do sensor. Este comportamento é ilustrado na Figura 4.12, na qual se observam rápidas alterações em sua saída, a partir de um sinal ruidoso hipotético introduzido em sua entrada [37]. Para evitar este efeito indesejável, deve-se implementar uma histerese externa por meio de uma realimentação positiva, como discutido na secção 3.4.

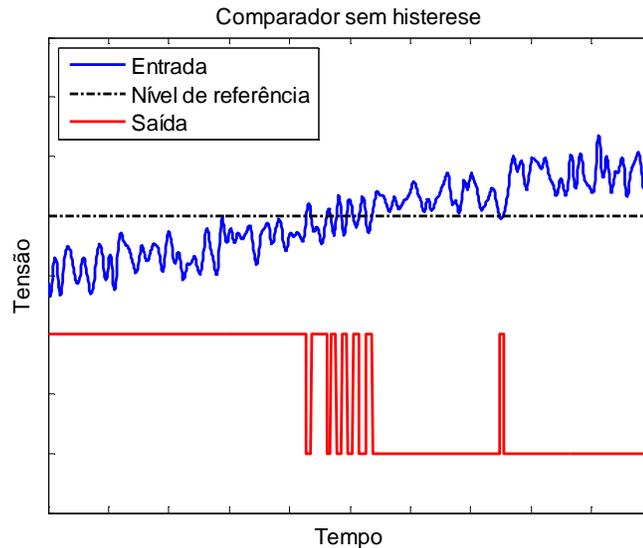


Figura 4.12 - Rápidas e aleatórias alterações na saída de um comparador sem histerese devido a uma interferência no sinal de entrada.

Com a histerese, é possível aumentar a imunidade ao ruído e obter-se maior estabilidade durante as comparações. A histerese atuará no nível de comparação e será obtida através do arranjo dos resistores R_1 , R_2 e R_3 , como apresentados na Figura 4.13. Esta tensão de referência terá um comportamento dinâmico e o nível de histerese V_{hist} é alcançado deslocando a tensão de comparação, o que provoca mudança na saída do comparador. Esta alteração depende da tensão na entrada inversora [38]. A Figura 4.14 mostra que a variação da tensão de saída ocorre a partir de uma mudança do nível de entrada de, pelo menos, um valor igual a V_{hist} .

A tensão de saída permanecerá em nível lógico alto ($E_c = V_{DD}$) até que a tensão de entrada E_s seja menor do que V_{ref1} , tensão de referência dada pelo divisor resistivo da Figura 4.15(a). Sua expressão é:

$$V_{ref1} = \frac{V_{DD} R_2}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} = \frac{V_{DD} R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (4.64)$$

Quando a tensão de entrada for maior ou igual V_{ref1} , a tensão de saída irá para nível lógico baixo ($E_c = 0$) e permanecerá neste valor enquanto E_s for maior que a referência V_{ref2} . Nesta nova situação, V_{ref2} é dada pelo divisor resistivo da Figura 4.15(b) e sua expressão é dada por:

$$V_{ref2} = \frac{V_{DD} R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = \frac{V_{DD} R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (4.65)$$

Assim, quando a tensão de entrada for menor ou igual a V_{ref2} , a saída irá novamente para nível lógico alto. Considerando que $V_{hist} = V_{ref1} - V_{ref2}$, o nível de histerese é

$$V_{hist} = \frac{V_{DD} R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (4.66)$$

e qualquer interferência no sinal de entrada inferior a V_{hist} não causará comutações na saída do comparador e o novo comportamento é observado na Figura 4.16.

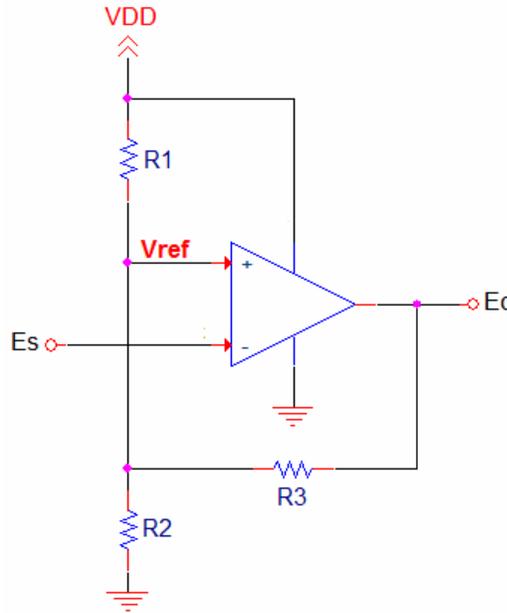


Figura 4.13 - Esquema de um comparador inversor com histerese.

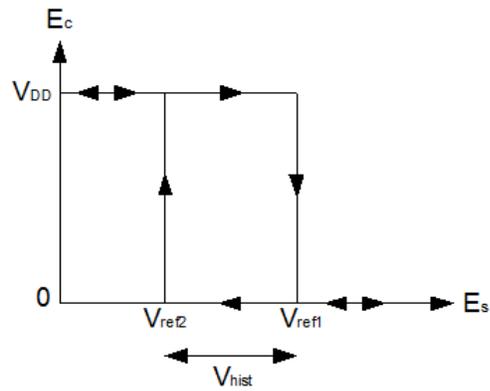


Figura 4.14 - Gráfico da tensão de saída de um comparador com histerese, em função da sua tensão de entrada.



Figura 4.15 - Alteração do divisor resistivo responsável pelo nível de comparação devido à presença de histerese no comparador. (a) Divisor resistivo para nível de comparação igual a V_{ref1} . (b) Divisor resistivo para nível de comparação igual a V_{ref2} .

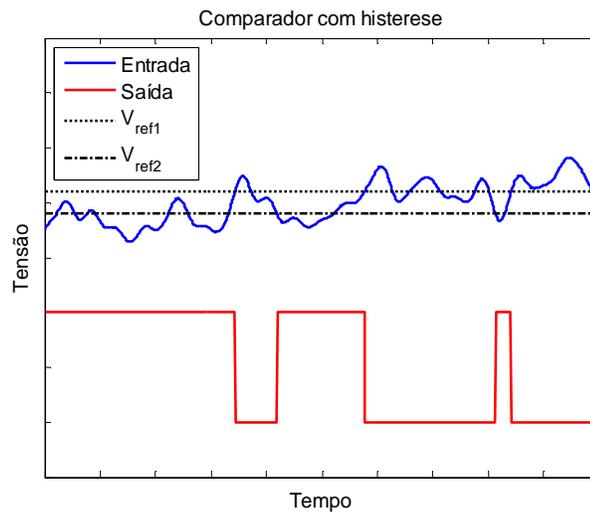


Figura 4.16 - Comportamento de um comparador inversor com histerese.

4.4 Simulações com oscilador

A Figura 4.17 apresenta a estrutura principal para simulação de um sensor que emprega oscilador com acoplamento cruzado. Utilizou-se a representação do circuito sintonizado da Figura 4.9. Isto ocorreu devido a limitações do programa de cálculo para parametrização dos componentes do circuito, conforme já discutido no Capítulo 3. O projeto foi desenvolvido em tecnologia CMOS com comprimento de canal mínimo igual a $0,6\mu\text{m}$. Necessita-se de uma alimentação de 10V no comparador e 5V em outras partes do circuito. A norma pertinente à especificação desses dispositivos [4] estabelece que o seu funcionamento deve ser garantido mesmo quando a tensão de alimentação variar 15% abaixo e 10% acima do valor de referência. De acordo com o tratamento desenvolvido, verifica-se a necessidade de valores estabilizados de tensão em todas as partes do circuito. Portanto, deve ser incorporado um sistema que cumpra este objetivo. Mesmo reguladores de elevada eficiência implicam em uma queda de potencial mínima em sua operação. Levando em conta estas considerações, propôs-se que a fonte externa de alimentação seja habilitada para fornecer valores entre 13V e 30V. Este valor mínimo levou em conta a tolerância de 15% e uma queda de potencial mínima de 1V no circuito de regulação.

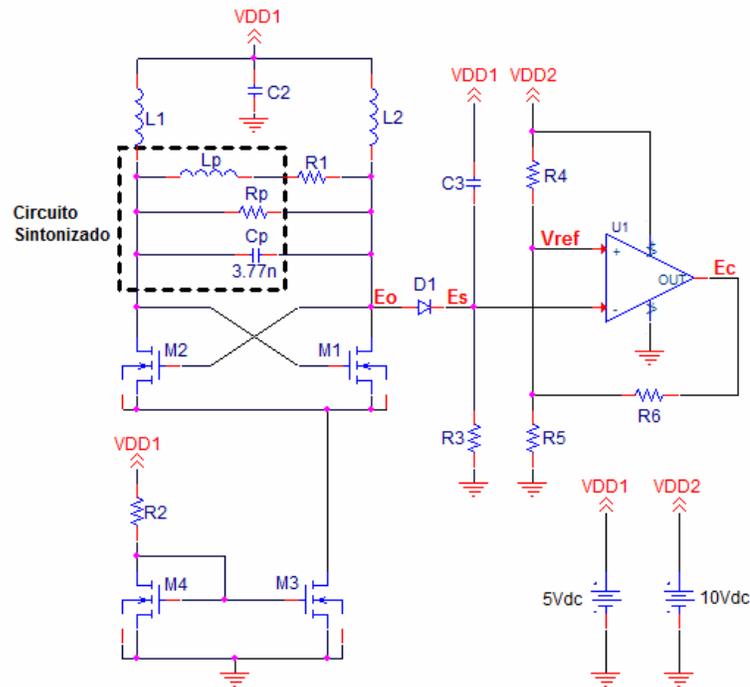


Figura 4.17 - Estrutura principal para simulação de um sensor com oscilador com acoplamento cruzado.

Para analisar o comportamento e o desempenho desta topologia, as simulações foram feitas com o programa Orcad PSpice[®]. Os componentes L_1 e L_2 , de alta indutância, e R_1 , de resistência muito pequena, foram incluídos para tornar possível a utilização do circuito da Figura 4.9. O capacitor C_2 é empregado para desacoplamento e garantir que seja anulada qualquer eventual componente alternada na fonte de alimentação do oscilador. No circuito sintonizado, R_p e L_p representam a resistência e a indutância paralela de uma bobina M18, obtidos a partir de (2.17) e (2.18) por meio das medições de R_s e L_s . Na Tabela A1, no Anexo A, têm-se os valores encontrados de L_p e R_p com a variação da distância. Observa-se que o oscilador foi alimentado com uma tensão contínua de 5V, o que significa que nas suas duas saídas simétricas pode-se ter uma tensão de pico-a-pico de até duas vezes esse valor.

4.4.1 Efeito da corrente de polarização no oscilador

Um espelho de corrente [26] foi utilizado com o objetivo de polarizar os transistores M_1 e M_2 . A resistência R_2 é responsável pelo ajuste do nível de oscilação e, conseqüentemente, influencia na distância de detecção. À medida que o seu valor aumenta, reduzem-se a corrente fornecida pelo espelho no dreno de M_3 (I_{M3}) e a tensão de pico-a-pico E_o medida em uma das saídas do oscilador. A Tabela 4.1 apresenta o efeito de R_2 em I_{M3} e E_o , considerando o alvo às distâncias de 12mm e 8mm em relação à face sensora. Na Tabela 4.2, tem-se a alteração do nível médio máximo E_s no catodo do diodo D_1 , em função de R_2 , para 12mm e 8mm e também 5% acima desses valores, para a implementação de uma histerese referente a esta porcentagem.

Para uma distância sensora de 12mm, o maior nível de histerese (70mV) corresponde a $R_2 = 100\Omega$. Para um acionamento em 8mm entre o alvo e o sensor, verificam-se maiores histereses para resistências de 700 Ω e 1,5k Ω (180mV e 190mV, respectivamente), comparados com o obtido para $R_2 = 100\Omega$, que para esta distância é de 170mV. Devido a esta pequena diferença entre as histereses para 100 Ω , 700 Ω e 1,5k Ω , em uma distância de detecção de 8mm, será utilizado o valor de 100 Ω para o sensoriamento a 12mm e 8mm. Ao selecionar L_p e R_p , correspondentes a uma distância de 22,2mm, obteve-se a mesma frequência de ressonância, como no primeiro modelo de oscilador. Nesta frequência, as várias capacitâncias parasitas associadas ao circuito e aos componentes podem ser desconsideradas.

Tabela 4.1 - Valores da corrente no dreno de M_3 e da tensão de pico-a-pico em uma das saídas do oscilador conforme variação de R_2 para as distâncias de 12mm e 8mm entre o alvo e o sensor.

R_2 [Ω]	Distância Sensora: 12mm		Distância Sensora: 8mm	
	I_{M3} [μA]	E_o [V]	I_{M3} [μA]	E_o [V]
100	649,57	5,83	692,34	4,76
300	637,87	5,73	676,98	4,65
700	612,23	5,54	642,13	4,37
1,5k	552,93	4,91	567,99	3,57
2,5k	481,66	3,88	491,35	2,52
3,5k	425,52	2,85	433,35	1,42

Tabela 4.2 - Valores obtidos de tensão no detector de pico em função de R_2 para as distâncias de 12mm e 8mm e também para 5% acima destas distâncias.

R_2 [Ω]	Distâncias			
	12mm	12,6mm	8mm	8,4mm
	E_s [V]	E_s [V]	E_s [V]	E_s [V]
100	7,78	7,85	7,06	7,23
300	7,72	7,77	6,99	7,15
700	7,60	7,61	6,79	6,97
1,5k	7,12	7,15	6,20	6,39
2,5k	6,33	6,37	5,52	5,68
3,5k	5,67	5,72	5,01	5,13

4.4.2 Efeitos da largura e comprimento de canal dos transistores do circuito ativo

Foram realizados experimentos para determinar a melhor relação entre a largura (W) e o comprimento (L) dos transistores M_1 e M_2 que compõe o circuito ativo do oscilador. Utilizou-se o menor comprimento de canal disponível pela tecnologia empregada. A Tabela 4.3 apresenta os resultados para a distância de 12mm e também 5% acima deste valor. Quanto maior a relação W/L , maior será a tensão de pico-a-pico na saída do oscilador (E_o) e maior será o nível médio máximo obtido no detector de pico (E_s). Também, obtém-se um maior nível de histerese (80mV) para as maiores relações de W/L , como em 16/0,6 e 32/0,6. Porém, verifica-se que a tensão E_s aproxima-se da tensão de alimentação do comparador. Portanto, qualquer variação de processo ou alteração no comportamento de algum elemento do circuito sintonizado poderia comprometer o funcionamento do dispositivo para esta distância.

Considerando a distância de detecção de 8mm, para $W/L = 16/0,6$ têm-se $E_o = 6,01V$ e $E_s = 8,02V$. Para 8,4mm, resultam $E_o = 6,45V$ e $E_s = 8,34V$, alcançando um excelente nível de 320mV, correspondente a uma histerese de 5% para a distância. As demais medidas para sensoriamento em 8mm encontram-se na Tabela 4.4. Desta forma, para possibilitar a detecção de objetos a 8mm e 12mm, sem comprometer o funcionamento de qualquer parte do circuito, serão usados $W = 2,0\mu m$ e $L = 0,6\mu m$ no desenvolvimento do projeto. Na Figura 4.18 tem-se o sinal de saída do oscilador a 12mm.

Tabela 4.3 - Relação W/L para a distância sensora de 12mm entre o alvo e o sensor.

W/L [$\mu m/\mu m$]	Distância Sensora: 12mm		Distância: 12,6mm	
	E_o [V]	E_s [V]	E_o [V]	E_s [V]
2/0,6	5,83	7,78	5,92	7,85
4/0,6	7,04	8,73	7,12	8,79
8/0,6	7,52	9,12	7,58	9,17
16/0,6	7,71	9,29	7,82	9,37
32/0,6	7,82	9,38	7,92	9,46

Tabela 4.4 - Relação W/L para a distância sensora de 8mm entre o alvo e o sensor.

W/L [$\mu m/\mu m$]	Distância Sensora: 8mm		Distância: 8,4mm	
	E_o [V]	E_s [V]	E_o [V]	E_s [V]
2/0,6	4,76	7,06	5,01	7,23
4/0,6	5,91	7,93	6,19	8,14
8/0,6	5,96	7,98	6,29	8,22
16/0,6	6,01	8,02	6,45	8,34
32/0,6	6,13	8,10	6,53	8,41

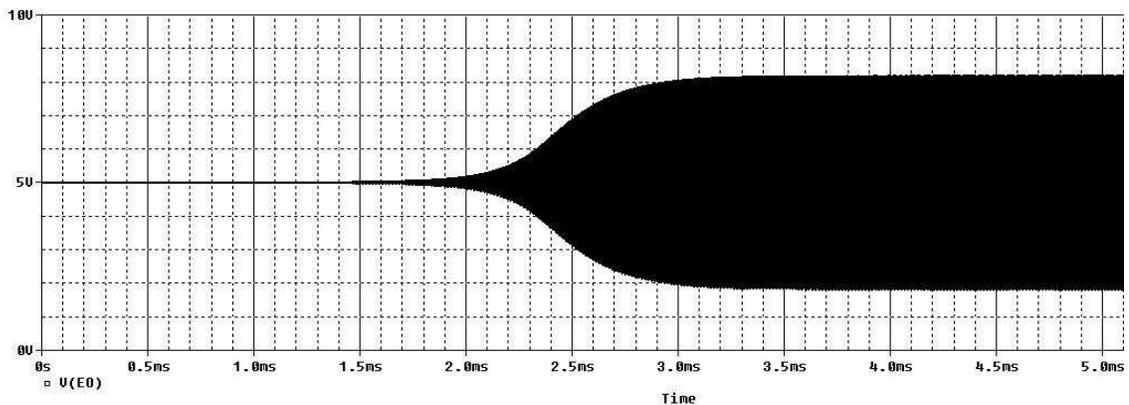


Figura 4.18 - Sinal de saída do oscilador para um deslocamento de 12mm entre o alvo e o sensor durante 5ms.

4.4.3 Implementação da histerese e consumo de potência do sensor

Com base nos resultados, na Tabela 4.5, tem-se a tensão de pico-a-pico em uma das saídas do oscilador (E_o), a corrente no dreno de M_3 (I_{M3}), o nível médio máximo no catodo do diodo D_1 (E_s) e o nível médio (E_c) na saída do comparador. Estes resultados foram obtidos para uma detecção a 12mm e 5% acima (para obtenção da tensão de histerese). Para fins práticos, foram encontrados também os valores para 20% acima e abaixo da distância de sensoriamento, nas quais o dispositivo deve manter a sua operação, conforme exigido por norma [4]. A última coluna indica o estado do sensor em relação à presença do alvo. Conclui-se que se tem o correto funcionamento do sensor nos limites exigidos. Para implementar uma tensão de histerese de 70mV no comparador, foi necessário um alto valor para R_6 (107k Ω), componente responsável por esta função.

Mantendo a mesma fonte de corrente do oscilador e ajustando a tensão de referência V_{ref} do comparador para o equivalente a 8 mm, observa-se um funcionamento adequado na faixa de distância requerida, como indicado na Tabela 4.6. Além disto, obtém-se a tensão de histerese de 170mV, mais adequada para a operação do sensor, resultando em menor resistência R_6 (50k Ω) e, conseqüentemente, em menor área de integração.

Tabela 4.5 - Medidas do sensor com oscilador com acoplamento cruzado para sensoriamento a 12mm.

Distância [mm]	E_o [V]	I_{M3} [μ A]	E_s [V]	E_c [V]	Estado do sensor
9,6	5,38	659,10	7,52	9,980	acionado
12,0	5,83	649,57	7,78	9,980	acionado
12,6	5,92	632,74	7,85	0,018	desacionado
14,4	6,06	625,23	7,95	0,018	desacionado

Tabela 4.6 - Medidas do sensor com oscilador com acoplamento cruzado para sensoriamento a 8mm.

Distância [mm]	E_o [V]	I_{M3} [μ A]	E_s [V]	E_c [V]	Estado do sensor
6,4	3,61	725,83	6,29	9,982	acionado
8,0	4,76	692,34	7,06	9,982	acionado
8,4	5,01	683,83	7,23	0,018	desacionado
9,6	5,44	667,25	7,52	0,018	desacionado

O consumo de potência do sensor e a tensão de ondulação residual (*ripple*) para 12mm e 8mm são iguais a 40,72mW e 9,2mV, e 38,88mW e 9,6mV, respectivamente. O consumo de potência é maior do que o obtido em outras versões [17]-[20]. Neste trabalho, porém, a

detecção é realizada em longas distâncias. Portanto, necessita-se que a fonte de alimentação forneça uma tensão mais elevada para as diferentes partes do circuito.

Para o sensoriamento a 12mm, a potência consumida no oscilador e no detector de pico corresponde somente a 18,4% do consumo total. Para 8 mm, torna-se 19,9% e verifica-se um maior consumo no comparador. Assim sendo, é possível reduzir a potência total consumida através da variação do divisor resistivo representado por R_4 , R_5 e R_6 . Considerando a maior distância, alterou-se R_6 para próximo de 890k Ω e a potência total ficou em 17,7mW, correspondendo à uma redução de 56,6%. Para a menor distância, é alcançado um consumo aproximadamente igual para R_6 em torno de 415k Ω , o que significa uma redução de 54,6%. Logo, é necessário uma maior resistência e uma maior área para reduzir a potência total. É possível obter uma relação de compromisso entre a potência consumida e área necessária para o projeto do circuito integrado. Nas tabelas 4.7 e 4.8 tem-se a potência consumida de acordo com R_4 , R_5 e R_6 para diferentes distâncias.

Tabela 4.7 - Potência total consumida em função da variação de R_4 , R_5 e R_6 para sensoriamento a 12mm.

R_4 [k Ω]	R_5 [k Ω]	R_6 [k Ω]	Potência Total [mW]
55	200	7110	14,93
14	50	1778	16,12
7	25	890	17,69
1	3	107	40,72

Tabela 4.8 - Potência total consumida em função da variação de R_4 , R_5 e R_6 para sensoriamento a 8mm.

R_4 [k Ω]	R_5 [k Ω]	R_6 [k Ω]	Potência Total [mW]
78	200	3327	15,14
20	50	832	16,23
10	25	415	17,67
1	3	50	38,88

4.4.4 Influência da temperatura no comportamento do sensor

Também foi verificado o comportamento do circuito em função da temperatura. Os sensores indutivos devem garantir operabilidade na faixa de -25°C a $+70^{\circ}\text{C}$ [4]. Os resultados relativos à variação térmica foram encontrados para detectar objetos a 12mm e 8mm e estão na Tabela 4.9. O sinal negativo indica que o aumento da temperatura implica em redução no valor da tensão. O oscilador manteve a sua operação nos limites exigidos, mesmo nos

extremos de temperatura. Porém, para correto acionamento do sensor é necessária a compensação de temperatura, que será feito externamente ao circuito integrado.

Estes resultados apresentam um comportamento inferior aos obtidos em outros procedimentos [17]-[20]. Porém, neste trabalho, a variação térmica foi obtida pela medição da tensão de pico-a-pico em uma das saídas do oscilador (E_o). Em diferentes situações relatadas, foi usada a relação entre as tensões de pico das duas saídas do oscilador com acoplamento cruzado. Se fosse utilizada a mesma relação dos trabalhos tomados como referência [17]-[20], a variação térmica seria muito pequena, já que na opção proposta neste projeto utiliza-se uma bobina formada por dois enrolamentos iguais, conforme mostrado no esquema da Figura 4.2.

Tabela 4.9 - Variação térmica para diferentes distâncias sensoras.

Distância [mm]	Variação Térmica [mV/°C]	Distância [mm]	Variação Térmica [mV/°C]
9,6	-17,90	6,4	-17,86
12,0	-18,90	8,0	-18,36
12,6	-18,87	8,4	-18,25
14,4	-18,73	9,6	-17,98

4.5 Considerações para implementação do circuito integrado

O circuito sintonizado será externo ao circuito integrado. A indutância total L_p é formada por uma bobina com dois enrolamentos idênticos no mesmo núcleo de ferrita. Assim, a pastilha corresponderá ao circuito ativo do oscilador e aos outros elementos do sensor.

O segundo modelo de oscilador é mais simples de integrar e requer menor área. O dispositivo construído com esta topologia apresenta menor consumo total de potência. Também é possível obter ajustes de histerese que atendam às demandas de mercado nos limites especificados. A disposição das partes do sensor a serem integradas está sendo desenvolvida e pretende-se utilizar a solução de encapsulamento *chip-on-board* (COB), que necessitará de uma menor área na placa de circuito impresso do dispositivo final.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Aspectos gerais

A partir da alteração de características intrínsecas da bobina M18, como a relutância magnética, foram desenvolvidos vários tipos de sensores indutivos. Abordou-se um desses tipos, os sensores de corrente induzida. Discutiram-se suas características gerais e analisaram-se seu princípio físico e seu comportamento, incluindo um estudo sobre a influência do acoplamento indutivo entre a face sensora e o alvo. Verificou-se que quando um alvo aproxima-se da sua face sensora, as intensidades das correntes induzidas aumentam, provocando redução do fluxo magnético da bobina. Conseqüentemente, há uma redução na amplitude de oscilação do sinal no circuito sintonizado, devido ao aumento da resistência da bobina e redução da sua indutância.

Este comportamento foi verificado em experimentos práticos e em simulações realizadas com bobinas especificadas para este tipo de dispositivo. Foram levantados os valores de sua indutância e resistência resultante em série, a partir dos quais se obtiveram os que serão empregados no circuito equivalente em paralelo. Encontraram-se as frequências de ressonância e de oscilação do circuito sintonizado e também o seu fator de mérito, um valor diferente do medido para a bobina isoladamente. Analisou-se, ainda, a alteração no comportamento da bobina sob a variação da temperatura, entre os limites de -25°C a $+70^{\circ}\text{C}$. Verificaram-se resultados de relevância, com modificações que não podem ser desconsideradas no que se referem aos diversos parâmetros da bobina, tais como a indutância, a resistência e o fator de mérito. Este fato tem que ser levado em conta no projeto do circuito.

O amortecimento do sinal, provocado por perdas nos enrolamentos que são agrupadas e associadas à resistência série da bobina, pode ser compensado por um circuito de amplificação

com uma realimentação adequada. Desta forma, é necessário desenvolver um dispositivo capaz de detectar a presença de um alvo metálico nas proximidades do sensor a partir da variação da impedância da sua face sensora e, conseqüentemente, de alterações na amplitude do sinal de oscilação. A parte mais complexa é o oscilador, cuja sensibilidade é de importância fundamental para a detecção do alvo.

5.2 Comentários sobre os modelos de oscilador

Foram abordadas duas topologias de osciladores e discutidas as suas características, suas vantagens e desvantagens que determinam a melhor escolha para o processo de integração. O primeiro modelo utiliza um amplificador operacional com realimentação positiva e foram analisadas todas as partes desse circuito. Efetuaram-se simulações e medições para verificação de seu comportamento. Este modelo, construído com componentes discretos, destaca-se no desenvolvimento de sensores para longos alcances de acionamento, como em 12mm e 16mm. Para esta finalidade, é necessário o uso de um amplificador operacional de elevado custo, com impactos grandes em uma produção em larga escala. Estes sensores também apresentam grande consumo de potência.

Na tentativa de contornar essas desvantagens, deseja-se integrar o maior número de componentes discretos destes dispositivos, utilizando a tecnologia CMOS. A principal dificuldade é a implementação de um amplificador operacional baseado nesta tecnologia com valores de *slew rate* que permitam um ajuste de histerese adequado para a operação do sensor. Esta característica dificulta a escolha desta topologia que se torna menos favorável no projeto de um circuito integrado.

O segundo modelo de oscilador utiliza um par de transistores com acoplamento cruzado e mostrou-se como melhor opção para integração. Seu comportamento e principais propriedades foram obtidos empregando a modelagem para pequenos sinais. Partiu-se do modelo de um transistor de efeito de campo MOS e estendeu-se para o circuito ativo, abordando-se as condições necessárias para manutenção das oscilações. Também foram detalhados os vários blocos constituintes do circuito integrado. Na saída do oscilador, tem-se o detector de pico responsável pela extração do nível médio máximo do sinal obtido do oscilador. A tensão resultante é introduzida em um comparador que indicará o acionamento ou desacionamento do sensor em presença de um alvo. Após as análises teóricas, foram efetuadas simulações para

comprovar o funcionamento desta topologia. Este sensor permitiu detecção de objetos em longas distâncias, como 8mm e 12mm, valores superiores aos relatados pelo estado da arte [17]-[20].

Foram feitas análises com ferramentas computacionais para determinar a melhor relação entre a largura (W) e o comprimento (L) dos transistores do circuito ativo, bem como para avaliar o consumo total de potência dos blocos a serem integrados. O circuito apresentou um ajuste satisfatório de histerese, no qual o nível correspondente a um sensoriamento a 8mm mostrou-se superior ao de 12mm. Também foi verificado o comportamento do circuito em função da temperatura. O oscilador manteve a sua operação nos limites de distância exigidos, mesmo nos extremos de temperatura. Porém, para seu correto funcionamento, o sensor necessita de compensação de temperatura, a ser feita externamente ao circuito integrado. Incluem-se, neste propósito, compensações no circuito sintonizado que ficará externo ao dispositivo integrado. A pastilha incluirá o circuito ativo e os outros elementos do sensor. A disposição destas partes está sendo desenvolvida e pretende-se utilizar a solução de encapsulamento *chip-on-board* (COB) para menor área de ocupação na placa de circuito impresso do dispositivo final.

5.3 Conclusões

Analisaram-se e estabeleceram-se as condições de projeto de sensores baseados em correntes induzidas. As duas topologias de osciladores permitem a detecção de alvos em longas distâncias. Porém, o segundo modelo é mais simples de implementar em forma de circuito integrado e, requer menor área, devido ao menor número de elementos de sua parte ativa. Além disto, exige uma baixa corrente de polarização e, em conseqüência, terá menor consumo de potência. O circuito a ser implementado é mais barato, quando comparado aos sensores que empregam amplificadores operacionais capazes de detectar objetos em maiores distâncias. Outra vantagem é a possibilidade de alcançar um ajuste de histerese satisfatório, o que garante menor influência de eventuais interferências ou outros sinais espúrios.

5.4 Sugestões para trabalhos futuros

O comportamento do segundo modelo de oscilador em função da temperatura permitiu observar que o sensor manteve a sua operação nos limites de distância analisados. Porém, para o correto acionamento do dispositivo é necessário a implementação de um circuito de compensação dos efeitos da temperatura. Propôs-se, em primeira opção, que este circuito fique externo ao conjunto integrado. Mas, resultados mais expressivos podem ser alcançados se esta parte também for integrada, uma vez que todos os seus elementos seriam submetidos aos mesmos níveis de variação de temperatura.

Outro ponto a ser investigado é a operação deste modelo de sensor para distâncias ainda maiores, como, por exemplo, sua atuação a partir de 16mm. Isto implica em novos desenvolvimentos capazes de permitir um ajuste mais adequado de histerese e garantir o seu funcionamento sob o efeito de variação de temperatura para os extremos da distância sensora em questão.

Em circuitos comparadores, o uso de resistores para a obtenção de uma referência de tensão implica em um aumento de área e custo. Estas referências podem sofrer variações devido a imprecisões de seus modelos disponíveis pela tecnologia adotada [39]. Uma alternativa interessante são as referências *bandgap* que utilizam somente transistores MOS polarizados no corte ou na saturação, cuja operação ocorre na região de inversão forte [40]. Com isto, pode-se obter uma implementação com menor área e maior confiabilidade, uma vez que os elementos deste circuito são baseados em modelos mais exatos.

Também é importante, em futuras investigações, avaliar a possibilidade de substituição da bobina com fio de cobre e núcleo de ferrita por uma equivalente em circuito planar [41]-[42], que apresentaria menor custo e seria menos susceptível às variações térmicas.

Anexo A

Valores de indutância e resistência série e paralela de uma bobina M18

A Tabela A1 apresenta os valores medidos da indutância e resistência série e paralela de uma bobina M18 cujo procedimento e equipamentos utilizados durante os experimentos encontram-se descritos no Capítulo 2.

Tabela A1 - Valores da indutância e resistência série e paralela de uma bobina M18 em relação ao deslocamento do alvo.

Bobina M18 (Frequência = 273 kHz e $Q = 179,5$)				
Distância [mm]	Indutância Série L_s [μH]	Resistência Série R_s [Ω]	Indutância Paralela L_p [μH]	Resistência Paralela R_p [Ω]
0	96,075	37,205	101,593	684,9639801
0,2	96,111	36,74	101,484	693,8931397
0,4	96,35	36,976	101,796	691,1788505
0,6	96,66	28,36	99,7904	904,0640795
0,8	96,97	24,155	99,2207	1064,851394
1	97,255	20,698	98,8974	1246,356277
1,2	97,52	17,85	98,7362	1449,152605
1,4	97,78	15,44	98,6871	1679,814736
1,6	97,995	13,47	98,6838	1929,722992
1,8	98,23	11,768	98,7549	2214,114796
2	98,44	10,37	98,8471	2517,97549
2,2	98,65	9,17	98,968	2853,556025
2,4	98,84	8,14	99,0904	3220,82391
2,6	99,02	7,26	99,2191	3617,803304
2,8	99,185	6,515	99,3453	4038,222343
3	99,34	5,87	99,4701	4488,94934
3,2	99,48	5,32	99,5868	4960,012764
3,4	99,62	4,84	99,7084	5459,587435
3,6	99,74	4,415	99,8135	5992,351851
3,8	99,86	4,045	99,9217	6548,347011

4	99,965	3,73	100,017	7108,824429
4,2	100,06	3,45	100,105	7693,076539
4,4	100,155	3,2	100,194	8301,972812
4,6	100,24	2,985	100,274	8907,490592
4,8	100,317	2,795	100,346	9520,316215
5	100,39	2,625	100,416	10144,24656
5,2	100,455	2,48	100,478	10744,30992
5,4	100,52	2,35	100,541	11346,01275
5,6	100,576	2,23	100,595	11963,22156
5,8	100,63	2,12	100,647	12590,71118
6	100,68	2,027	100,695	13174,92368
6,2	100,73	1,94	100,744	13772,59427
6,4	100,77	1,87	100,783	14293,81977
6,6	100,81	1,8	100,822	14855,58503
6,8	100,85	1,74	100,861	15373,94433
7	100,88	1,684	100,891	15889,91727
7,2	100,91	1,63	100,92	16421,21365
7,4	100,945	1,59	100,955	16840,16482
7,6	100,97	1,552	100,979	17256,76119
7,8	100,998	1,515	101,007	17683,11579
8	101,02	1,48	101,028	18105,24052
8,2	101,045	1,45	101,053	18484,40501
8,4	101,065	1,405	101,072	19080,20805
8,6	101,085	1,38	101,092	19429,70822
8,8	101,104	1,36	101,111	19719,14495
9	101,119	1,335	101,126	20091,39769
9,2	101,137	1,315	101,144	20400,6011
9,4	101,15	1,3	101,156	20638,64517
9,6	101,165	1,28	101,171	20964,23243
9,8	101,18	1,266	101,186	21199,20718
10	101,19	1,25	101,196	21472,67905
10,2	101,2	1,239	101,206	21665,45708
10,4	101,215	1,226	101,221	21898,43402
10,6	101,225	1,215	101,231	22098,87459
10,8	101,235	1,205	101,24	22284,469
11	101,245	1,195	101,25	22473,16959
11,2	101,255	1,187	101,26	22626,86621
11,4	101,264	1,18	101,269	22763,11649
11,6	101,27	1,17	101,275	22959,0333
11,8	101,278	1,165	101,283	23059,3914
12	101,286	1,157	101,291	23220,6681
12,2	101,295	1,15	101,3	23364,08719
12,4	101,3	1,145	101,305	23467,27207
12,6	101,307	1,14	101,312	23571,82745

12,8	101,315	1,137	101,32	23635,88857
13	101,32	1,133	101,325	23720,50447
13,2	101,326	1,128	101,331	23827,05947
13,4	101,333	1,125	101,338	23892,24875
13,6	101,337	1,12	101,342	23999,8579
13,8	101,34	1,115	101,345	24108,19426
14	101,345	1,113	101,35	24152,70698
14,2	101,35	1,108	101,355	24262,89632
14,4	101,355	1,106	101,36	24307,97051
14,6	101,36	1,105	101,365	24331,16891
14,8	101,36	1,10	101,365	24441,76513
15	101,36	1,098	101,365	24486,28565
15,2	101,365	1,095	101,37	24554,58256
15,4	101,366	1,094	101,371	24577,2698
15,6	101,37	1,09	101,374	24668,43501
15,8	101,373	1,089	101,377	24691,81811
16	101,375	1,085	101,379	24783,3368
16,2	101,378	1,085	101,382	24784,07021
16,4	101,38	1,083	101,384	24830,32935
16,6	101,385	1,082	101,389	24854,50365
16,8	101,39	1,082	101,394	24855,72939
17	101,39	1,08	101,394	24901,75852
17,2	101,39	1,078	101,394	24947,95845
17,4	101,393	1,078	101,397	24948,69662
17,6	101,395	1,079	101,399	24926,06623
17,8	101,397	1,075	101,401	25019,30788
18	101,395	1,073	101,399	25065,44778
19	101,404	1,068	101,408	25185,03065
20	101,41	1,065	101,414	25257,46877
21	101,418	1,062	101,422	25330,81569
22	101,421	1,06	101,425	25379,36039
22,2	101,422	1,06	101,426	25379,61063

Anexo B

Medidas realizadas com sensor empregando oscilador com amplificador operacional

Conforme referido no Capítulo 3, as figuras seguintes destacam resultados de medições das tensões obtidas para a análise do desempenho do circuito oscilador com amplificador operacional.

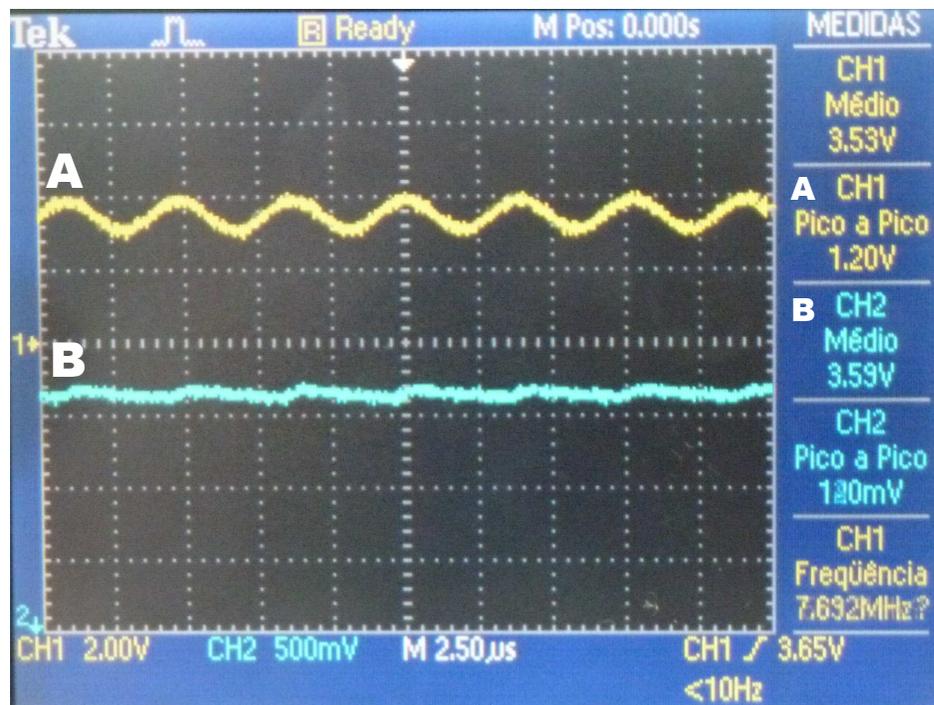


Figura B1 - Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 9,6mm do sensor.

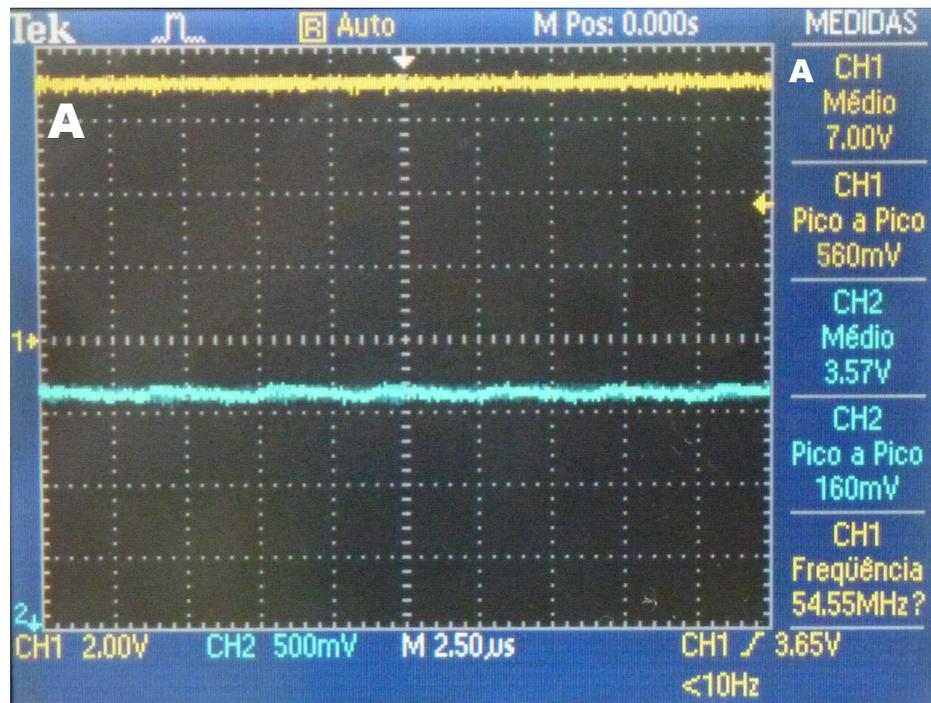


Figura B2 - Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 9,6mm do sensor.

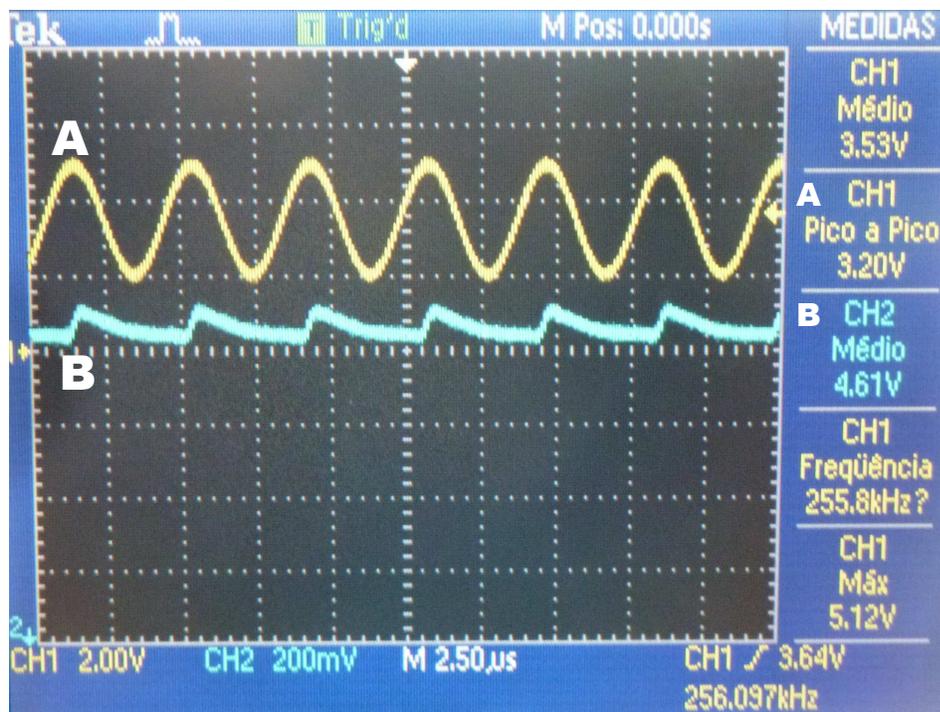


Figura B3 - Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 12,6mm do sensor.

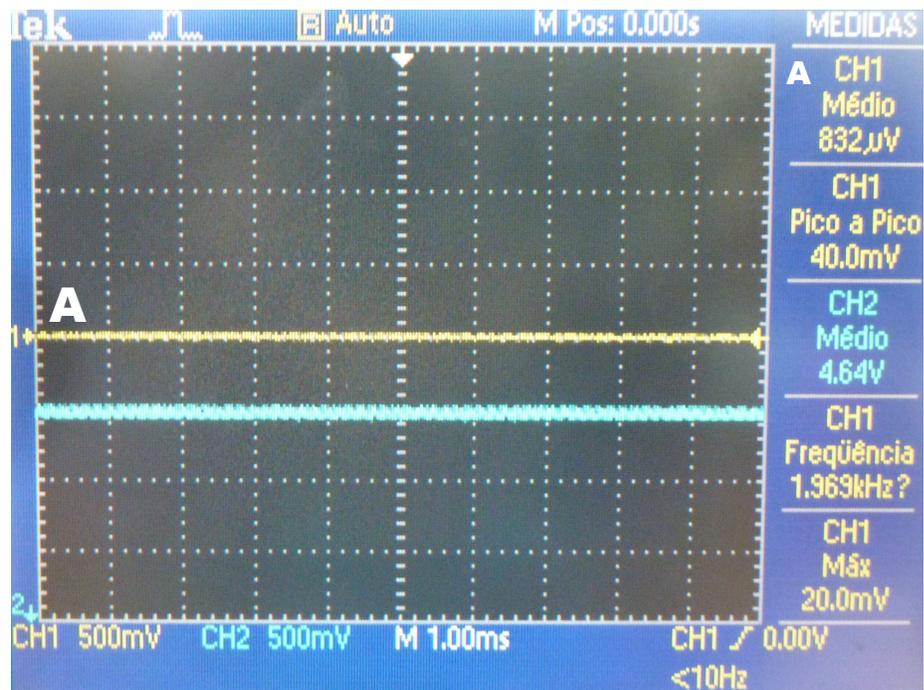


Figura B4 - Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 12,6mm do sensor.

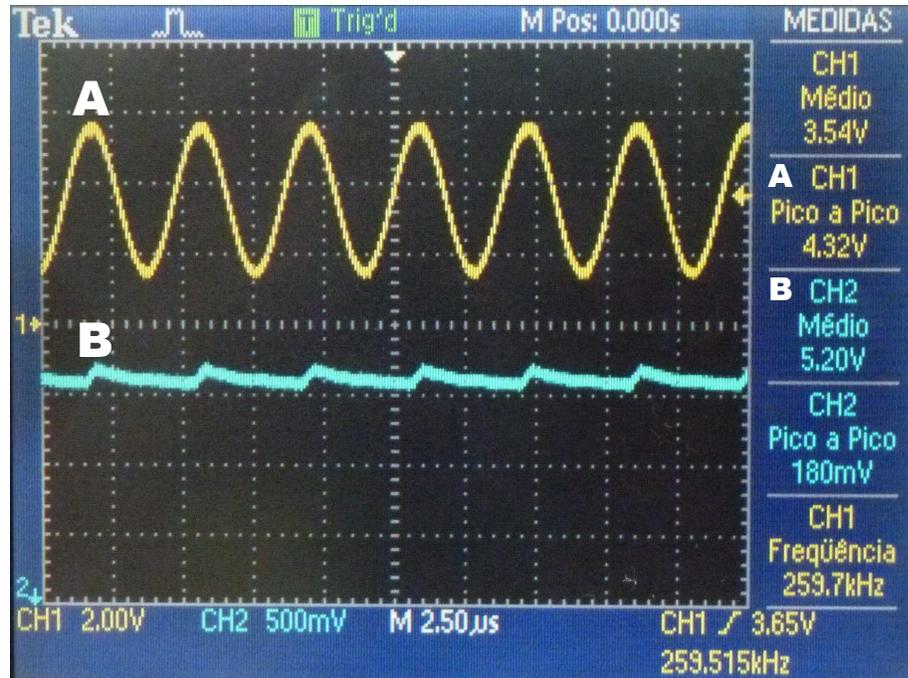


Figura B5 - Tensão de pico-a-pico na saída do amplificador operacional (medida A) e nível médio máximo no catodo do diodo (medida B) para alvo posicionado a 14,4mm do sensor.

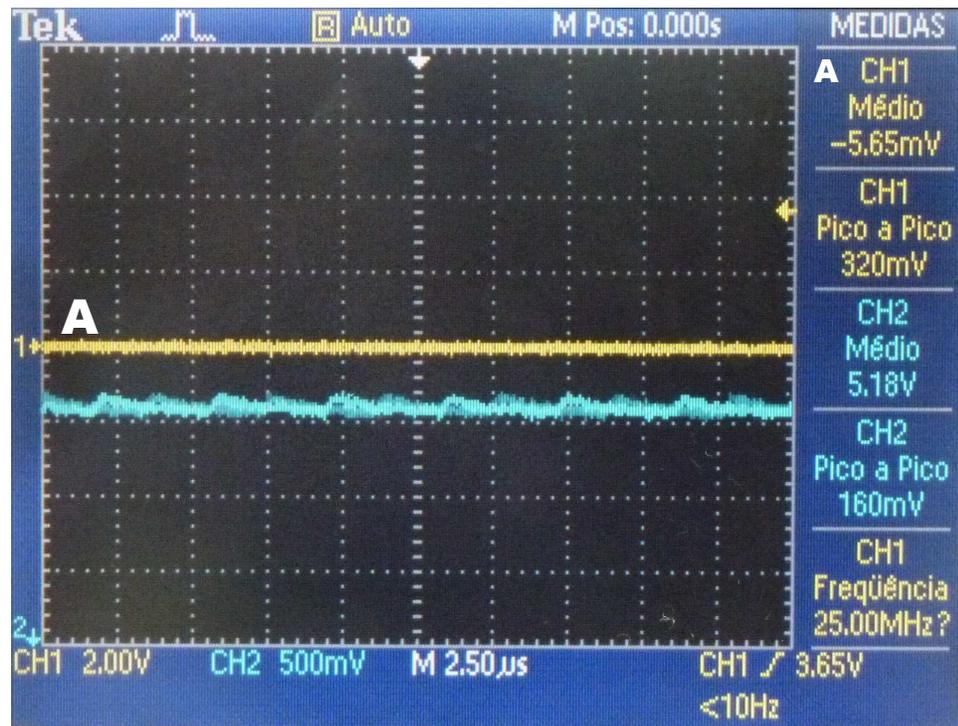


Figura B6 - Nível médio na saída do comparador (medida A) para alvo posicionado a 14,4mm do sensor.

Anexo C

Trabalhos publicados referentes à dissertação

- SILVA, D. G.; RIBEIRO, J. A. J.; PIMENTA, T. C. *Oscillator for Eddy Current Sensor IC*, IBERCHIP XIX WORKSHOP, Cusco, Feb. 2013.
- SILVA, D. G.; RIBEIRO, J. A. J.; PIMENTA, T. C. *Design of Eddy Current Sensor IC for Large Displacement*, 22nd. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Taiwan, May 2013.

Referências Bibliográficas

- [1] Coel Controles Elétricos Ltda. Sensores Indutivos e Capacitivos - série M12, M18, M30. Disponível em: http://www.syar.com.uy/pdf/coel/inductivos_capacitivos.pdf, 2012.
- [2] ROACH, S. D. *Designing and Building an Eddy Current Position Sensor*, Sensors, v. 15, n. 9, p. 1-16, 1998.
- [3] LAI, Y. *Eddy Current Displacement Sensor with LTCC Technology*, Dissertação de Doutorado, Universidade de Freiburg, Suíça, 2005.
- [4] *Low-voltage switchgear and controlgear*, Parte 5: Control circuit devices and switching elements, Seção 2: Proximity switches. IEC 60947-5-2.
- [5] SOLOMAN, S. *Sensors Handbook*, 2nd. Ed. New York: McGraw-Hill Professional, 2009.
- [6] WEBSTER, J. G. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, 1st. Ed. Florida: CRC Press LLC, 1999.
- [7] YAQIN, L.; PINGAN, D.; YATING, Y. *3D Modeling and Simulation of the Electromagnetic Field in Eddy Current Sensor*, IEEE International Conference, p. 1149-1153, Dec. 2006.
- [8] BO, L.; YING, W.; HAIYUN, T. *Application and demarcation of eddy current sensor*, Science & Technology of Baotou Steel (Group) Corporation, 2005.
- [9] RIPKA, P.; TIPEK, A. *Modern Sensors Handbook*, ISTE Ltd, 2007.
- [10] FRADEN, J. *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*, 3rd. Ed. New York: Springer, 2003.
- [11] JAGIELLA, M.; FERICEAN, S.; DORNEICH, A. *Progress and Recent Realizations of Miniaturized Inductive Proximity Sensors for Automation*, IEEE Sensors Journal, v.6, p. 1734-1741, Dec. 2006.
- [12] JAGIELLA, M.; FERICEAN, S.; DORNEICH, A.; EGGIMANN, M. *Theoretical Progress and Recent Realizations of Miniaturized Inductive Sensors for Automation*, IEEE Sensors, 2005.
- [13] JAGIELLA, M.; FERICEAN, S. *Miniaturized Inductive Sensors for Industrial Applications*, IEEE Sensors, v. 2, p. 771-778, 2002.
- [14] KEJÍK, P.; KLUSER, C.; BISCHOFBERGER R.; POPOVIC, R. S. *A Low-Cost Inductive Proximity Sensor for Industrial Applications*, Sensors and Actuators A: Physical, v. 110, p. 93-97, Elsevier, Feb. 2004.

- [15] LEZANA, K. D.; ARRIBAS, A. G.; BARANDIARÁN, J. M.; GUTIÉRREZ, J. *Comparative Study of Alternative Circuit Configurations for Inductive Sensors*, Sensors and Actuators A: Physical, v. 91, p. 226-229, Elsevier, June 2001.
- [16] RAHAL, M.; Demosthenous, A.; Jiang, D.; Pal, D. *A Signal Conditioner for High-Frequency Inductive Position Sensors*, IEEE ICM, p. 118-122, 2008.
- [17] NABAVI, M. R.; YANG R.; NIHTIANOV, S. *High-Performance Eddy Current Sensor Interface for Small Displacement Measurements*, IEEE I2MTC, p. 58-62, May 2011.
- [18] NABAVI, M. R.; PERTIJS, M. A. P.; NIHTIANOV, S. *An Interface for Eddy Current Displacement Sensors with 15-Bit Resolution and 20 MHz Excitation*, IEEE ESSCIRC, p. 290-293, Sep. 2010.
- [19] NABAVI, M. R.; NIHTIANOV, S. *Low-Power Front-End of Eddy Current Sensor Interfaces for Industrial Applications*, IEEE IECON, p. 3381-3386, Nov. 2009.
- [20] NABAVI, M. R.; NIHTIANOV, S. *Design of Reliable Interface System for Eddy Current Displacement Sensors in Vacuum Environments*, IEEE ISCAS, p. 2090-2093, May 2008.
- [21] RAMO, S.; WHINNERY, J. R.; DUZER, T. V. *Fields and waves in communications electronics*, 3rd. Ed. New York: John Wiley, 1994.
- [22] Sense Eletrônica Ltda. Sensores indutivos - linha compacta, aumentada e estendida - série M12, M18, M30. Disponível em: <http://www.sense.com.br/index.php>
- [23] RAZAVI, B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, New York: McGraw-Hill, 2001.
- [24] NIKNEJAD, A. M. *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*, 1st. Ed. Cambridge University Press, 2007.
- [25] RIBEIRO, J. A. J. Notas de aula: Dispositivos não Lineares.
- [26] GRAY, P. R.; HURST, P. J.; LEWIS, S. H.; MEYER, R. G. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 5th. Ed. New York: John Wiley & Sons, 2009.
- [27] RAZAVI, B. *RF Microelectronics*, New Jersey: Prentice Hall PTR, 1998.
- [28] RAZAVI, B. *A 1.8 GHz CMOS Voltage-Controlled Oscillator*, ISSCC Dig. Tech. Papers, p. 388-389, Feb. 1997.
- [29] KINGET, P. *Amplitude Detection Inside CMOS LC Oscillators*, IEEE ISCAS, May 2006.
- [30] SALIMATH, C. S. *Design of CMOS LC Voltage Controlled Oscillators*, Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Louisiana, 2006.
- [31] SÁNCHEZ-SINENCIO, E.; ANDREOU, A., *Low-Voltage/Low-Power Integrated Circuits and Systems: Low-Voltage Mixed-Signal Circuits*, 1st. Ed. Wiley-IEEE Press, p. 7-55, 1999.

- [32] HU, C. C., *Modern Semiconductor Devices for Integrated Circuits*, 1st. Ed. Prentice Hall, 2009.
- [33] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*, 6th. Ed. New York: Oxford University Press, 2010.
- [34] CUNHA, A. I. A.; SCHNEIDER, M. C.; GALUP-MONTORO, C. *An MOS transistor model for analog circuit design*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, v. 33, n. 10, p. 1510-1519, Oct. 1998.
- [35] FIORELLI, R. *Low Power Integrated LC Voltage Controlled Oscillator in CMOS Technology at 900MHz*, Dissertação de Mestrado, Universidade da República Montevideo, 2005.
- [36] BMF Wiki, *Differential Negative-gm VCOs*. Disponível em: http://bmf.ece.queensu.ca/mediawiki/index.php/Differential_Negative-gm_VCOs
- [37] Maxim Integrated. Nota de Aplicação 3616: *Adding Extra Hysteresis to Comparators*, 2005.
- [38] National Semiconductor. Analog University[®]: *The World of Voltage Comparators*.
- [39] BANBA, H.; SIGA, H.; UMEZAWA, A; MIYABA, T.; TANZAWA, T.; ATSUMI, S.; SAKUI, K. *A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation*, IEEE Journal of Solid State Circuits, v. 34, p. 670–674, May 1999.
- [40] BUCK, A. E.; MC DONALD, C. L.; LEWIS, S. H.; VISWANATHAN, T. R. *A CMOS bandgap reference without resistors*, IEEE Journal of Solid State Circuits, v. 37, n. 1 Jan. 2002.
- [41] COURTNEY, C. C. *Analysis and Design of Planar Microwave Components*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1996.
- [42] MOHAN, S. S.; HERSHENSON, M. M., BOYD, S. P.; LEE, T.H. *Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*, IEEE Journal of Solid State Circuits, v. 34, n. 10, Oct. 1999.