

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA

***Uma Nova Técnica de Detecção de Sinais de
Giroscópio a Fibra Óptica usando "Zero Crossing"
com Clock Síncrono***

Reinaldo Blas González Rodríguez

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira - FEEC/UNICAMP - Presidente

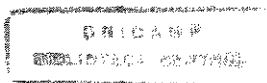
Prof. Dr. Ricardo Teixeira de Carvalho - IEAV/CTA

Prof. Dr. Alberto Martins Jorge - FEEC/UNICAMP

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, como
parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Junho - 1999

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por <u>REINALDO BLAS GONZÁLEZ</u> <u>RODRÍGUEZ</u>	
Aprovada pela Comissão Julgada em <u>28</u> / <u>06</u> / <u>1999</u>	
 Orientador	



20 0000 475
EAE 20 0000 476

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	T/unicamp
G-589n	
V.	Ex.
TOMBO BC/	39920
PROC.	278100
C	☐
D	☒
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	12/01/00
N.º CPD	

CM-00137839-0

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

G589n	González Rodríguez, Reinaldo Blas Uma nova técnica de detecção de sinais de giroscópio a fibra óptica usando "Zero Crossing" com clock síncrono. / Reinaldo Blas González Rodríguez.-- Campinas, SP: [s.n.], 1999. Orientador: Elnatan Chagas Ferreira. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. 1. Giroscópios. 2. Processamento de sinais. 3. Detecção de sinais. I. Ferreira, Elnatan Chagas. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.
-------	--

À Elizabeth, minha filha.

Agradecimentos

Registro minha gratidão ao Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira pela acertada orientação, pelo constante incentivo, pelos conhecimentos transmitidos e pela força em todo momento.

Aos professores Dr. Alberto Martins Jorge e Dr. Oséas Valente Avilez Filho, do Departamento de Eletrônica e Microeletrônica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, pelas valiosas sugestões ao trabalho.

Aos colegas Ricardo Zaninelli, Daniel Cardoso e Jonatas Fred Rossetto pela cooperação e observações.

A Ademilde Félix, Secretaria do DEMIC, pela revisão do Português e pela atenção que sempre brinda aos alunos.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À UNICAMP, por me aceitar como aluno de Pós-graduação.

Resumo

GONZÁLEZ, R. Reinaldo Blas, *Uma Nova Técnica de Detecção de Sinais de Giroscópio a Fibra Óptica Usando “Zero Crossing” com Clock Síncrono*, Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 158 p. Dissertação de Mestrado

Este trabalho objetiva o estudo de uma nova técnica de processamento do sinal interferométrico de um giroscópio a fibra óptica, baseada na técnica de cruzamentos de zero do sinal. Um método de demodulação digital foi desenvolvido utilizando esta técnica, que permite detectar a diferença de fase de *Sagnac*, proporcional à taxa de rotação do sistema, na medida da diferença de intervalos de tempo determinados pelos pontos de cruzamentos de zero. Sob os pontos de vista teórico e prático, a técnica proposta apresenta vantagens em relação a aquelas que utilizam *clock* síncrono em um período de integração e *clock* assíncrono em vários períodos de integração, possibilitando uma grande melhoria na resolução e uma diminuição do ruído no sistema de medidas.

Palavras-Chave:

Giroscópio a Fibra Óptica, Processamento de Sinais, Zero Crossing.

Abstract

GONZÁLEZ, R. Reinaldo Blas, *A New Fiber Optic Gyroscope Signal Detection Technique using "Zero Crossing" with Synchronous Clock*, Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 158 p. Dissertação de Mestrado.

The objective of this work is to study a new interferometric signal processing technique of fiber optic gyroscope based on zero crossing. A digital demodulation method was developed using this technique which allows the detection of a Sagnac phase difference, proportional to the system rotation rate, measuring time intervals difference determined by zero crossing points. Under theoretical and practical points of view, the proposed technique provides advantages in relation to those using synchronous clock on an integration period and asynchronous clock in several integration periods, making possible a considerable development in resolution and minimization of noise in the measuring system.

Key Words:

Fiber Optic Gyroscopes, Signal Processing, Zero Crossing.

Índice

Resumo.....	III
Abstract.....	IV
Índice.....	V
Índice de Figuras.....	VII
Índice de Tabelas.....	X
Nomenclatura.....	XI
Capítulo 1 - Introdução.....	1
Capítulo 2 - Giroscópio a Fibra Óptica.....	3
2.1 - Introdução.....	3
2.2 - O Efeito de <i>Sagnac</i>	3
2.4 - Configuração do Giroscópio a Fibra Óptica.....	9
2.5 - Aplicações do Giroscópio a Fibra Óptica.....	18
2.6 – Técnicas de Processamento de Sinais.....	20
Capítulo 3 – Teoria de <i>Zero Crossing</i>	22
3.1 - Introdução.....	22
3.2 - Análise da Teoria de <i>Zero Crossing</i>	22
Capítulo 4 – Técnicas de Demodulação Digital.....	37
4.1 - Introdução.....	37
4.3 - Técnica Proposta.....	41
4.4 – Esquema de Demodulação.....	48
4.4.1 - Amplificador de Transimpedância.....	49

4.4.2 - Circuito de Síntese de Frequência.....	51
4.4.3 - Circuito Gerador do Sinal do Giroscópio.....	54
4.4.4 - Gerador de Ruído.....	55
4.4.5 - Detetor de Cruzamentos de Zero.....	57
4.4.6 - Lógica de Seleção dos Sinais.....	59
4.4.6.1 - Circuito Divisor por 2.....	59
4.3.6.2 – Circuito de Seleção do Sinal de T_0	60
4.4.7 - Circuitos de Medida de ΔT e T_0	60
4.4.7.1 - Circuito de Captura.....	60
4.4.7.2 - Circuito de Chaveamento do <i>Clock</i>	62
4.3.7.3 - Circuito de Integração.....	65
4.3.7.4 - Circuitos Contadores.....	65
Capítulo 5 – Resultados e Discussões.....	66
5.1 - Introdução.....	66
5.2 - Análise Simplificada.....	66
5.3 - Análise Integral.....	75
5.3 - Análise de Ruído.....	82
Capítulo 6 - Conclusões.....	89
Referência Bibliográfica.....	92
Anexos.....	97

Índice de Figuras

Figura 2.1: Feixes contrapropagantes num laço de Fibra Óptica.....	4
Figura 2.2: Configuração Mínima do Girômetro de <i>Sagnac</i>	10
Figura 2.3: I_d vs $\Delta\phi_s(\Omega)$	11
Figura 2.4: Característica de Sensibilidade de I_d	12
Figura 2.5: Polarização Dinâmica de $I_d(\Delta\phi_s)$	13
Figura 2.6: Esquema do Modulador de Fase.....	14
Figura 2.7: Configuração Final do Girômetro de <i>Sagnac</i>	16
Figura 2.8: Desvio de Fase <i>Sagnac</i> $\Delta\phi_s$ em função da Rotação Ω ($\lambda=780\text{nm}$).....	17
Figura 3.1: Sinal Interferométrico sem Sinal Aplicado.....	24
Figura 3.2: Sinal Interferométrico com um Sinal Constante $\Delta\phi_s$ Aplicado.....	25
Figura 3.3: T_0 , T_1 e T_3 vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m=1,82$ rad.....	28
Figura 3.4: ΔT vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m=1,82$ rad.....	30
Figura 3.5: ΔT vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m=0,01 - 3,14$ rad.....	30
Figura 3.6: T_0 vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m=0,01 - 3,14$ rad.....	31
Figura 3.7: Análise de Recorrência de ϕ_m	35
Figura 4.1: Medição do ΔT num período do Sinal.....	38
Figura 4.2: Error de Ruído RMS para várias relações de <i>Clock</i>	40
Figura 4.3: <i>Drift</i> para várias relações de <i>Clock</i>	41
Figura 4.4: Medida do ΔT com <i>Clock</i> Síncrono.....	42
Figura 4.5: Medida do ΔT com <i>Clock</i> Quase-Síncrono.....	44
Figura 4.6: Medida do ΔT com <i>Clock</i> Síncrono.....	45
Figura 4.7: Diagrama de Blocos do Circuito.....	48
Figura 4.8: Amplificador de Transimpedância.....	51
Figura 4.9: Diagrama Geral de um PLL.....	51
Figura 4.10: Sintetizador Básico com PLL.....	53
Figura 4.11: Circuito Gerador do Sinal do Giroscópio.....	54

Figura 4.12: Sinal do Giroscópio Gerado.....	55
Figura 4.13: Painel Frontal do Gerador de Ruído.....	56
Figura 4.14: Sinal de Ruído Gerado.....	56
Figura 4.15: Detetor de Cruzamentos de Zero.....	58
Figura 4.16: Formas de Onda do Sinal.....	58
Figura 4.17: Formas de Onda do Circuito de Seleção de T_0	60
Figura 4.18: Circuito de Captura.....	61
Figura 4.19: Resposta do Circuito de Captura.....	61
Figura 4.20: Formas de onda do Circuito de Captura.....	62
Figura 4.21: Resposta do Circuito de Chaveamento.....	63
Figura 4.22: Circuito de Chaveamento do <i>Clock</i>	64
Figura 4.23: Formas de Onda do Circuito de Chaveamento.....	64
Figura 5.1: $\Delta\phi_s(\text{máx})$ vs ϕ_m	68
Figura 5.2: ΔT vs ϕ_m para $-0,5 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5$ rad.....	69
Figura 5.3: T_0 vs ϕ_m para $-0,5 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5$ rad.....	69
Figura 5.4: Pulsos Integrados, para $f_c=11,111111\text{MHz}$ ($NP=10$).....	72
Figura 5.5: Pulsos Acumulados, para $f_c=10,101010\text{MHz}$ ($NP=100$).....	73
Figura 5.6: Pulsos Acumulados, para $f_c=10,01001\text{ MHz}$ ($NP=1000$).....	73
Figura 5.7: $\Delta\phi_s(\text{min})$ vs ϕ_m , para $f_c=10,01001\text{ MHz}$ ($NP=1000$).....	74
Figura 5.8: $\Delta\phi_s(\text{min})$ vs f_c , para $\phi_m=1,82$ rad.....	75
Figura 5.9: Variação do Sinal do Giro, para $0 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5$ rad.....	76
Figura 5.10: Diferença do Número de Pulsos para ΔT e T_0	78
Figura 5.11: ΔT_{MEDIDO} vs $\Delta\phi_s$	80
Figura 5.12: $\Delta T_{\text{TEÓRICO}}$ vs ΔT_{MEDIDO}	81
Figura 5.13: Número de Pulsos de Erro Total (Valor Pico).....	84
Figura 5.14: Relação $N_{P(ET)} / N_{P(MÁX)}$ (Valores Pico).....	84
Figura 5.15: Valor RMS do Número de Pulsos de Erro Total.....	85
Figura 5.16: Relação $N_{P(ET)} / N_{P(MÁX)}$ (Valores RMS).....	85
Figura 5.17: Faixa Dinâmica (Valor Pico).....	87
Figura 5.18: Faixa Dinâmica (Valor RMS).....	87

Índice de Tabelas

Tabela 2.1: Aplicações dos Giroscópios a Fibra Óptica em Navegação Inercial.....	18
Tabela 2.2: Aplicações Industriais dos Giroscópios a Fibra Óptica.....	19
Tabela 4.1: Resolução para um <i>Clock</i> Quase-Síncrono ($K=100$).....	47
Tabela 5.1: Número de Pulsos de <i>Clock</i> para ΔT	71
Tabela 5.2: Número de Pulsos de <i>Clock</i> para T_0	71
Tabela 5.3: Número de Pulsos de <i>Clock</i> para ΔT	77
Tabela 5.4: Número de Pulsos de <i>Clock</i> para T_0	77
Tabela 5.5: Resultados das Simulações: Comparadores LM-319 e LM-311.....	79
Tabela 5.6: Número de Pulsos de Erro Total (Valor Pico).....	83
Tabela 5.7: Número de Pulsos de Erro Total (Valor RMS).....	83
Tabela 5.8: Faixa Dinâmica (Valor Pico).....	86
Tabela 5.9: Faixa Dinâmica (Valor RMS).....	86
Tabela 5.10: Resultados de BW e σ , vs NP	88

Nomenclatura

A	área encerrada pelo caminho óptico	L_h	distancia no sentido horário
AC	corrente alterna	M	coeficiente da frequência do <i>clock</i>
BW	largura da faixa de trabalho do filtro	n	índice de refração
c_o	velocidade da luz	N	coeficiente da frequência do <i>clock</i>
D	diâmetro da bobina	N_e	número de espiras
DC	corrente direita	NP	número de períodos de integração
E_{ns}	tensão de ruído	$Np_{(ET)}$	número de pulsos de erro total
f_c	frequência do <i>clock</i>	$Np_{(MAX)}$	número máximo de pulsos de <i>clock</i>
f_m	frequência própria do girômetro	N_0	número de pulsos sem sinal
f_o	frequência de saída do PLL	N_1	número de pulsos no intervalo T_1
f_r	frequência de referência do PLL	N_2	número de pulsos no intervalo T_2
f_s	frequência do sistema	N^*	números naturais
F_e	fator de escala do giroscópio	PLL	<i>phase looked loop</i>
h	constante de <i>Planck</i>	P_o	potência óptica
$h\nu$	energia do fóton	q	carga do elétron
I_d	corrente detectada no fotodetector	R	radio do disco
I_o	corrente de pico no fotodetector	RMS	raiz meia quadrática
J_n	função de <i>Bessel</i>	R^2	coeficiente de correlação
k	constante de propagação	SD	desvio padrão
K	constante de proporcionalidade	S	ponto sobre o perímetro da bobina
L_{ah}	distancia no sentido anti-horário	t	tempo

T	período do sinal	ϕ_m	coeficiente de modulação
U/D	sinal de UP/DOWN	ϕ_s	desvio de fase de cada feixe luminoso
VCO	oscilador controlado por tensão		
VI	<i>Virtual Instrument</i>	η_d	eficiência quântica
V_i	sinal de entrada do PLL	φ_m	intensidade da modulação de fase
V_o	sinal de saída do VCO	λ_0	comprimento de onda da fonte luminosa
ΔL	comprimento do caminho óptico		
ΔN	diferença do número de pulsos	σ	aumento da faixa dinâmica
ΔT	diferença de tempo	τ	tempo de trânsito dos fótons na bobina
$\Delta\phi_s$	defasagem de <i>Sagnac</i>		
Ω	velocidade angular	ω_m	frequência de modulação

Capítulo 1

Introdução

O objetivo deste trabalho é fazer um estudo sobre o Giroscópio a Fibra Óptica, o efeito de *Sagnac* e as técnicas de processamento e condicionamento de sinal e propor uma técnica de demodulação com *clock* síncrono, baseado na teoria de *Zero Crossing*, que forneça uma elevada resolução no sistema de medidas.

A tese esta dividida em cinco capítulos nos quais são discutidos o princípio de operação de um Giroscópio a Fibra Óptica, os métodos de processamento de sinal, a teoria de *Zero Crossing*, a arquitetura para a demodulação com *clock* síncrono e os resultados obtidos nas diversas simulações.

No capítulo 2 apresenta-se um estudo sobre Giroscópio a Fibra Óptica, o efeito de *Sagnac*, o princípio de operação dos girômetros ópticos, as características do sinal interferométrico, assim como as principais técnicas de processamentos de sinal.

O capítulo 3 apresenta uma revisão da teoria básica de *Zero Crossing*, com enfoque para a demodulação do sinal interferométrico. Destacam-se as equações que justificam a relação entre a informação da defasagem $\Delta\phi$ e os intervalos de tempos entre os cruzamentos de zero do sinal.

No capítulo 4 discute-se uma nova técnica de demodulação do sinal do Giro e estuda-se uma arquitetura de demodulação com *clock* síncrono caracterizada por uma alta faixa dinâmica e alta resolução.

No capítulo 5 apresentam-se os resultados das simulações do circuito em estudo, discutem-se as limitações e a viabilidade do circuito e analisam-se os efeitos do ruído no sistema e o comportamento do circuito nestas condições.

Capítulo 2

Giroscópio a Fibra Óptica

2.1 - Introdução.

Neste capítulo apresenta-se um estudo sobre Giroscópios a Fibra Óptica, o efeito de *Sagnac*, as características de um sinal interferométrico e as principais técnicas de processamento do sinal.

2.2 - O Efeito de Sagnac.

O girômetro interferométrico é baseado no efeito de *Sagnac*, que estabelece que dois feixes de luz propagando-se em direções opostas a partir de um mesmo ponto, num circuito fechado, experimentarão uma diferença de comprimento do caminho óptico se o meio de propagação estiver submetido a uma rotação. A medição da diferença dos caminhos ópticos, a qual é proporcional à rotação absoluta, forma a base de todos os girômetros ópticos.

A Figura 2.1 mostra um disco de raio R , girando sobre um eixo perpendicular ao seu plano com velocidade angular Ω . A diferença de comprimento do caminho óptico, ΔL , experimentada pela propagação da luz através de direções opostas ao longo do perímetro, é dada por: [9,22]

$$\Delta L = \frac{4A}{c_o} \Omega \quad (2.1)$$

onde $A = \pi R^2$ é a área encerrada pelo caminho e c_o é a velocidade da luz no vácuo.

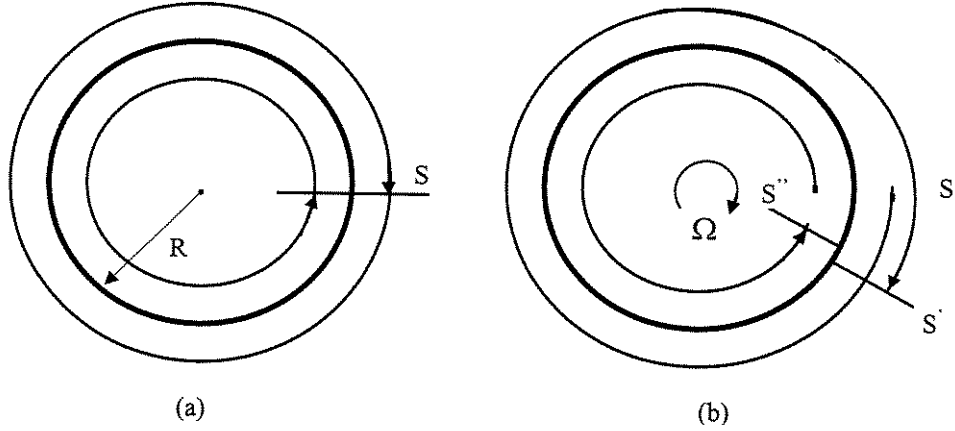


Figura 2.1: Feixes contrapropagantes num laço de Fibra Óptica.

(a) Disco estacionário ($\Omega=0$).

(b) Disco girando ($\Omega \neq 0$).

A derivação rigorosa da equação (2.1) é baseada na propagação da luz em uma bobina girando. Uma forma simples de explicar esta equação é considerar o disco da Figura 2.1. Num dado ponto sobre o perímetro, designado por S na Figura 2.1(a), fótons idênticos são enviados nos sentidos horário (h) e anti-horário (ah). Se $\Omega=0$, os fótons, viajando na velocidade da luz c_o , alcançam o ponto de partida S depois de percorrer uma distância idêntica $2\pi R$, em um tempo $t = 2\pi R/c_o$. Contudo, na presença de uma rotação angular Ω , como na Figura 2.1(b), os fótons anti-horário alcançam o ponto de partida, agora localizado na posição S', depois de percorrerem a distância L_{ah} , que é menor que $2\pi R$ e dada por:

$$L_{ah} = 2\pi R - R\Omega t_{ah} = c_{ah} t_{ah} \quad (2.2)$$

onde $R\Omega$ é a velocidade tangencial do círculo e t_{ah} é o tempo necessário para cobrir a distância L_{ah} . Além disso, L_{ah} é também dada pelo produto da velocidade da luz c_{ah} , em direção anti-horária, e t_{ah} . Para propagação no vácuo, $c_{ah} = c_o$.

Da mesma forma, os fótons que se propagam no sentido horário alcançam o ponto de partida, agora localizado na posição S'' , e experimentam um perímetro efetivo L_h maior, dado por:

$$L_h = 2\pi R + R\Omega t_h = c_h t_h \quad (2.3)$$

onde t_h é o tempo necessário para cobrir a distância L_h e novamente $c_h = c_o$ para propagação no vácuo.

Usando as equações (2.2) e (2.3), podemos determinar t_h e t_{ah} para obter a diferença, Δt , entre a propagação no sentido horário e anti-horário, dada por:

$$\Delta t = t_h - t_{ah} = \frac{2\pi R \times 2R\Omega}{c_o^2} = \frac{4\pi R^2 \Omega}{c_o^2} = \frac{4A}{c_o^2} \Omega \quad (2.4)$$

O comprimento do caminho atravessado pela luz num tempo Δt é portanto:

$$\Delta L = c_o \Delta t = \frac{4A}{c_o} \Omega \quad (2.5)$$

que é idêntico ao da equação (2.1).

No caso de propagação da luz em um meio com índice de refração n , a velocidade de propagação deve considerar a adição relativística entre a velocidade da luz no meio, c_o/n , e a velocidade tangencial do meio de referência, $R\Omega$. Assim, os valores das velocidades de propagação da luz c_h (sentido horário) e c_{ah} (sentido anti-horário) serão:

$$\begin{aligned}
c_h &= \frac{\frac{c_o}{n} + R\Omega}{\frac{\left(\frac{c_o}{n}\right) R\Omega}{1 + \frac{R\Omega}{nc_o}}} = \frac{\frac{c_o}{n} + R\Omega}{1 + \frac{R\Omega}{nc_o}} \\
&= \frac{c_o}{n} + R\Omega \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) + \dots
\end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
c_{ah} &= \frac{\frac{c_o}{n} - R\Omega}{\frac{\left(\frac{c_o}{n}\right) R\Omega}{1 - \frac{R\Omega}{nc_o}}} = \frac{\frac{c_o}{n} - R\Omega}{1 - \frac{R\Omega}{nc_o}} \\
&= \frac{c_o}{n} - R\Omega \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) + \dots
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Portanto, Δt nesse meio torna-se Δt_m , dado por:

$$\Delta t_m = t_{hm} - t_{ahm}$$

e usando as equações (2.2) e (2.3), obtém-se:

$$\Delta t_m = 2\pi R \frac{2R\Omega - (c_h - c_{ah})}{c_h c_{ah}} \tag{2.8}$$

A respeito da substituição para c_h e c_{ah} a partir das equações (2.6) e (2.7), obtém-se:

$$\begin{aligned}
\Delta t_m &= 2\pi R \frac{2R\Omega - 2R\Omega \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)}{\frac{c_o^2}{n^2}} \\
&= 2\pi R \frac{2R\Omega}{c_o^2} = \frac{4A}{c_o^2} \Omega
\end{aligned} \tag{2.9}$$

que é idêntica àquela obtida em condições de vácuo. Similarmente:

$$\Delta L_m = \frac{4A}{c_o} \Omega \quad (2.10)$$

que é idêntica a ΔL no vácuo, mostrada na equação (2.5).

A diferença ΔL no comprimento do caminho óptico dos feixes contrapropagantes, quando é relacionada com a defasagem de *Sagnac* $\Delta\phi_s$, é dada por [9]:

$$\Delta L = \frac{\Delta\phi_s}{2\pi} \lambda_o \quad (2.11)$$

Em outras palavras, o deslocamento de fase que se produz entre os feixes contrapropagantes, devido ao efeito *Sagnac*, é dado por:

$$\Delta\phi_s = \frac{2\pi}{\lambda_o} \Delta L = \frac{8\pi A}{\lambda_o c_o} \Omega \quad (2.12)$$

onde λ_o é o comprimento de onda da fonte luminosa.

Com o intuito de se obter uma ordem de grandeza de ΔL para um girômetro interferométrico, assume-se uma área $A = 100 \text{ cm}^2$. Para uma velocidade de rotação de 1 rad/seg, obtém-se um ΔL de $1,3 \times 10^{-8} \text{ cm}$. Para uma velocidade de rotação de 1 rad/hora, ΔL é $3,7 \times 10^{-12} \text{ cm}$. Para uma velocidade de rotação de um milésimo da terrestre, isto é, 0,015 °/hora ou $7 \times 10^{-8} \text{ rad/seg}$, obtém-se um ΔL de 10^{-15} cm . Tal valor é muito pequeno em relação ao comprimento de onda da luz, que é aproximadamente de $5 \times 10^{-5} \text{ cm}$, ou ao diâmetro de um átomo de hidrogênio, que é de aproximadamente 10^{-8} cm . Um número maior de espiras N_e é necessário para aumentar a magnitude de ΔL . Deve-se destacar que na prática é medido o valor de $\Delta\phi_s$ e não o de ΔL [9].

No caso de um interferômetro de fibra óptica, é possível enlaçar a fibra várias vezes, digamos N_e vezes, antes de retornar ao acoplador. Neste caso, Δt torna-se N_e vezes maior, dado por:

$$\Delta t_f = \frac{4AN_e}{c_o^2} \Omega \quad (2.13)$$

onde Δt_f é o Δt num interferômetro com N_e voltas que encerra a mesma área A , como antes. O ΔL correspondente se converte em ΔL_f :

$$\Delta L_f = \frac{4AN_e}{c_o} \Omega \quad (2.14)$$

e o correspondente $\Delta \phi_s$ torna-se:

$$\Delta \phi_s = \frac{8\pi AN_e}{\lambda_o c_o} \Omega \quad (2.15)$$

Para uma fibra de comprimento L_f enrolada numa bobina de diâmetro D , tem-se que:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad \text{e} \quad N_e = \frac{L_f}{\pi D} \quad (2.16)$$

Substituindo A e N_e nas equações de ΔL_f e $\Delta \phi_s$, tem-se que:

$$\Delta L_f = \frac{4AN_e}{c_o} \Omega = \frac{L_f D}{c_o} \Omega \quad (2.17)$$

$$\Delta \phi_s = \frac{8\pi AN_e}{\lambda_o c_o} \Omega = \frac{2\pi L_f D}{\lambda_o c_o} \Omega \quad (2.18)$$

A equação (2.18) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta\phi_s = F_e \Omega \quad (2.19)$$

onde F_e é conhecido como fator de escala.

Analisando as equações (2.18) e (2.19), pode-se perceber que para um dado λ_o e uma dada área A , o fator de escala F_e pode ser ajustado por N_e ou L_f , cujo limite é imposto pela atenuação da fibra óptica, tipicamente de 1dB/km [1, 3]. Por exemplo, para $L_f = 1$ km, $D = 10$ cm, $\lambda_o = 1\mu\text{m}$ e $\Omega = 0,01$ °/hora, obtemos um $\Delta\phi_s = 1,0 \times 10^{-7}$ rad [9].

2.3- Configuração do Giroscópio a Fibra Óptica.

Um Giroscópio a Fibra Óptica utiliza o interferômetro de *Sagnac* como sensor de taxa de rotação. A representação esquemática ilustrada na Figura 2.2 apresenta os principais componentes optoeletrônicos da configuração mínima de um girômetro interferométrico a fibra óptica.

O sinal óptico gerado pelo laser alimenta um acoplador direcional A1 que tem uma das saídas conectadas a um polarizador óptico. O acoplador A1 tem diretividade igual a 3 dB e sua presença é necessária para obtenção de uma entrada-saída comum no Giroscópio. O polarizador é introduzido no circuito para servir como filtro de modo de polarização, permitindo que apenas um dos modos de polarização se propague, reduzindo assim erros na medida da rotação devido a acoplamentos entre modos propagantes. O sinal de saída do polarizador, ao atingir o segundo acoplador direcional, A2, tem sua potência decomposta em duas parcelas que propagam-se em sentidos opostos na bobina de fibra óptica. Os sinais contrapropagantes, após propagarem-se na bobina de fibra óptica, retornam à entrada do acoplador A2. A onda resultante com a informação

de $\Delta\phi_s$ passa pelo polarizador para finalmente retornar ao acoplador A1, que a encaminha ao detector. Com esta configuração garante-se que o caminho óptico percorrido pelas ondas contrapropagantes é o mesmo e a única diferença de fase remanescente no momento da detecção é $\Delta\phi_s$ [2].

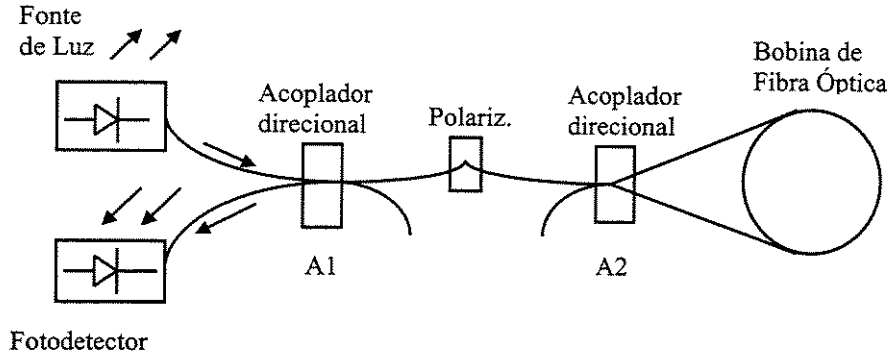


Figura 2.2: Configuração Mínima do Girômetro de *Sagnac*.

Na configuração apresentada, os feixes contrapropagantes experimentam desvios de fase $\phi_s + kl$ e $\phi_s - kl$, sendo $k = 2\pi n / \lambda_o$ a constante de propagação do modo de polarização ao longo da fibra. A corrente de pico I_o no fotodetector é dada por [1]:

$$I_o = \frac{\eta_d P_o q}{h\nu} \quad (2.20)$$

sendo q a carga do elétron ($-1,6021 \times 10^{-19}$ C), h a constante de *Planck* ($6,6256 \times 10^{-34}$ J), $h\nu$ a energia do fóton (1,503 eV), P_o a potência óptica de pico incidente no fotodetector (W) e $\eta_d \cong 0,68$ a eficiência quântica do fotodetector.

O valor da corrente I_d resultante da interferência de dois feixes de intensidades iguais e diferença de fase de *Sagnac* de $2\phi_s$ é expresso por [9]:

$$I_d = \frac{I_o}{2}(1 + \cos 2\phi_s) \quad (2.21)$$

onde ϕ_s é o desvio de fase experimentado em cada feixe luminoso na fibra.

A defasagem de *Sagnac* é dada por $\Delta\phi_s = 2\phi_s$, e a corrente detectada I_d será:

$$I_d = \frac{I_o}{2}(1 + \cos \Delta\phi_s) \quad (2.22)$$

Se consideramos $\Delta\phi_s = F_e\Omega$, onde F_e é o fator de escala do girômetro, dado pela equação (2.19), então:

$$I_d = \frac{I_o}{2}(1 + \cos(F_e\Omega)) \quad (2.23)$$

A Figura 2.3 apresenta o comportamento da corrente detectada I_d em função da defasagem de *Sagnac*.

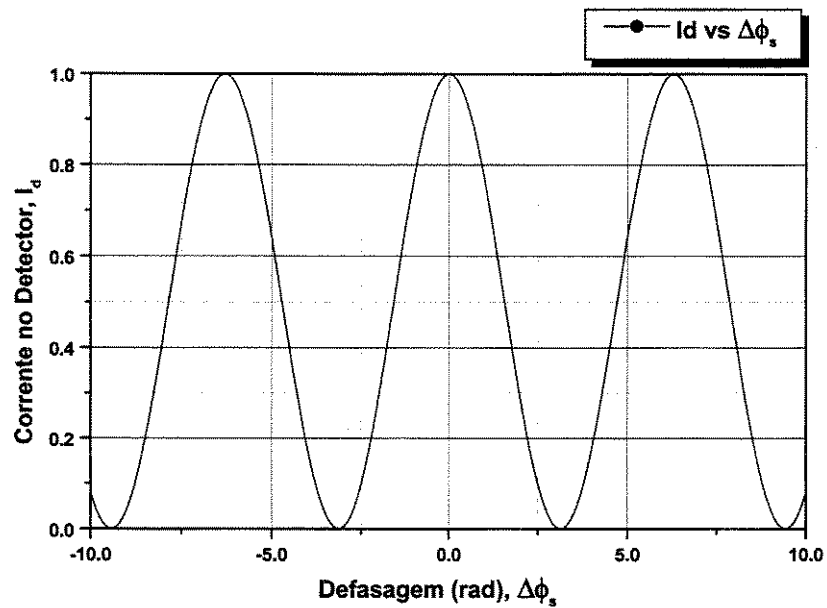


Figura 2.3: I_d vs $\Delta\phi_s(\Omega)$.

Da figura 2.3 é interessante destacar os seguintes aspectos:

- Observa-se que $\partial I_d / \partial \Omega|_{\Omega=0} \cong 0$. Esta característica implica em uma sensibilidade praticamente nula para velocidades de rotação que sejam ordens de grandeza menores que a terrestre, ou seja, $\Omega \ll 15^\circ/\text{h.}$, e uma pobre linearidade do fator de escala, como se observa na Figura 2.4.
- $I_d(\Omega)$ é uma função par de Ω , o que implica em uma indeterminação na medida do sentido da velocidade de rotação Ω , e
- $I_d(\Omega)$ é uma função de I_o e portanto sensível às flutuações de potência do diodo laser.

Isto implica em uma variação de I_d sem a respectiva variação de Ω , caracterizando uma deriva do sinal do girômetro e, portanto, uma limitação para a medida de baixíssimas velocidades de rotação [12].

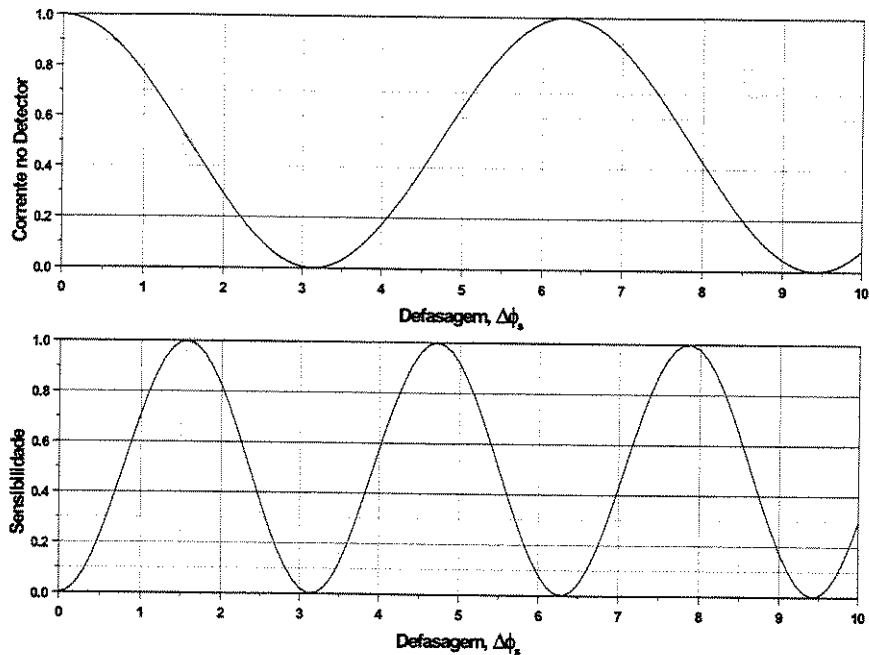
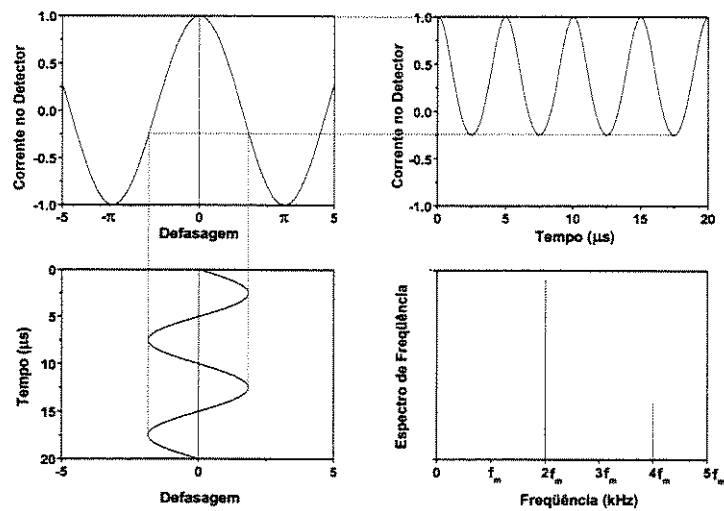


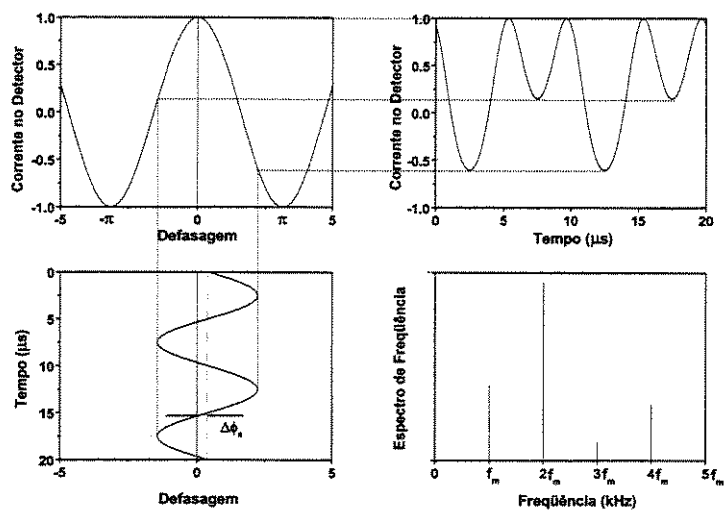
Figura 2.4: Característica de Sensibilidade de I_d .

A utilização de uma polarização de $\pi/2$ permitiria a operação no ponto de derivada máxima da curva de $I_d(\Omega)$. No entanto, trata-se de uma técnica de medidas *DC*, que apresenta os seguintes inconvenientes:

- ruído $1/f$ inerente à operação em baixas frequências;
- instabilidade da polarização, provocando flutuações da fase indistinguíveis daquelas devido ao efeito *Sagnac*.



(a) Sem Rotação.



(b) Com Rotação.

Figura 2.5: Polarização Dinâmica de $I_d(\Delta\phi_s)$

Uma abordagem mais conveniente é o emprego de uma polarização dinâmica, ou modulação recíproca de fase alternada [9,53], como se ilustra na Figura 2.5.

O modulador de fase é implementado enrolando-se a fibra óptica num cilindro, feito de material piezoelétrico, cujas paredes internas e externas são revestidas de cobre e providas de terminais de contato elétrico, como indicado na Figura 2.6.

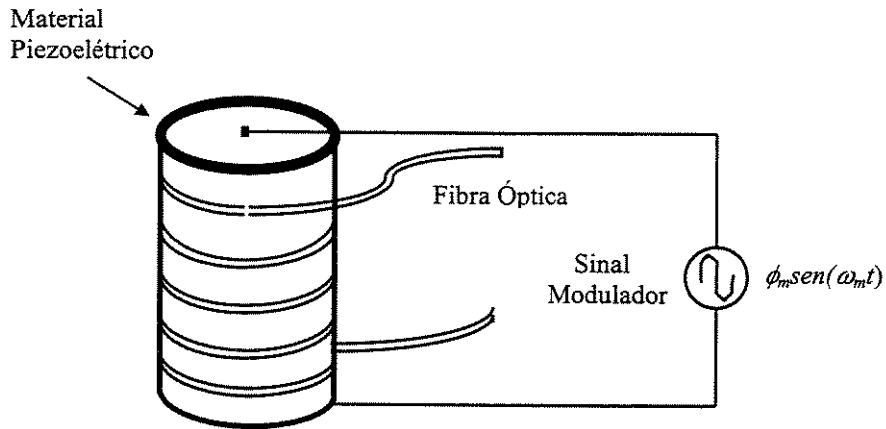


Figura 2.6: Esquema do Modulador de Fase.

Uma tensão elétrica senoidal com frequência igual ao modo radial de vibração é aplicada aos terminais do modulador. Devido ao efeito piezoelétrico, esta tensão provoca uma modulação na dimensão radial do cilindro e, portanto, uma variação do comprimento da fibra óptica do girômetro.

O modulador de fase é colocado próximo ao acoplador, num dos terminais da bobina. As ondas contrapropagantes, ao percorrerem o modulador em diferentes intervalos de tempo, apresentarão comprimentos de caminho óptico diferentes, o que equivale a defasagens não-recíprocas. O desvio de fase não-recíproco $\Delta\phi_{nr}$ entre as ondas contrapropagantes, segundo [9,53] é expresso por:

$$\phi(t) = \Delta\phi_{nr} = \Delta\phi_h - \Delta\phi_{ah} = 2\varphi_m \sin\left(\omega_m \frac{\tau}{2}\right) \sin\omega_m t = \phi_m \sin\omega_m t \quad (2.24)$$

onde φ_m é a intensidade da modulação de fase recíproca devido ao modulador, e τ é o tempo de trânsito dos fótons na bobina, em cada um dos sentidos de propagação.

A maximização de $\Delta\phi_{nr}$ é obtida com:

$$\omega_m \frac{\tau}{2} = (2n + 1) \frac{\pi}{2} \quad (2.25)$$

onde n é um inteiro arbitrário. Para $n = 0$, tem-se:

$$\omega_m = \frac{\pi}{\tau} \quad (2.26)$$

ou seja,

$$f_m = \frac{1}{2\tau} \quad (2.27)$$

A escolha de f_m , chamada frequência própria ou frequência característica do girômetro, deve ser tal que a frequência de operação do girômetro se localize acima de alguns kHz. Com isto, elimina-se a contribuição do ruído *excess* ou $1/f$, e leva-se em consideração apenas a do ruído *shot* dos fótons emitidos pelo fotodiodo.

A Figura 2.7 apresenta a configuração final do girômetro interferométrico no qual se insere um modulador de fase numa das extremidades da bobina de fibra óptica.

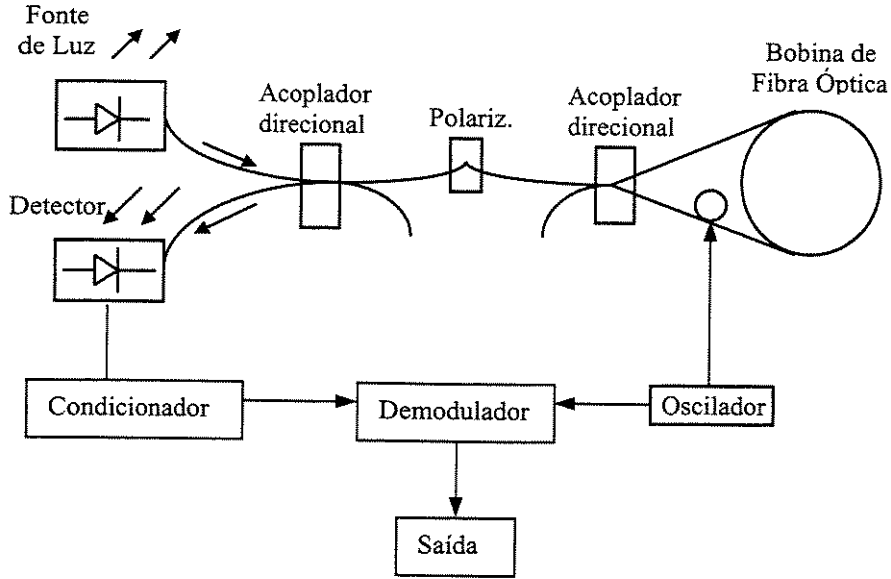


Figura 2.7: Configuração Final do Girômetro de *Sagnac*.

Na configuração final apresentada, considerando a modulação de fase alternada e o desvio de fase não-recíproco $\Delta\phi_s$, associado ao efeito *Sagnac*, a corrente $I_d(t)$ no fotodetector é dada por [9]:

$$\begin{aligned}
 I_d(t) &= \frac{I_o}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_m \sin \omega_m t)] \\
 &= \frac{I_o}{2} \{1 + [\cos \Delta\phi_s \cos(\phi_m \sin \omega_m t) - \sin \Delta\phi_s \sin(\phi_m \sin \omega_m t)]\}
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

Se $I_d(t)$ é expandido em funções de *Bessel*, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 I_d(t) &= \frac{I_o}{2} \{1 + \cos \Delta\phi_s [J_0(\phi_m) + 2J_2(\phi_m) \cos 2\omega_m t + \dots]\} \\
 &\quad - \frac{I_o}{2} \{\sin \Delta\phi_s [2J_1(\phi_m) \sin \omega_m t + 2J_3(\phi_m) \sin 3\omega_m t + \dots]\},
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

que pode ser escrita na forma mais compacta:

$$I_d(t) = \frac{I_o}{2} \left\{ 1 + \left[J_o(\phi_m) + 2 \sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} - \frac{I_o}{2} \left\{ 2 \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin[(2n-1)\omega_m t] \sin \Delta\phi_s \right\} \quad (2.30)$$

onde $n \in \mathbb{N}^*$ e J_n é a função de *Bessel* de ordem n de primeira espécie.

Nota-se que as harmônicas ímpares de $I_d(t)$ são proporcionais a $\sin(\Delta\phi_s)$, implicando em máxima sensibilidade para $\Delta\phi_s \ll 1$ rad. Para baixas rotações, o seno de $\Delta\phi_s$ pode ser aproximado por seu argumento, linearizando a relação $I_d(t)$ vs $\Delta\phi_s$.

Devido à modulação de fase, o sinal de saída $I_d(t)$ tem a sensibilidade aumentada para valores de Ω muito menores do que a rotação terrestre, e é uma função ímpar de Ω , o que possibilita determinar o sentido de rotação, Ω .

Com o intuito de se ter uma noção da faixa dinâmica de medidas dos girômetros ópticos, apresenta-se na Figura 2.8 a curva do desvio de fase de *Sagnac* $\Delta\phi_s$, em função da rotação Ω .

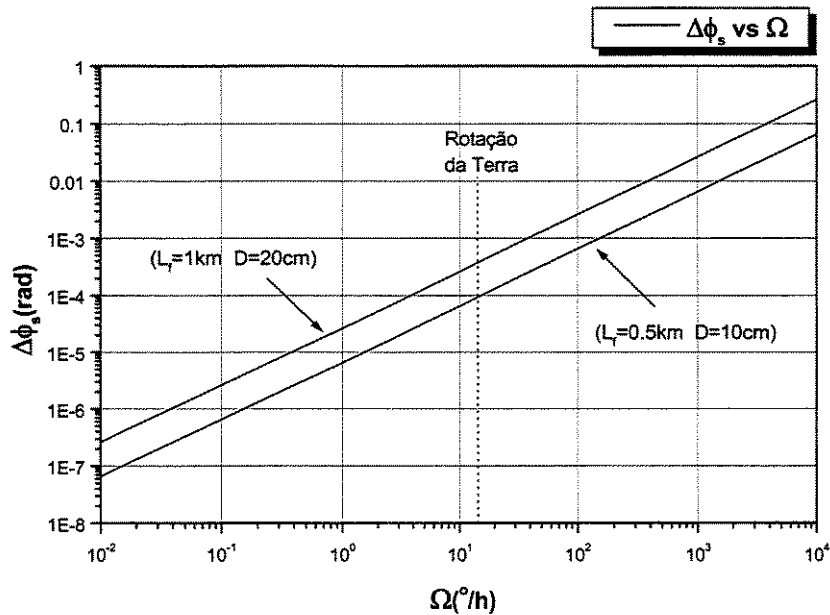


Figura 2.8: Desvio de Fase de *Sagnac* $\Delta\phi_s$ em função da Rotação Ω ($\lambda=780\text{nm}$).

Nesta Figura observa-se que $\Delta\phi_s$ permanece relativamente pequeno para grandes valores de Ω , porém para valores da ordem de 0,05rad, a aproximação $\sin(\Delta\phi_s)=\Delta\phi_s$ apresenta um erro de 0,04% que cai a 0,0015% para $\Delta\phi_s$ da ordem de 0,01rad, [3]. Nota-se também que a mudança no fator de escala do giroscópio permite medir menores valores de $\Delta\phi_s$ para maiores valores de rotação. Isto indica que deve haver um compromisso entre a capacidade de se detectar pequenos valores de $\Delta\phi_s$ e o erro na linearidade do método para grandes valores de Ω .

2.5 – Aplicações do Giroscópio a Fibra Óptica.

Os Giroscópios a Fibra Óptica tem sido nos últimos anos uma promissora solução em aplicações que necessitam de alta resolução de medidas, principalmente por apresentarem características de alta sensibilidade, capacidade e imunidade às interferências eletromagnéticas. Uma das principais aplicações dos giroscópios são os sistemas de navegação inercial para a medição de velocidade de rotação. Estes sistemas devem atender a requisitos de alta resolução e precisão em suas medidas. A Tabela 2.1 apresenta dados sobre a resolução de medidas de velocidade de rotação para a navegação inercial de alguns veículos [3].

Tabela 2.1: Aplicações dos Giroscópios a Fibra Óptica em Navegação Inercial.

Aplicações	Resolução do Giroscópio (°/h)
Veículos voadores de curto alcance (mísseis e aeronaves pequenas)	10,0
Aeronaves em geral	1,0
Aeronaves de longo alcance	0,01
Navios transatlânticos ou Porta-aviões	0,001

As aplicações industriais e de consumo dos Giroscópios a Fibra Óptica se estendem de sistemas subterrâneos a sistemas terrestres, marítimos e aéreos. Existem basicamente três tipos de usos dos giroscópios: medição de posição, controle de atitude e medição de direção absoluta. Algumas aplicações industriais dos giroscópios de uso prático [28] são apresentadas de forma resumida na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Aplicações Industriais dos Giroscópios a Fibra Óptica.

Aplicações		Navegação	Medida de Atitude
Terrestre	Automóveis e caminhões	• Veículos de transporte de passageiros • Operação de veículos comerciais (locação de veículos e sistema de reporte) • Caminhões autônomos de coleta de lixo	• Estudo da dinâmica dos veículos • Análise de movimento linear • Seguimento de antena
	Robôs e Máquinas	• Vassouras mecânicas • Carretilhas elevadoras	• Robôs com pernas
	Ferrovias	• Locomoção de trens	• Medida de inclinação (manutenção de ferrovias)
Subterrâneo	Tubulações	• Mapeamento de Dutos (de gás, energia e cabos de comunicação)	
	Máquinas de fazer túnel		• Bússolas
Marítimo	Barcos	• Navegação marítima	
	Equipamentos de barco		• Seguimento de antena • Estabilização de buscadores de luz
Aéreo	Agricultura	• Controle automático de aviões	• Controle de atitude de helicópteros
	Guinchos		• Estabilização de cargas

2.6 - Técnicas de Processamento de Sinais.

Existem basicamente dois métodos de demodulação do sinal do GFO, a demodulação em malha fechada e a demodulação em malha aberta e que podem ser compreendidos através da Figura 2.7. No primeiro método, um modulador de fase optoeletrônico é acoplado à bobina de fibra óptica do giro de modo a introduzir uma diferença de fase não recíproca entre as ondas contrapropagantes, para compensar o desvio de fase de *Sagnac* $\Delta\phi_s$ mantendo defasagem nula dos campos que superpõe-se na entrada do fotodetector. Esta técnica requer a utilização de um modulador faixa larga com modulação dente de serra. A diferença de fase introduzida corresponde a $\Delta\phi_s$, que se deseja medir. A demodulação em malha aberta concentra-se na determinação direta de $\Delta\phi_s$ através da medida das componentes espectrais do sinal na saída do fotodetector, que usualmente é obtido utilizando dispositivos eletrônicos, digitais ou analógicos, de processamento de sinal.

Ambos métodos de demodulação podem utilizar várias técnicas para se chegar a $\Delta\phi_s$. As referências [9] e [53] fazem uma análise de cada um dos métodos e suas técnicas, em termos de desempenho e dificuldade de implementação óptica e eletrônica.

A maneira usual de se obter a razão de rotação Ω , baseia-se em separar e medir as amplitudes S_1 da primeira harmônica e S_2 da segunda harmônica do sinal gerado no fotodetector [3]. Da equação (2.29) extrai-se a razão:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-J_1(\phi_m)}{J_2(\phi_m)} \tan \Delta\phi_s \quad (2.31)$$

Assim, isolando $\Delta\phi_s$, obtém-se:

$$\Delta\phi_s = \arctan\left(-\frac{J_2(\phi_e)}{J_1(\phi_e)} \frac{S_1}{S_2}\right) \quad (2.32)$$

Para realizar a medida de S_1 e S_2 e sua respectiva divisão utilizam-se circuitos baseados em amplificadores do tipo *look-in*, que utilizam filtros passa-faixa, de alto Q , sintonizados na frequência da harmônica que se deseja medir. Este método é bastante eficaz e permite a medida de pequenos valores de $\Delta\phi$.

Uma série de outras técnicas de demodulação, utilizando processamento em malha aberta, tem sido desenvolvidas, tais como demodulação coerente [1], demodulação senoidal de fase [53], demodulação pseudo heterodina [53], esquema de detecção em banda lateral única [53], esquema heterodino sintético [9], entre outras, cada uma com suas próprias características. Apesar das vantagens ou limitações que as técnicas apresentam, todas elas necessitam de circuitos complexos, o que dificulta a implementação e impõe elevados custos.

Uma opção diferente para demodular o sinal do giroscópio, consiste em se utilizar propriedades do sinal em relação aos pontos onde ocorrem os cruzamentos de zero e medir diferenças de intervalos de tempo entre estas ocorrências, que são proporcionais à rotação Ω . Esta teoria é discutida no próximo capítulo.

Capítulo 3

Teoria de *Zero Crossing*

3.1- *Introdução.*

A técnica de demodulação de *Zero Crossing* é uma técnica que utiliza a característica de proporcionalidade entre os intervalos de tempo, determinados pelos pontos de cruzamentos de zero da componente *AC* do sinal detectado e a velocidade de rotação à qual está submetido o Giroscópio. Neste capítulo é apresentada a formulação teórica da técnica.

3.2- *Análise da Teoria de Zero Crossing.*

Considere-se um interferômetro óptico combinando dois feixes de luz de igual intensidade, para produzir uma saída:

$$I_d = \frac{I_o}{2}(1 + \cos \Delta\phi_s) \quad (3.1)$$

onde $\Delta\phi_s$ é a informação de fase do sinal óptico e I_o é a intensidade da luz de entrada. A recuperação desta informação de fase pela análise de I_d é difícil, por duas razões. Primeiro, a sensibilidade é zero quando $\Delta\phi_s$ está muito próxima de zero. Segundo, já que o cosseno é uma função par, existe uma ambigüidade com o sinal algébrico de $\Delta\phi_s$. Como resposta a este problema, como já foi falado no Capítulo 2, um procedimento padrão é adicionar uma modulação de fase para facilitar a medição de $\Delta\phi_s$. Depois de adicionar esta modulação de fase, a intensidade de saída se converte em:

$$I_d = \frac{I_o}{2} \left(1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_m \cos \omega_m t) \right) \quad (3.2)$$

onde ϕ_m é definido como a intensidade de modulação. ϕ_m é colocado em um valor fixo que permite a recuperação de $\Delta\phi_s$.

A equação de intensidade interferométrica de saída pode ser dividida em seus componentes *DC* e *AC*, para determinar o cruzamento de zero do sinal, que é encontrando quando o componente *AC* é igual a zero. Usando a expansão em função de *Bessel*, obtém-se:

$$I_d = \frac{I_o}{2} \left[1 + J_0(\phi_m) \cos \Delta\phi_s - 2J_1(\phi_m) \sin \Delta\phi_s \cos \omega_m t - 2J_2 \cos \Delta\phi_s \cos 2\omega_m t \right. \\ \left. + 2J_3(\phi_m) \sin \Delta\phi_s \cos 3\omega_m t + 2J_4(\phi_m) \cos \Delta\phi_s \cos 4\omega_m t - \dots \right] \quad (3.3)$$

onde J_n é a função de *Bessel* de ordem n de primeira espécie. Percebe-se que, quando $\Delta\phi_s = 0$, somente os harmônicos pares estão presentes no sinal de saída. No entanto, quando $\Delta\phi_s \neq 0$, os harmônicos ímpares são adicionados. A adição destes harmônicos causa uma mudança no cruzamento de zero do sinal de saída. A parte *DC* da equação (3.3) é dada por:

$$I_{dc} = \frac{I_o}{2} \left[1 + J_0(\phi_m) \cos \Delta\phi_s \right] \quad (3.4)$$

Encontra-se a parte *AC* de I_d subtraindo-lhe sua parte *DC*. Desta maneira:

$$I_{ac} = \frac{I_o}{2} \left[\cos(\Delta\phi_s + \phi_m \cos \omega_m t) - J_0(\phi_m) \cos \Delta\phi_s \right] \quad (3.5)$$

Claramente a parte *AC* de I_d cruza o zero quando:

$$\cos(\Delta\phi_s + \phi_m \cos \omega_m t) = J_0(\phi_m) \cos \Delta\phi_s \quad (3.6)$$

Sabe-se exatamente quando o cruzamento de zero da parte AC do sinal interferométrico ocorre. O próximo passo é resolver para cada tempo de cruzamento de zero, e relacionar esse tempo com a informação de fase $\Delta\phi_s$.

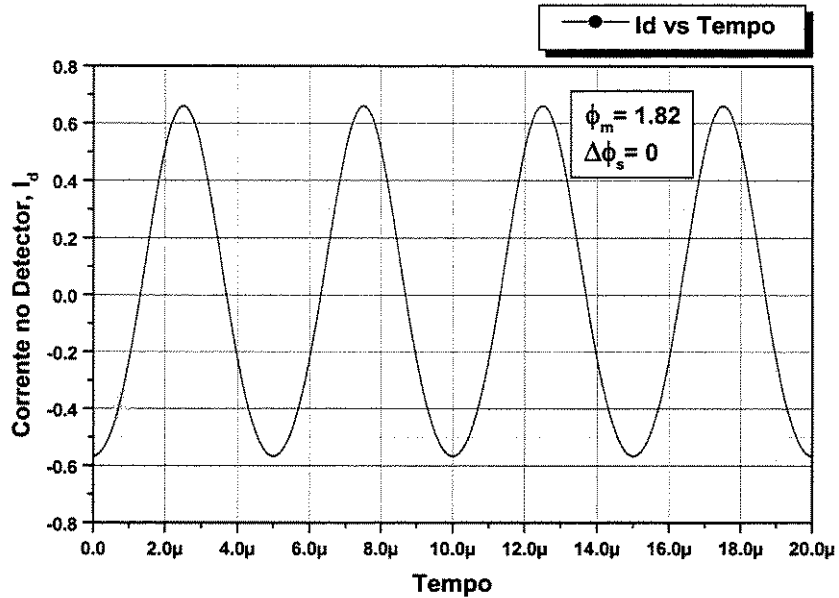


Figura 3.1: Sinal Interferométrico sem Sinal Aplicado.

A Figura 3.1 mostra uma representação do sinal interferométrico de saída da equação (3.5) para $\phi_m = 1,82$ rad, com $\Delta\phi_s = 0$ rad. Esta representação mostra os harmônicos pares da equação (3.3), sendo o segundo harmônico o mais notável. Quando um sinal é adicionado ao sistema interferométrico, o cruzamento de zero do sinal de saída se modifica, como se mostra na Figura 3.2 (que mostra o caso para $\Delta\phi_s = 0,3$ rad). A adição de um sinal $\Delta\phi_s$ acrescenta os harmônicos ímpares do sinal de saída, provocando uma mudança de seu cruzamento de zero.

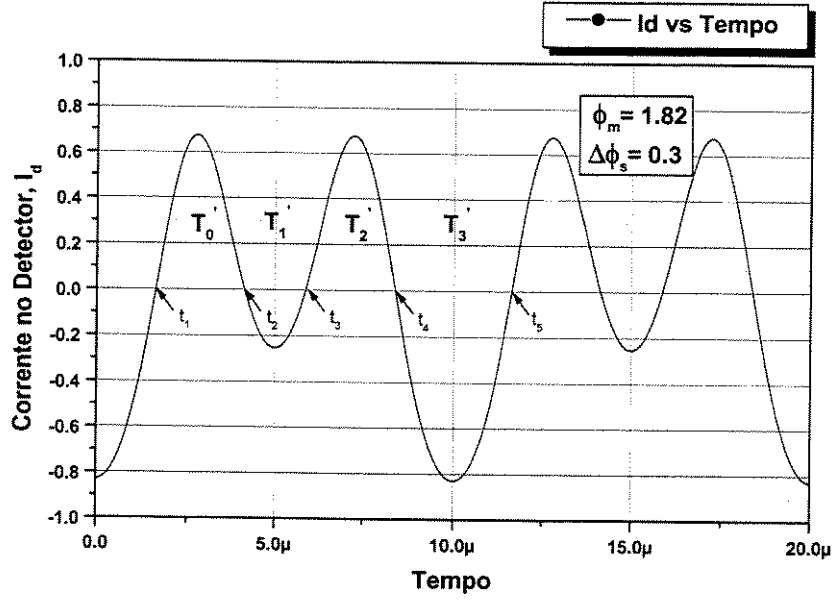


Figura 3.2: Sinal Interferométrico com um Sinal Constante $\Delta\phi_s$ Aplicado.

Com referência à Figura 3.2, existem 4 soluções para a equação (3.6) no intervalo $0 < \omega t < 2\pi$. Estas soluções são [14,37]:

$$\omega_m t_1 = \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.7)$$

$$\omega_m t_2 = \arccos \left\{ \frac{-\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.8)$$

$$\omega_m t_3 = 2\pi - \arccos \left\{ \frac{-\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.9)$$

$$\omega_m t_4 = 2\pi - \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.10)$$

Ao se adicionar 2π a $\omega_m t_1$ para se alcançar $\omega_m t_5$, obtém-se a diferença entre os cruzamentos de zero selecionados, que são:

$$\omega_m t_5 - \omega_m t_4 = 2 \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.11)$$

$$\omega_m t_3 - \omega_m t_2 = 2\pi - 2 \arccos \left\{ \frac{-\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (3.12)$$

Com referência à Figura 3.2, os dois intervalos específicos selecionados nas equações (3.11) e (3.12) apresentam algumas características interessantes. Adicionando uma fase constante $\Delta\phi_s$, aumenta-se o comprimento de um intervalo enquanto diminui o comprimento do outro. Além disso, o intervalo de cruzamento de zero intermediário permanece praticamente constante. Medindo a diferença de tempo entre estes dois intervalos $(t_5 - t_4) - (t_3 - t_2)$, obtém-se informação explícita sobre $\Delta\phi_s$.

De forma similar podem ser obtidas as expressões relativas aos intervalos de tempo T_0' e T_2' , mostrados na Figura 3.2, como:

$$\begin{aligned} \omega_m t_2 - \omega_m t_1 = & \arccos \left\{ \frac{-\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \\ & - \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \omega_m t_4 - \omega_m t_3 = & \arccos \left\{ \frac{-\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \\ & - \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Das equações anteriores, observa-se que $\omega_m t_4 - \omega_m t_3 = \omega_m t_2 - \omega_m t_1$. Estes cruzamentos de zero permanecem basicamente inalteráveis e são quase independentes de $\Delta\phi_s$, mas dependem de ϕ_m . Desta maneira, usando-se estes intervalos, pode-se manter o controle sobre a variável ϕ_m . Por outro lado, no esquema de demodulação, a variável I_o pode ser extraída porque não muda os cruzamentos de zero do sinal. Assim o valor de $\Delta\phi_s$, pode ser derivado de três variáveis fundamentais: a diferença de tempo entre os cruzamentos de zero, $\Delta T = T_3' - T_1'$, o intervalo de tempo T_0' e o coeficiente de modulação ϕ_m , descritos anteriormente.

Definindo as variáveis:

$$Z = \frac{\arccos[J_o(\phi_m)\cos\Delta\phi_s]}{\phi_m} \quad (3.15)$$

e

$$\varphi_s = \frac{\Delta\phi_s}{\phi_m} \quad (3.16)$$

As equações (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10), transformam-se em:

$$\omega_m t_1 = \arccos\{Z - \varphi_s\} \quad (3.17)$$

$$\omega_m t_2 = \arccos\{-Z - \varphi_s\} \quad (3.18)$$

$$\omega_m t_3 = 2\pi - \arccos\{-Z - \varphi_s\} \quad (3.19)$$

$$\omega_m t_4 = 2\pi - \arccos\{Z - \varphi_s\} \quad (3.20)$$

Da Figura 3.2 temos que:

$$T = T_0' + T_1' + T_2' + T_3' = t_5 - t_1 = \frac{2\pi}{\omega_m} = \frac{1}{f_m} \quad (3.21)$$

onde:

$$T_0' = [\arccos(-Z - \varphi_s) - \arccos(Z - \varphi_s)] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.22)$$

$$T_1' = [2\pi - 2 \arccos(-Z - \varphi_s)] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.23)$$

$$T_2' = [\arccos(-Z - \varphi_s) - \arccos(Z - \varphi_s)] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.24)$$

$$T_3' = [2 \arccos(Z - \varphi_s)] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.25)$$

A Figura 3.3 mostra a variação de T_0' , T_1' e T_3' para diferentes valores de $\Delta\phi_s$, com $\phi_m = 1,82$ rad.

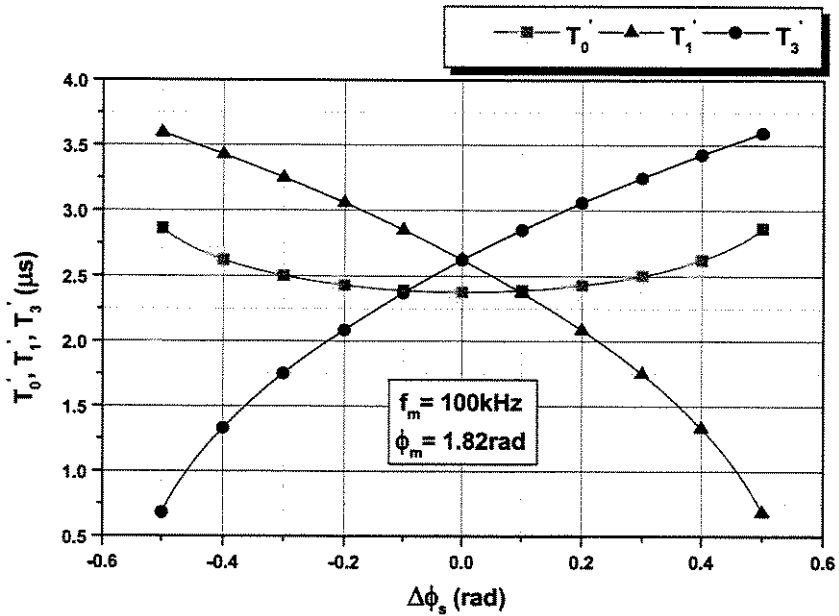


Figura 3.3: T_0' , T_1' e T_3' vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m = 1,82$ rad.

A diferença dos intervalos de tempo, ΔT é definida como:

$$\Delta T = T_3' - T_1' \quad (3.26)$$

$$\Delta T = [2 \arccos(Z - \varphi_s) - (2\pi - 2 \arccos(-Z - \varphi_s))] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.27)$$

usando a identidade trigonométrica:

$$2\pi - 2 \arccos(-x) = 2 \arccos(x) \quad (3.28)$$

a equação (3.27) vem a ser:

$$\Delta T = [\arccos(Z - \varphi_s) - \arccos(Z + \varphi_s)] \frac{2}{\omega_m} \quad (3.29)$$

Esta equação apresenta a relação entre os espaçamentos de tempo dos cruzamentos de zero e a fase de *Sagnac* $\Delta\phi_s$. A equação é linear para valores de $\Delta\phi_s$ pequenos e a faixa de linearidade incrementa-se, aumentando o valor de ϕ_m . Na Figura 3.4 é mostrado o gráfico de ΔT versus $\Delta\phi_s$, para $\phi_m=1,82$ rad. Deste gráfico pode-se notar que para pequenos valores de $\Delta\phi_s$ existe uma relação aproximadamente linear entre ΔT e $\Delta\phi_s$.

Cabe ressaltar que a partir de um certo valor de ϕ_m o sinal muda sua forma e aparecem outros pontos que devem ser levados em consideração. A Figura 3.5 mostra a curva ΔT vs $\Delta\phi_s$ para diversos valores de ϕ_m .

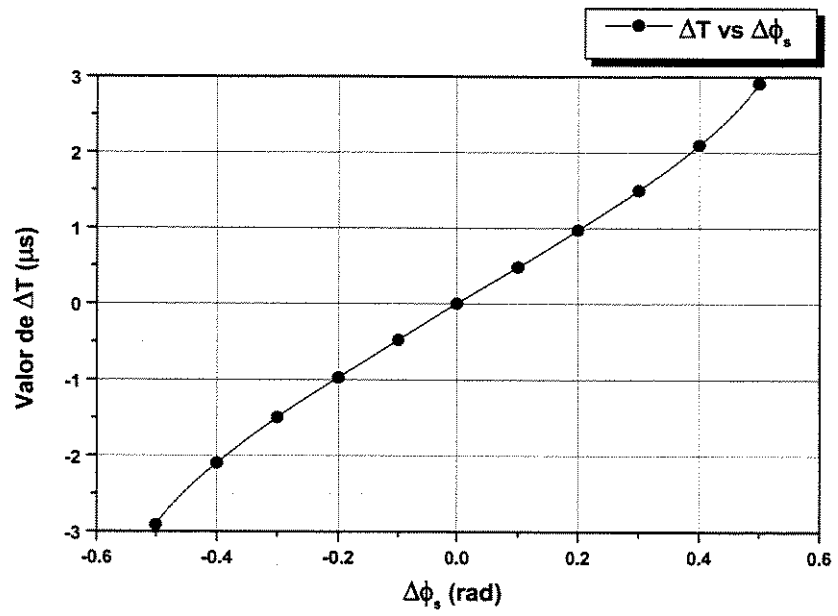


Figura 3.4: ΔT vs $\Delta \phi_s$ para $\phi_m=1,82$ rad.

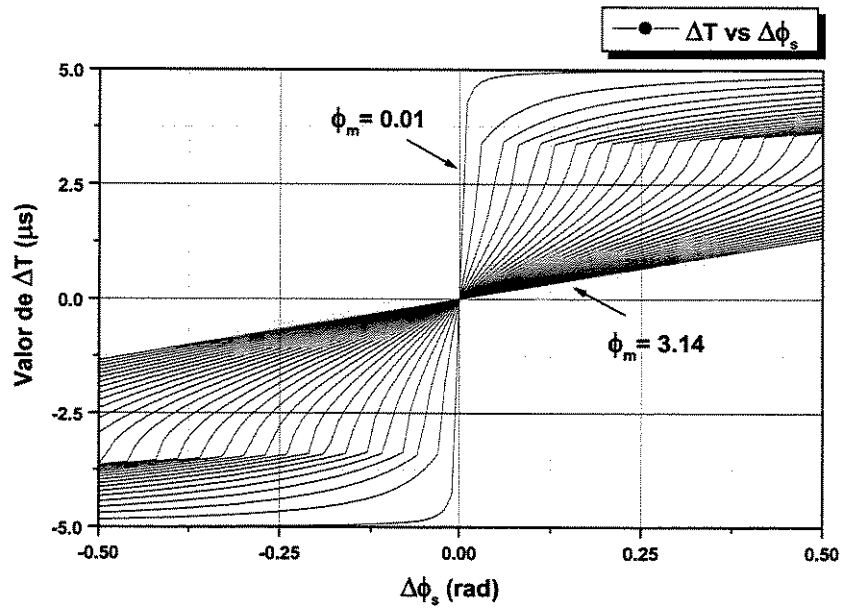


Figura 3.5: ΔT vs $\Delta \phi_s$ para $\phi_m=0,01 - 3,14$ rad.

Utilizando a equação (3.28), T_0' e T_1' também podem ser escritas na forma:

$$T_0' = T_2' = \left[(\pi - \arccos(Z + \varphi_s)) - \arccos(Z - \varphi_s) \right] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.30)$$

$$T_1' = \left[2 \arccos(Z + \varphi_s) \right] \frac{1}{\omega_m} \quad (3.31)$$

A Figura 3.6 mostra a curva T_0' vs $\Delta\phi_s$ para alguns valores de ϕ_m .

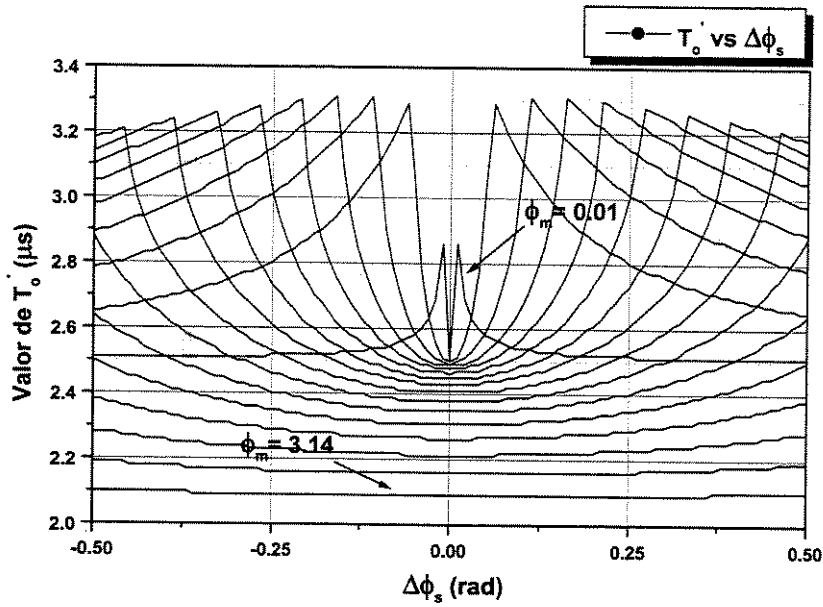


Figura 3.6: T_0' vs $\Delta\phi_s$ para $\phi_m=0,01 - 3,14$ rad.

Analisando as Figuras 3.5 e 3.6, pode-se concluir que:

- O diferença de tempo ΔT é fortemente dependente de $\Delta\phi_s$ e de ϕ_m .
- O intervalo de tempo T_0' é fracamente dependente de $\Delta\phi_s$, mas depende de ϕ_m .

Para determinar uma relação explícita entre a fase de *Sagnac* $\Delta\phi_s$ e os intervalos de tempo ΔT e T_0' , definem-se as variáveis x_1 e x_2 como sendo:

$$x_1 = \arccos(Z - \varphi_s) \quad \text{e} \quad x_2 = \arccos(Z + \varphi_s) \quad (3.32)$$

Substituindo-se x_1 e x_2 em ΔT e T_0' , as equações (3.29) e (3.30) tornam-se:

$$\frac{\omega_m \Delta T}{2} = x_1 - x_2 \quad (3.33)$$

e

$$\omega_m T_0' = \pi - (x_1 + x_2) \quad (3.34)$$

Somando-se (3.33) e (3.34), tem-se:

$$\omega_m \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) = \pi - 2x_2 \Rightarrow x_2 = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) \quad (3.35)$$

logo:

$$\arccos(Z + \varphi_s) = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) \quad (3.36)$$

$$Z + \varphi_s = \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) \right) = \text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) \quad (3.37)$$

Agora fazendo (3.33) – (3.34), tem-se:

$$\omega_m \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) = -\pi + 2x_1 \Rightarrow x_1 = -\frac{\pi}{2} + \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \quad (3.38)$$

logo:

$$\arccos(Z - \varphi_s) = -\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \quad (3.39)$$

$$Z - \varphi_s = \cos \left(-\frac{\pi}{2} + \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \right) = -\text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \quad (3.40)$$

Fazendo (3.37) + (3.40), tem-se:

$$Z = \frac{1}{2} \left\{ \text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) - \text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \right\} \quad (3.41)$$

utilizando a identidade trigonométrica:

$$\text{sen } x \pm \text{sen } y = 2 \text{sen} \left(\frac{x \pm y}{2} \right) \cos \left(\frac{x \mp y}{2} \right) \quad (3.42)$$

obtem-se:

$$Z = \text{sen} \frac{\omega_m T_0'}{2} \cos \frac{\omega_m \Delta T}{4} \quad (3.43)$$

De forma análoga, fazendo (3.37) – (3.40), tem-se:

$$\varphi_s = \frac{1}{2} \left[\text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} + T_0' \right) + \text{sen} \frac{\omega_m}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_0' \right) \right] \quad (3.44)$$

utilizando a identidade dada em (3.42), obtém-se:

$$\varphi_s = \text{sen} \frac{\omega_m \Delta T}{4} \cos \frac{\omega_m T_0'}{2} \quad (3.45)$$

logo:

$$\frac{\Delta \phi_s}{\phi_m} = \cos \frac{\omega_m T_0'}{2} \text{sen} \frac{\omega_m \Delta T}{4} \quad (3.46)$$

Uma análise da equação (3.46) mostra que $\Delta\phi_s$ depende dos intervalos de tempo ΔT e T_0' e do coeficiente de modulação ϕ_m , sendo necessário o controle desta variável para obter o valor correto de $\Delta\phi_s$. Um método a ser usado é a implementação de um algoritmo de recorrência na medição de $\Delta\phi_s$, que considere as possíveis variações de ϕ_m . Este algoritmo pode ser implementado utilizando as equações seguintes:

$$1) \quad \frac{\Delta\phi_s}{\phi_m} = \cos \frac{\omega_m T_0'}{2} \operatorname{sen} \frac{\Delta T \omega_m}{4} = K \quad (3.47)$$

$$2) \quad \phi_m = \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s]}{Z} \quad (3.48)$$

$$3) \quad Z = \operatorname{sen} \frac{\omega_m T_0'}{2} \cos \frac{\Delta T \omega_m}{4} \quad (3.49)$$

Como exemplo, supondo que após realizada uma medição o $\Delta\phi_{so}=0,1011$ rad, e considerando um valor predefinido de $\phi_{mo}=1,82$ rad e um erro inicial de 0,02 rad no valor de ϕ_m , ou seja $\phi_m=1,80$ rad, podem-se calcular os primeiros valores de ϕ_{m1} e de $\Delta\phi_{s1}$ mediante as equações:

$$\phi_{m1} = \frac{\arccos[J_o(\phi_{mo}) \cos \Delta\phi_{so}]}{Z} \quad (3.50)$$

$$\Delta\phi_{s1} = K\phi_{m1} \quad (3.51)$$

dando como resultado $\phi_{m1}=1,8181$ rad e $\Delta\phi_{s1}=0,1010$ rad.

Já numa segunda iteração estes valores são modificados, obtendo-se um $\phi_{m2}=1,8163$ rad e $\Delta\phi_{s2}=0,1009$ rad. Valores sucessivos são obtidos aplicando o mesmo procedimento ($\phi_{m20}=1,8030$

rad e $\Delta\phi_{s20}=0,1001$ rad). O algoritmo de recorrência pode ser generalizado utilizando as equações seguintes:

$$\phi_{mi} = \frac{\arccos[J_o(\phi_{mi-1})\cos\Delta\phi_{si-1}]}{Z} \quad (3.52)$$

$$\Delta\phi_{si} = K\phi_{mi} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.53)$$

sendo (3.52) a equação de recorrência.

Uma forma de expressar o resultado do algoritmo de recorrência é através do erro normalizado, dado pela equação (3.54).

$$Erro \text{ Normalizado} = \frac{Erro\%}{Erro \text{ Inicial}\%} \quad (3.54)$$

A Figura 3.7 apresenta o resultado da simulação do algoritmo de recorrência para 80 iterações, demonstrando-se que o mesmo converge. O número total de iterações estará determinado pelo erro máximo permitido, na medição.

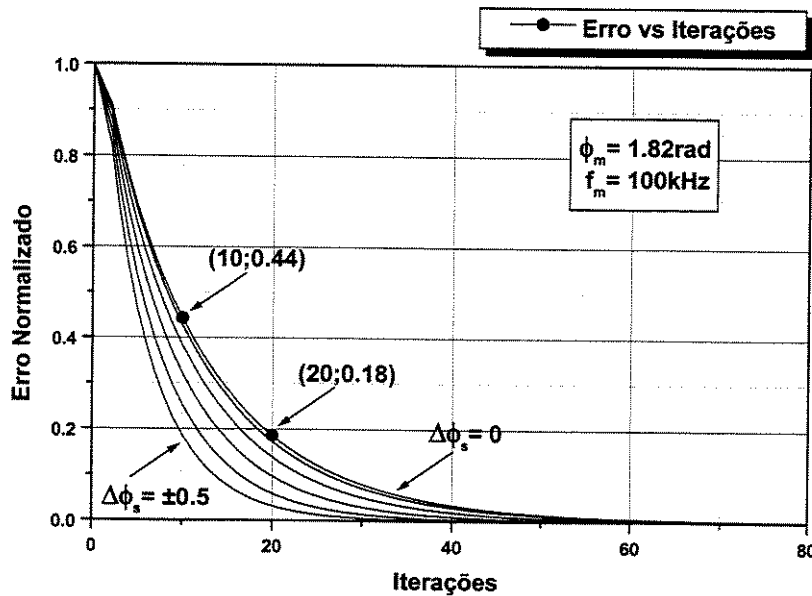


Figura 3.7: Análise de Recorrência de ϕ_m .

Da Figura 3.7 pode-se notar que para uma defasagem $\Delta\phi_s=0$ rad, o erro normalizado diminui a 0,44, após 10 iterações (considerando um erro inicial de ϕ_m de 0,02 rad e um erro calculado de 0,0088 rad). Já para 20 iterações o erro normalizado cai para 0,18 demonstrando-se desta forma a convergência do algoritmo de recorrência proposto.

Os resultados obtidos neste capítulo permitem constatar que é possível calcular diretamente $\Delta\phi_s$ da diferença de tempo entre os cruzamentos de zero do sinal interferométrico ΔT e o intervalo T_0 . Cabe ressaltar que o problema não é tão simples quanto parece pois para obter sistemas de alto desempenho necessita-se de técnicas capazes de aumentar a resolução da medição e de circuitos processadores capazes de detectar pequenos valores de $\Delta\phi_s$.

No caso de sistemas digitais a resolução está limitada pela razão de repetição dos pulsos de *clock* usados para contar os intervalos de tempos de ΔT e T_0 . Uma técnica que permite melhorar a resolução da medição, sem aumentar a frequência do *clock* será discutida no próximo capítulo.

Capítulo 4

Técnicas de Demodulação Digital

4.1 - Introdução.

Neste capítulo discute-se uma nova técnica de demodulação do sinal do Giroscópio, baseada na Teoria de “Zero Crossing” e propõe-se uma arquitetura de demodulação para a obtenção da intensidade e sentido da velocidade de rotação, caracterizada por uma faixa dinâmica de medidas ampla e elevada resolução.

4.2 - Demodulação do Sinal do Giroscópio.

No capítulo anterior demonstrou-se que se pode obter $\Delta\phi$, medindo diretamente $T_3' - T_1'$, mas a resolução de $T_3' - T_1'$ está limitada pela razão de repetição dos pulsos de *clock* usados para contar os intervalos. Porém como $T_0' = T_2'$, ao se fazer uma divisão da frequência do sinal, os intervalos de interesse transformam-se em:

$$T_1 = T_0' + T_1' \quad (4.1)$$

$$T_2 = T_2' + T_3' \quad (4.2)$$

sendo o novo ΔT dado por:

$$\Delta T = T_2 - T_1 \quad (4.3)$$

como se observa na Figura 4.1.

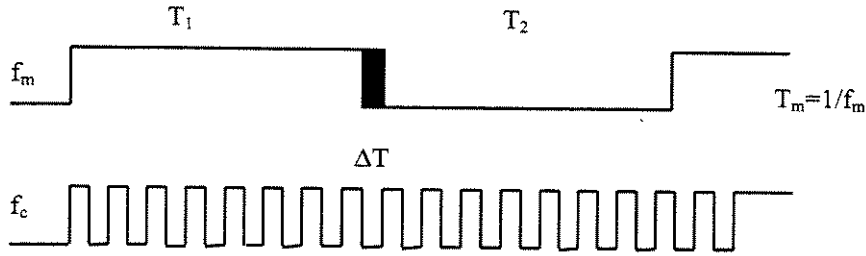


Figura 4.1: Medida do ΔT num período do Sinal.

No esquema de demodulação digital, são medidos o número de pulsos de *clock*, N_1 em T_1 , e o número de pulsos de *clock*, N_2 em T_2 para recuperar $\Delta\phi$.

Utilizando um *clock* síncrono com frequência de 100 MHz, os pulsos de *clock* usados para medir T_1 e T_2 estarão espaçados por 10ns, significando que qualquer sinal aplicado que desloque o cruzamento de zero por menos de 10ns pode ser não detectável, usando $N_2 - N_1$ para recuperar $\Delta\phi$. Em muitos sistemas, tais como os giroscópio a fibra óptica, é desejável medir $T_2 - T_1$ para uma resolução menor que 1ns. Claramente, a menos que o período dos pulsos do *clock* síncrono seja reduzido para menos de 1ns, isto não é possível. Uma solução trivial para este problema é usar um *clock* síncrono com frequência maior que 1 GHz, para medir os cruzamentos de zero. Este esquema funciona, a princípio, mas precisa de circuitos de microonda caros.

Uma alternativa que oferece as vantagens de um *clock* de alta frequência com um custo menor é medir os intervalos de tempo com um *clock* assíncrono (técnica proposta em [37]). Neste esquema a frequência do *clock* assíncrono depende da frequência do sinal e da frequência do *clock* de demodulação, com uma proporção não inteira, para obter uma medição com alta resolução do cruzamento de zero.

O principal problema da demodulação com um *clock* assíncrono é que um ruído de quantização é introduzido [37], a fim de conseguir uma alta resolução associado com o esquema de *clock* síncrono rápido.

Para uma melhor compreensão denota-se a frequência do *clock* do demodulador como f_c e a frequência do sistema como $f_s = 2 * f_m$ (ver Figura 4.1). Utiliza-se a frequência do sistema porque, para pequenos valores de $\Delta\phi$, o sinal de saída do giro ondula duas vezes mais rápido que o sinal de modulação. Se a relação destas frequências, f_c/f_s , é um inteiro, está-se usando o esquema de *clock* síncrono de baixa resolução, descrito anteriormente. Neste esquema pode-se medir consistentemente N_2 pulsos de *clock* no intervalo T_2 e N_1 pulsos de *clock* no intervalo T_1 , onde N_1 e N_2 são iguais. Por outro lado, se a relação f_c/f_s for não inteira, pode-se obter contagens de pulsos de *clock* diferentes nos mesmos intervalos de cruzamento de zero. Estas contagens diferentes causam o ruído no esquema de demodulação com *clock* assíncrono.

Algumas relações de frequências introduzem um grande número de contagens “falsas”, vistas como ruído, no sinal de saída demodulado; por exemplo as contagens dos pulsos de *clock* nos intervalos T_1 e T_2 , mencionados anteriormente não se cancelam. Estas “falsas” contagens são um problema associado ao uso do *clock* assíncrono. Tanto o ruído *AC* como *DC* são possíveis de aparecer. Pode-se caracterizar o ruído *DC* ou *drift* como [37]:

$$\langle N_1 - N_2 \rangle = \sum_{i=1}^{NP} (N_{1i} - N_{2i}) / N \quad (4.4)$$

Algumas relações de *clock* não têm *drift* mas requerem muito tempo para que a média da diferença de contagem $N_1 - N_2$ seja zero, sem sinal aplicado ao sistema. Uma relação com estas características não é desejável no esquema de demodulação, já que amostrando a saída num tempo errado mostraria um número extra de contagens ou ruído. Este ruído *AC* é também

importante para encontrar uma relação de frequência apropriada para o esquema demodulador.

Pode-se caracterizar o ruído *AC* ou ruído RMS como:

$$\langle (N_1 - N_2)^2 \rangle^{1/2} = \sqrt{\sum_{i=1}^{NP} [(N_{1i} - N_{2i}) - (\overline{N_1 - N_2})]^2 / N} \quad (4.5)$$

Relações de frequências nas quais as contagens extras medeiam a zero rapidamente, têm um erro de ruído RMS menor que aqueles caracterizados por uma alta acumulação de contagens extras antes de chegar a ter média zero.

A fim de avaliar estes critérios, para um número elevado de relações, fizeram-se simulações para um grande número de pares $(N_1 - N_2)$, procurando encontrar relações com baixos valores de *drift* e erro de ruído RMS. Ressaltando que estas características só dependem da fração da relação de frequências, procurou-se em várias frações entre 0 e 1, com incrementos de 0,001. A Figura 4.2 apresenta o erro de ruído RMS para 1000 pares $N_1 - N_2$ de acordo com a equação (4.5).

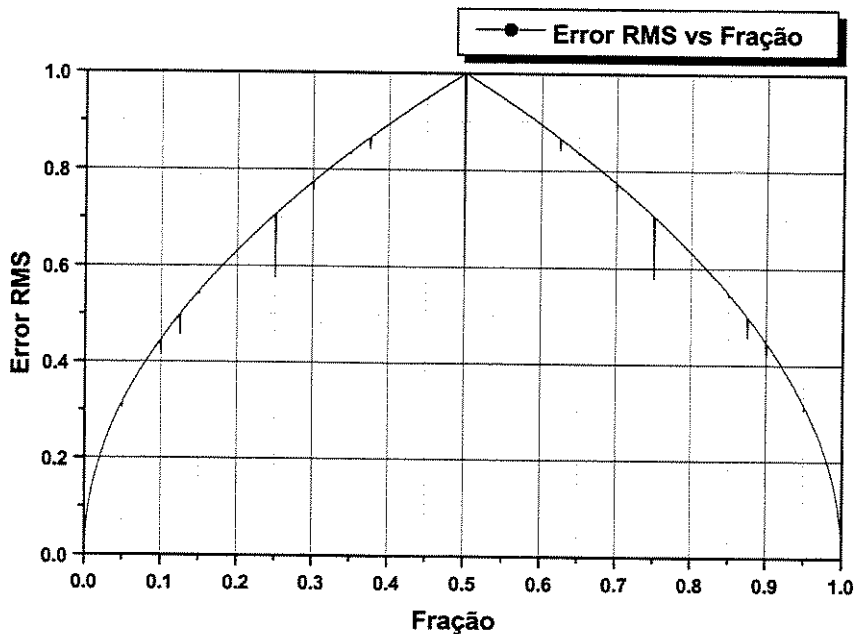


Figura 4.2: Erro de Ruído RMS para várias relações de *Clock*.

A Figura 4.3 mostra a plotagem do *drift* de acordo com a equação (4.4) para as mesmas relações analisadas na Figura 4.2, podendo-se apreciar que não existem faixas claras de relações com baixo *drift* e que o mesmo é quase aleatório para os diferentes valores das frações.

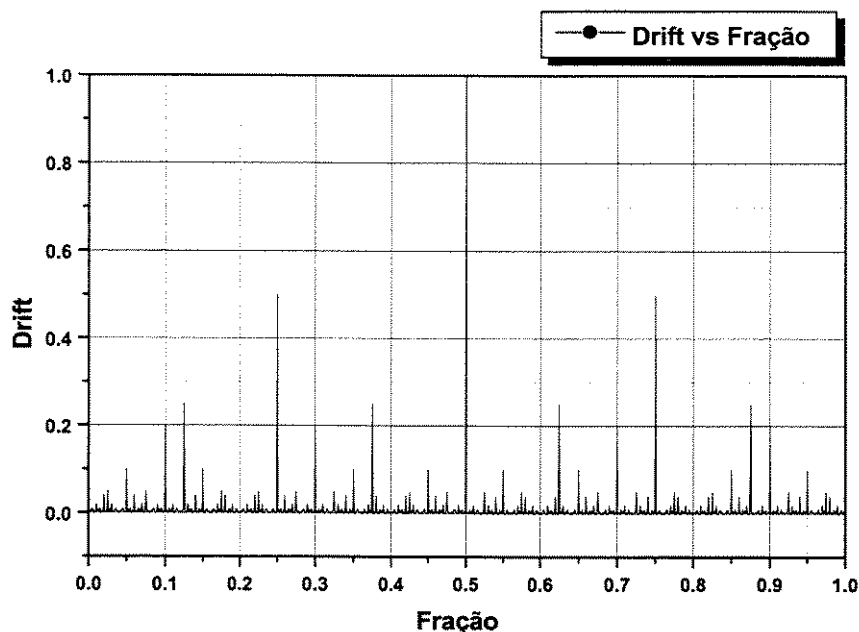


Figura 4.3: *Drift* para várias relações de *Clock*.

O desempenho do esquema de demodulação com um *clock* assíncrono vai depender da parte fracionária (restante) da relação de frequências, para se conseguir um funcionamento apropriado.

4.3 – Técnica Proposta.

Uma alternativa para eliminar estes problemas de ruído e manter uma resolução elevada é o uso de um esquema de demodulação com *clock* quase-síncrono (síncrono em N períodos de integração) na medida da diferença de tempos entre T_2 e T_1 . Para conseguir isto pode-se utilizar

a técnica de Síntese de Frequências na medida de ΔT , medindo um determinado número N de períodos, com o objetivo de aumentar a resolução da medida.

Primeiramente analisaremos o esquema de demodulação com *clock* síncrono durante um período de integração. A Figura 4.4 mostra os casos considerando a diferença dos intervalos de tempo ΔT , positivos e negativos.

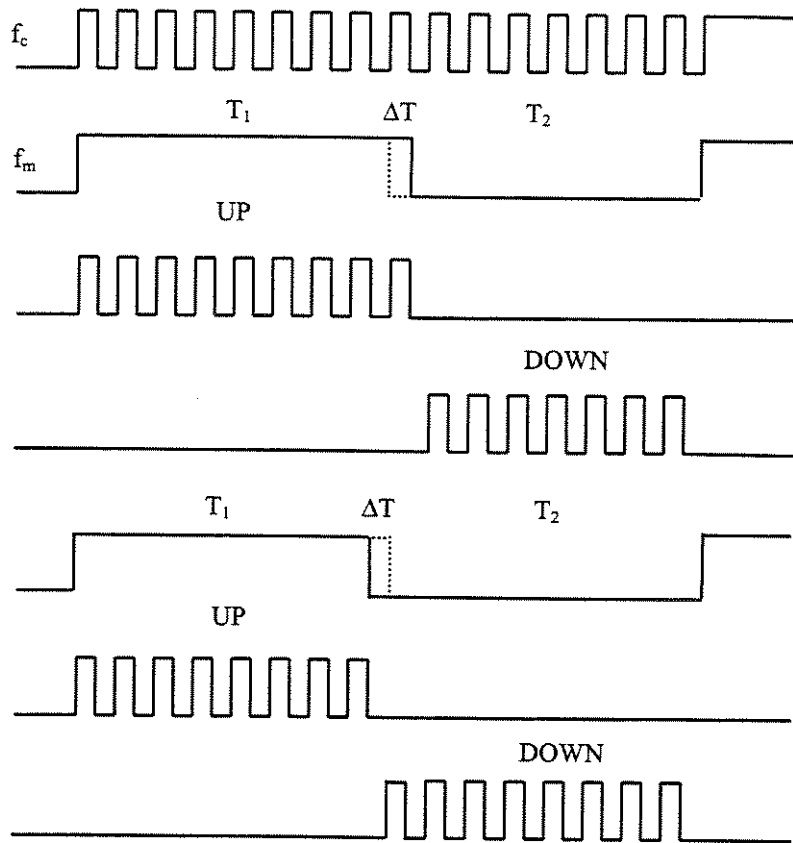


Figura 4.4: Medida do ΔT com *Clock* Síncrono.

Com uma contagem Crescente/Decrescente durante um período (ver Figura 4.4), o número de pulsos contados em cada semi-período do sinal é:

$$N_1 = T_1 f_c = N_0 + \Delta N \quad (4.6)$$

$$N_2 = T_2 f_c = N_0 - \Delta N \quad (4.7)$$

onde N_0 é o número de pulsos, no semi-período, sem sinal aplicado.

A diferença do número de pulsos é:

$$\Delta N = \frac{N_1 - N_2}{2} = \frac{(T_1 - T_2)}{2} f_c \quad (4.8)$$

Como:

$$\Delta T = T_1 - T_2 \quad \text{e} \quad f_c = K f_m \quad (4.9)$$

então, substituindo-se (4.9) em (4.8), tem-se que:

$$\Delta N = \frac{\Delta T}{2} K f_m \quad (4.10)$$

$$\Delta N = \frac{\Delta T}{2 T_m} K \quad (4.11)$$

Para:

$$\Delta T_{min} \longrightarrow \Delta N = 1$$

obtém-se uma resolução de:

$$\left. \frac{\Delta T}{T_m} \right|_{\Delta N=1} = \frac{2}{K} \Rightarrow \text{Resolução.} \quad (4.12)$$

Da análise anterior pode-se verificar que a melhor resolução alcançada na medida de ΔT , com *clock* síncrono num período de integração, depende somente da constante de proporcionalidade K , o que significa que quanto maior a frequência do clock f_c com relação à frequência de modulação f_m , maior a resolução.

No esquema de demodulação com *clock* quase-síncrono (síncrono em N períodos de integração), utiliza-se um *clock* cuja frequência é uma proporção não inteira da frequência de modulação ($f_c = (M/N) \cdot K \cdot f_m$), o que possibilita que após N períodos de integração, se comporte como um *clock* síncrono, como mostrado na Figura 4.5.

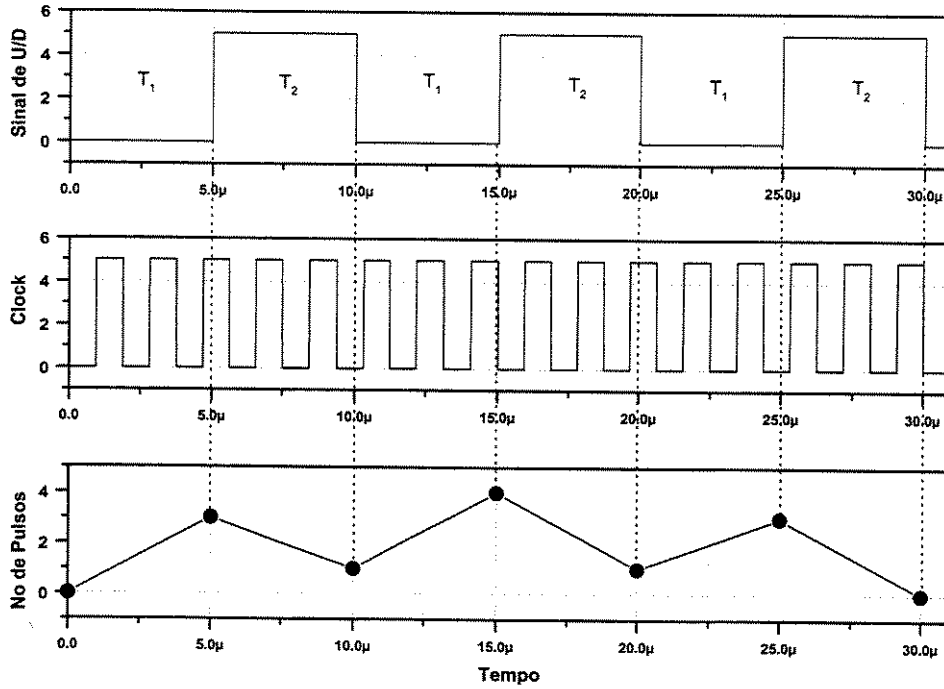
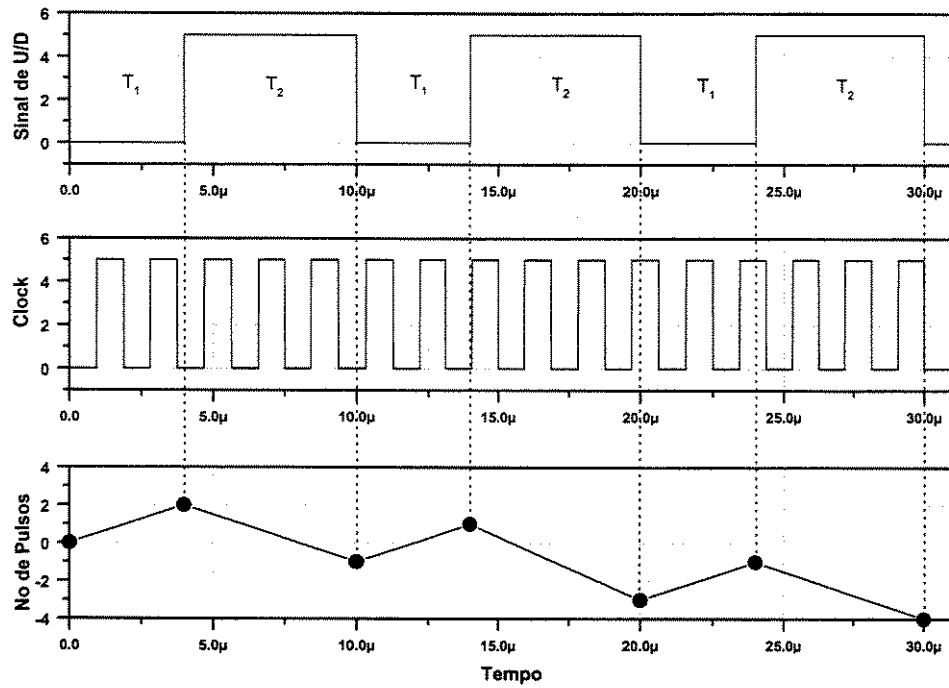
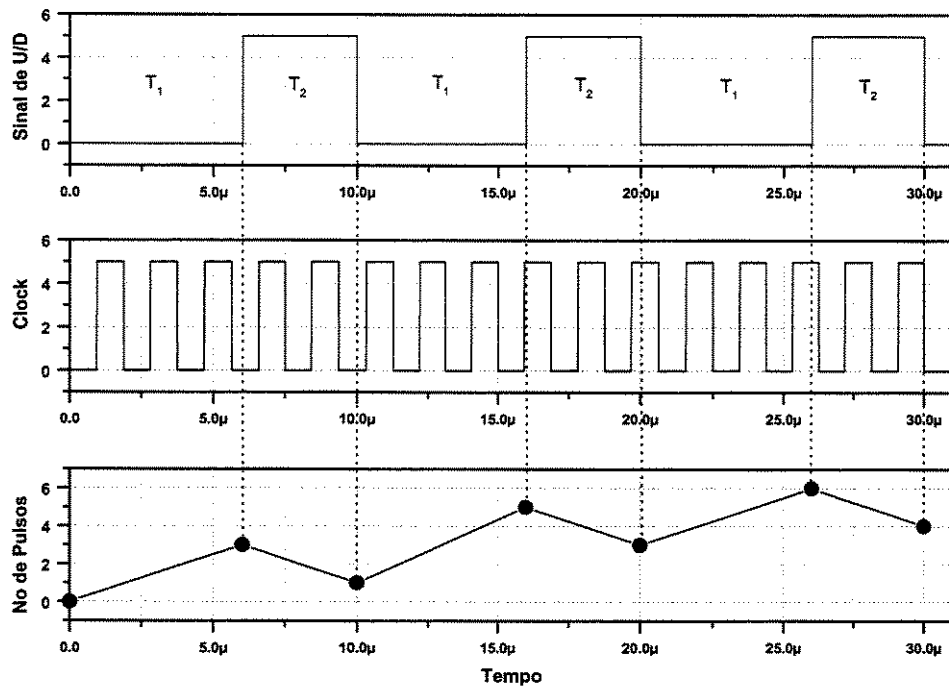


Figura 4.5: Medida do ΔT com *Clock* Quase-Síncrono.

Analisando o esquema de demodulação com *clock* quase-síncrono durante N período de integração e considerando a diferença dos intervalos de tempo ΔT , positivos e negativos, como mostrado na Figura 4.6, pode-se determinar o número de pulsos de *clock* acumulados durante N período de integração. No exemplo da Figura 4.6 utiliza-se um *clock* com frequência definida pelos valores de $M = 4$, $N = 3$, $K = 4$ e $f_m = 100\text{kHz}$, resultando em $f_c = 533,33\text{kHz}$. Para valores de $\Delta T = \pm 2\mu\text{s}$, obtém-se um número de pulsos de *clock* após 3 períodos de integração, igual a ± 4 pulsos.



(a) Com ΔT Negativo.



(b) Com ΔT Positivo.

Figura 4.6: Medida do ΔT com *Clock* Síncrono.

Com uma contagem Crescente/Decrescente durante N períodos, o número de pulsos em cada semi-período do sinal é:

$$N_1 = NT_1 f_c = N_0 + \Delta N \quad (4.13)$$

$$N_2 = NT_2 f_c = N_0 + \Delta N \quad (4.14)$$

onde N_0 é o número de pulsos, no semi-período, sem sinal aplicado.

A diferença do número de pulsos é:

$$\Delta N = \frac{N_1 - N_2}{2} = \frac{N(T_1 - T_2)}{2} f_c \quad (4.15)$$

Utilizando um *clock* com frequência dada por:

$$f_c = \frac{M}{N} K f_m \quad (4.16)$$

considerando que N não é divisor de MK

Substituindo (4.16) em (4.15), tem-se que:

$$\Delta N = \left(\frac{N(\Delta T)}{2} \right) \left(\frac{M}{N} K f_m \right) \quad (4.17)$$

$$\Delta N = \frac{\Delta T}{2T_m} MK \quad (4.18)$$

para:

$$\Delta T_{min} \longrightarrow \Delta N = 1$$

obtem-se uma resolução de:

$$\frac{\Delta T}{T_m} \Big|_{\Delta N=1} = \frac{1}{M} \cdot \frac{2}{K} \Rightarrow \text{Resolução.} \quad (4.19)$$

onde $\frac{1}{M} \Rightarrow$ fator de melhoria.

Da análise anterior pode-se verificar que, realizando a medida durante N períodos, existe um aumento na resolução da medida, com relação ao *clock* síncrono, dado pelo valor de M . Por exemplo a resolução alcançada na medida de ΔT , com um *clock* síncrono 100 vezes maior que f_m ($K=100$), é igual a 0,02 (34dB) e para um *clock* quase-síncrono com uma frequência dada pela equação (4.16) e com tempo de integração igual N períodos, consegue-se um aumento da resolução, como mostrado na Tabela 4.1

Tabela 4.1: Resolução utilizando *Clock* Quase-Síncrono ($K=100$).

M	N	Resolução (N -Períodos)
10	9	0,002 (54 dB)
100	99	0,0002 (74 dB)
1000	999	0,00002 (94 dB)

Por outro lado, utilizando um tempo de integração igual a N períodos, eliminam-se os problemas de erro apresentados pelo *clock* assíncrono. Por exemplo, para uma frequência de modulação de 100KHz, como a utilizada no giroscópio a fibra óptica, e um *clock* com valores de $M=10$, $N=9$ e com $K=100$ tem-se uma frequência $f_c=11,1111\text{MHz}$, o que significa que medindo em N períodos do sinal seriam contados um número de pulsos N_2 e N_1 igual a 500, pelo que a diferença ΔN seria igual a zero, quando não existe sinal aplicado ao giroscópio, eliminando-se desta forma os erros de *Drift* e RMS, que afetam no caso do *clock* assíncrono. Além disso a frequência do *clock* praticamente não aumenta já que $f_c=(M/N).K.f_m \approx K.f_m$.

4.4 - Esquema de Demodulação.

Baseado na análise anterior, que permitiu definir um problema de medidas de intervalos de tempo consecutivos, e com objetivo de validar a técnica de cruzamentos de zero estudada, foi desenvolvido um circuito capaz de realizar a medida digital de pequenos valores de ΔT .

A idéia básica para se realizar esta medida é contar de forma crescente os pulsos provenientes de um *clock*, durante o intervalo de tempo T_1 e de forma decrescente durante o intervalo de tempo T_2 , de modo que o número de pulsos remanescentes no contador após N ciclos seja proporcional a ΔT , e por sua vez proporcional a rotação.

Para implementar essa idéia sugere-se um circuito com a topologia mostrada na Figura 4.7, assumindo que a fotodetecção (detecção, conversão de corrente para tensão, amplificação e filtragem) e a síntese de frequência, já foram realizadas. Cada um dos blocos mostrados na figura foram projetados com base na disponibilidade de macro-modelos de dispositivos comerciais de baixo custo e simulados utilizando o software *MicroSim Pspice* versão 7.1.

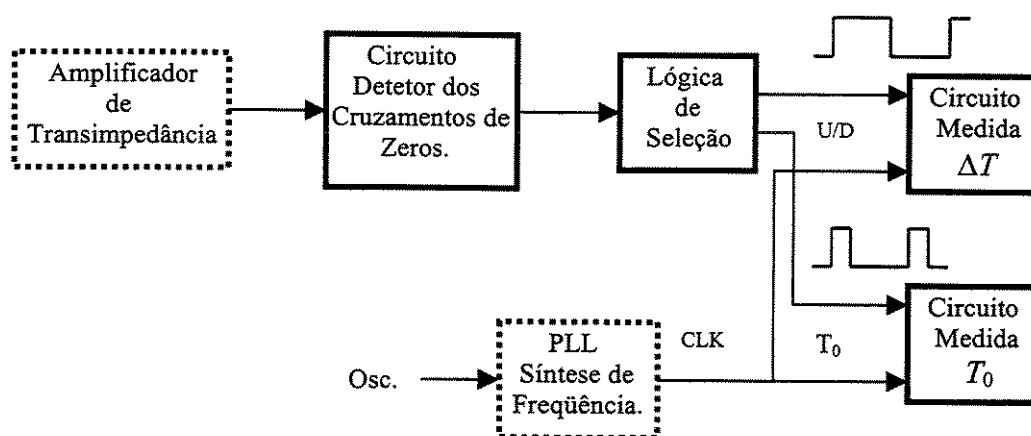


Figura 4.7: Diagrama de Blocos do Circuito.

A descrição dos blocos do diagrama da Figura 4.4 é apresentada a seguir, juntamente com as formas de onda do funcionamento de cada circuito e as formas de onda resultantes da simulação, na entrada e saída dos blocos mais relevantes.

4.4.1 – *Amplificador de Transimpedância.*

Na fase inicial do processamento do sinal encontra-se o estágio de conversão de corrente do fotodiodo, em tensão, na saída de um amplificador operacional, configurado no modo de transimpedância

Uma fotodetecção adequada é provavelmente a tarefa mais difícil de se implementar em um Giroscópio a Fibra Óptica. Para que o circuito de processamento do sinal funcione bem, é necessário que a fotodetecção forneça um sinal adequado ao método ou técnica utilizada para o processamento. Esta tarefa não é objeto deste trabalho, porém, se faz necessário analisar, mesmo que superficialmente, o processo de fotodetecção para contextualizar a demodulação.

Os fotodiodos de silício são detetores sensíveis à luz, na faixa espectral que vai do raio x ao infravermelho próximo. Os elétrons da banda de valência da junção de silício p-n são estimulados quando o material é exposto à luz. Cada fóton com energia igual ou superior à energia entre a banda de valência e a banda de condução do semicondutor produzirá um par elétron-buraco, ou seja, um elétron passa para a banda de condução deixando um buraco em seu lugar na banda de valência. A ação do campo elétrico da junção p-n evita a recombinação dos pares gerados e arrasta os buracos para a região p e elétrons para a região n, resultando num acúmulo de cargas positivas na região p, e de cargas negativas na região n. A geração de uma corrente que flui, através de um circuito externo, do ânodo para o cátodo quando a junção p-n é submetida à incidência luminosa, constitui o efeito fotoelétrico.

Os fotodiodos podem operar em dois modos básicos, fotovoltaico e fotocondutivo. Quando a junção p-n não é polarizada reversamente, diz-se estar no modo fotovoltaico. Este modo caracteriza-se por uma menor resposta em frequência devido ao aumento da capacitância de difusão da junção. A fonte fundamental de ruído é devido ao ruído térmico na resistência *shunt* do fotodiodo. Quando a junção p-n está reversamente polarizada, o fotodiodo está no modo fotocondutivo. Este modo caracteriza-se por um nível maior de ruído, pois devemos levar em conta o ruído *shot*, o ruído *excess* ($1/f$) e o ruído térmico, devido à resistência *shunt* do fotodiodo. Devido à diminuição da capacitância da junção com o aumento da tensão de polarização reversa, a frequência de corte é maior no modo fotovoltaico. Em compensação, a relação sinal-ruído é menor que no modo fotocondutivo, com a mesma área fotosensível. A escolha do modo de operação do fotodetector levará em conta o nível de ruído tolerável, bem como a resposta em frequência requerida pelo circuito processador [1].

Um circuito de fotodeteção típico é composto basicamente de um fotodetector, geralmente fotodiodos de silício, e um circuito amplificador operando no modo transimpedância, ou seja, transformando a corrente do fotodetector em tensão disponível para ser processada [19].

O circuito de amplificação é de extrema importância e totalmente indispensável, uma vez que os níveis de corrente gerados pelos fotodetectores são baixíssimos.

O amplificador de transimpedância consiste basicamente em um amplificador operacional configurado para transformar a corrente fornecida pelo fotodiodo em tensão, adicionando um ganho a este sinal [49]. A configuração fotodiodo e amplificador de transimpedância, para operação no modo fotovoltaico, é esquematizada na Figura 4.8.

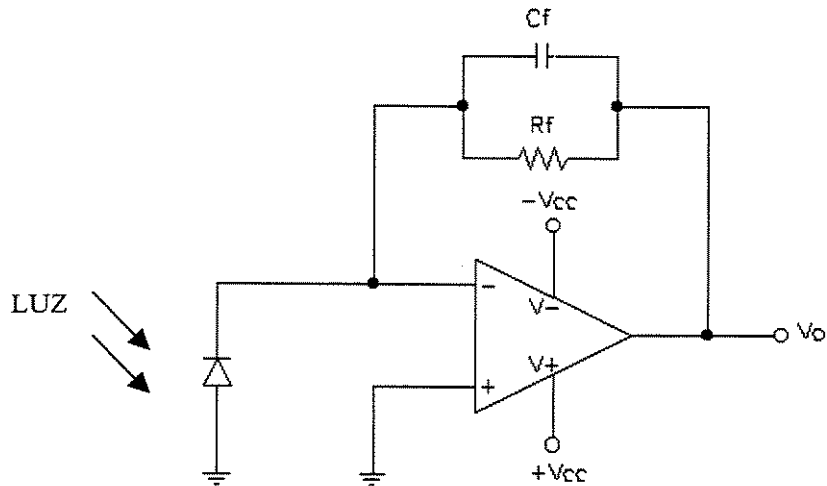


Figura 4.8: Amplificador de Transimpedância.

4.4.2 - Circuito de Síntese de Frequência.

A técnica mais comum e popular de síntese de frequência é a síntese com PLL (*Phase-Locked Loop*). Um PLL é um circuito eletrônico que consiste de um detector de fase, um filtro passa-baixa, e um oscilador controlado por tensão, conectados como na Figura 4.9 [4,6].

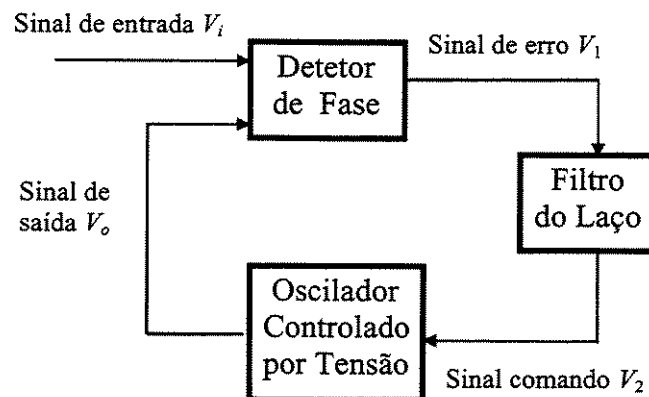


Figura 4.9: Diagrama Geral de um PLL.

Um sinal de entrada V_i e o de um VCO, V_o , são comparados por um comparador de fase fornecendo uma tensão de saída, V_1 , que representa a diferença de fase entre os dois sinais. Esta tensão é então alimentada para um filtro passa-baixa que fornece uma tensão de saída, V_2 , (amplificada, se necessário) que pode ser tomada como a tensão de saída de um PLL e é usada internamente como a tensão para modular a frequência do VCO. A operação de malha fechada do circuito é para manter a frequência do VCO amarrada àquela da frequência do sinal de entrada. [10]

A operação básica de um circuito PLL pode ser explicada usando o circuito da Figura 4.9 como referência. Considere-se primeiro a operação dos vários circuitos na malha amarrada por fase quando a malha está operando amarrada (a frequência do sinal de entrada e o sinal do VCO são a mesma). Quando a frequência do sinal de entrada é a mesma do VCO para o comparador, a tensão V_1 , tomada como saída é o valor necessário para manter o VCO amarrado com o sinal de entrada. O VCO fornece então saída, de um sinal de onda quadrada de amplitude fixa na frequência de entrada. Uma melhor operação é obtida se a frequência central do VCO, f_o , é fixada à tensão de polarização DC a meio caminho da sua faixa de operação linear. O amplificador permite este ajuste na tensão DC , obtida na saída do circuito de filtragem. Quando a malha está amarrada, os dois sinais para o comparador estão na mesma frequência, embora não necessariamente em fase. Uma diferença de fase fixa entre os dois sinais para o comparador resulta numa tensão DC fixa para o VCO. Mudanças na frequência de entrada do sinal resultam, então, em mudanças na tensão DC do VCO. Dentro da faixa de captura e amarração de frequência, a tensão DC forçará a frequência do VCO a casar com a da entrada.

Enquanto a malha está tentando conseguir amarração, a saída do comparador de fase contém componentes de frequência de soma e diferença dos sinais comparados. Um filtro

passa-baixa deixa passar somente a componente de frequência mais baixa do sinal de tal modo que a malha possa obter a amarração entre os sinais de entrada e do VCO [21].

Devido à faixa de operação limitada do VCO e à conexão de realimentação do circuito PLL, há duas bandas de frequências importantes especificadas para um PLL. A faixa de captura de um PLL é a faixa de frequência centrada em torno da frequência livre do VCO, f_o , sobre a qual a malha pode adquirir a amarração com o sinal de entrada. Uma vez que o PLL conseguiu a captura, ele pode manter-se amarrado ao sinal de entrada sobre uma faixa de frequência relativamente ampla chamada “*faixa de amarração*”.

O PLL pode ser usado numa ampla variedade de aplicações incluindo: Síntese de frequência, demodulação de frequência e decodificadores FSK [15,26].

Um sintetizador de frequência pode ser construído em torno de um PLL, como mostrado na Figura 4.10. O sintetizador contém uma fonte de referência com frequência f_r e um VCO com frequência f_o . A frequência de referência é dividida por um N inteiro e a frequência do VCO é dividida por M ; as duas ondas divididas são comparadas num detetor de fase. O travamento de fase é a condição de $f_r / N = f_o / M$, deste modo a frequência de saída é amarrada a uma fração racional da referência. Ou seja, a saída é um múltiplo da frequência de entrada, enquanto a malha está amarrada [31,55].

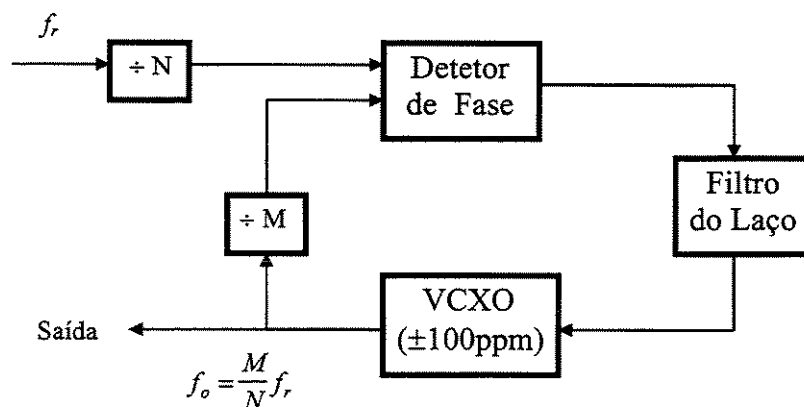


Figura 4.10: Sintetizador Básico com PLL.

resultando na saída:

$$f_o = \frac{M}{N} f_r \quad (4.20)$$

Obtém-se desta forma a frequência de *clock* necessária para a implementação da técnica de detecção dos cruzamentos de zero, com *clock* quase-síncrono.

Um aspecto importante a ser destacado é que para gerar as frequências utilizadas no trabalho, é necessário utilizar um VCXO (*Voltage Controlled Crystal Oscillator*) com faixa de captura de $\pm 100\text{ppm}$ e com *jitter* de frequência de $\pm 1\text{ppm}$, para o maior intervalo de medidas, $N=999$, $M=1000$ e $f_c=10,01001\text{MHz}$.

4.4.3 - Circuito Gerador do Sinal do Giroscópio.

Este circuito simula o sinal proveniente da saída do amplificador de transimpedância, sem a componente *DC* do sinal. Ou seja, o circuito é capaz de gerar um sinal dado pela equação (3.5), que é utilizado para testar o funcionamento do circuito desenhado. As Figura 4.11 e 4.12 mostram o circuito gerador do sinal do giroscópio e o sinal gerado, respetivamente.

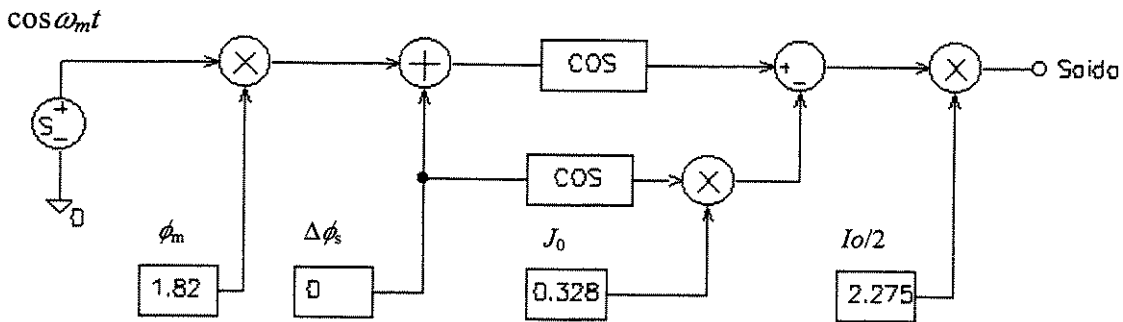


Figura 4.11: Circuito Gerador do Sinal do Giroscópio.

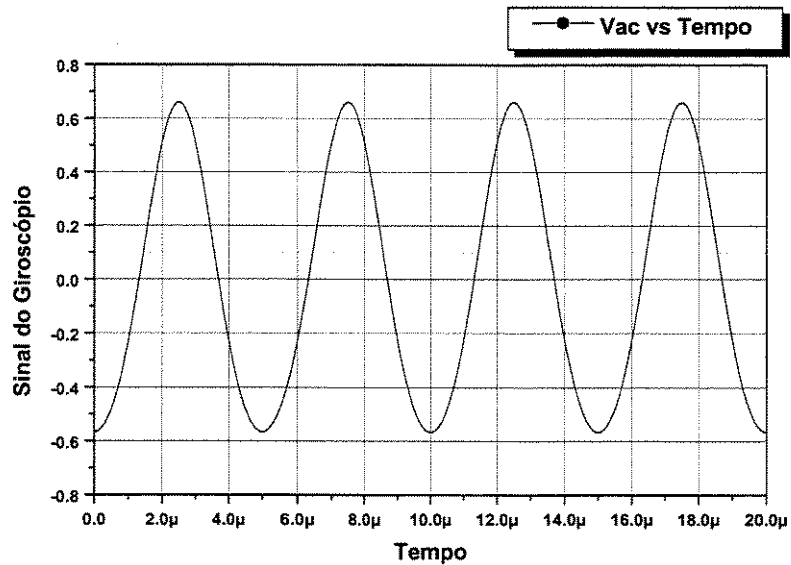


Figura 4.12: Sinal do Giroscópio Gerado.

4.4.4 – Gerador de Ruído.

Os ruídos são sinais espúrios que aparecem somados ao sinal desejado e é principalmente através de seus picos, que o sinal resultante apresenta níveis diferentes, que podem ser interpretados como uma alteração na forma de onda do sinal.

O ruído branco se apresenta sob a forma de sinais espúrios aleatórios com amplitude média zero, valor RMS constante e densidade espectral de potência uniforme [38,40].

Dada a importância do ruído no sistema e tendo em vista mostrar as dificuldades com que se depara ao tratar com um sinal ruidoso, tem-se desenhado um gerador de ruído utilizando o *LabVIEW*. Criou-se um *VI* (*Virtual Instrument*) (Figura 4.13), que permite gerar um ruído *Gaussiano*, na faixa de frequência de 1MHz, permitindo estudar o comportamento do circuito proposto para diferentes condições de relação sinal-ruído.

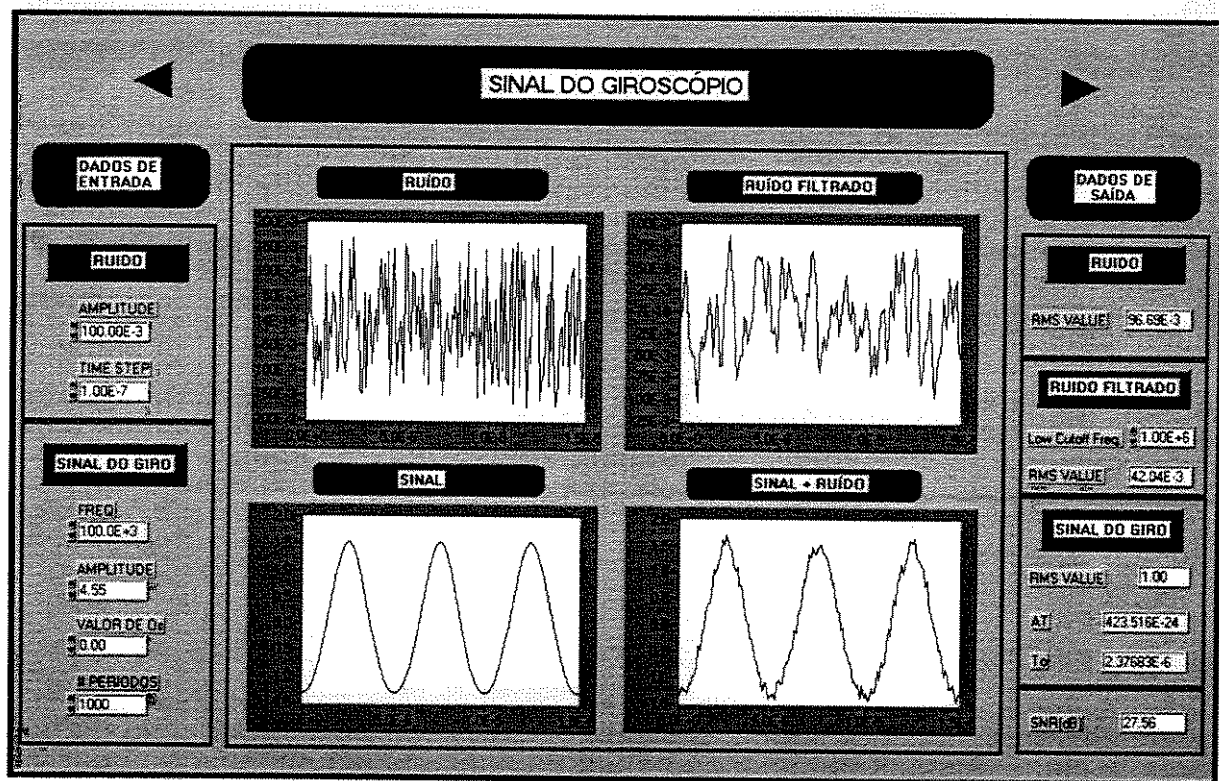


Figura 4.13: Painel Frontal do Gerador de Ruído.

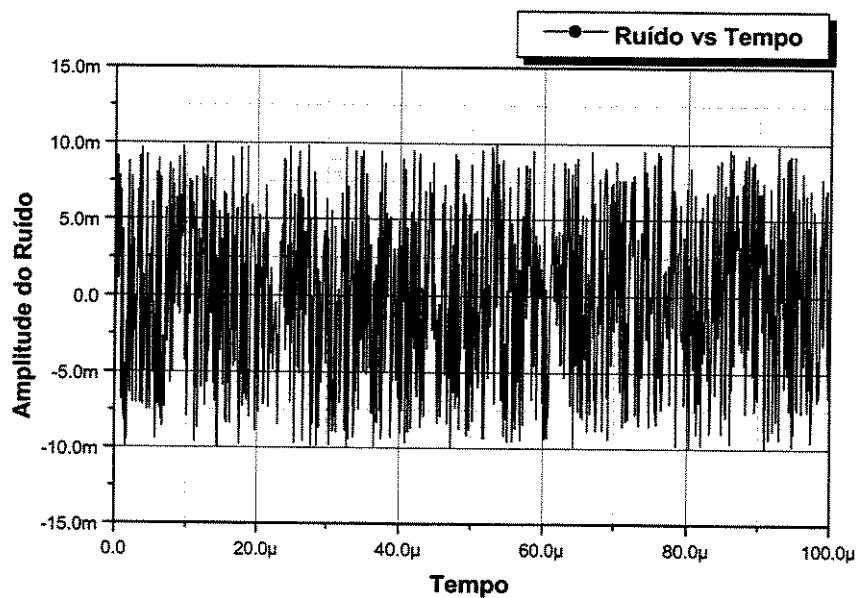


Figura 4.14: Sinal de Ruído Gerado.

Este *VI* gera um ruído branco, limitado na faixa de 1MHz, levando-se em consideração que se está trabalhando com banda larga, para não modificar os cruzamentos de zero do sinal. A forma de onda do sinal de ruído gerado é mostrada na Figura 4.14.

A soma do sinal do giro com o sinal de ruído dão como resultado um sinal similar ao esperado na saída do amplificador de transimpedância.

4.4.5 - Detetor de Cruzamentos de Zero.

Um detetor de cruzamentos de zero consiste em um comparador rápido com saída TTL, que compara o sinal com zero (para o caso sem histerese) e entrega para o próximo bloco um sinal TTL com duração dos mesmos intervalos de tempo do sinal de entrada.

Um circuito comparador simples (sem histerese) tem duas desvantagens. Para um sinal de entrada variando muito lentamente, o *swing* da saída pode ser lento e pior ainda, se a entrada for ruidosa a saída pode ter várias transições quando a entrada passa pelo ponto de comparação. Estes dois problemas podem ser remediados usando realimentação positiva, que assegura uma transição de saída rápida, independentemente da velocidade do sinal de entrada [24].

Os comparadores geralmente têm circuitos de saída mais flexíveis que os amplificadores operacionais, geralmente utilizam uma saída com “*open-collector*” e um emissor aterrado. Conectando um resistor “*pull-up*” externo a uma fonte de tensão escolhida (V_{cc}), pode-se obter uma saída entre V_{cc} e zero volts, que é ideal para operar circuitos digitais (TTL, CMOS, etc.) [43,44]. As Figuras 4.15 e 4.16 mostram o diagrama do comparador desenhado e utilizado no circuito de demodulação e as formas de onda do sinal de entrada e saída do comparador, respectivamente.

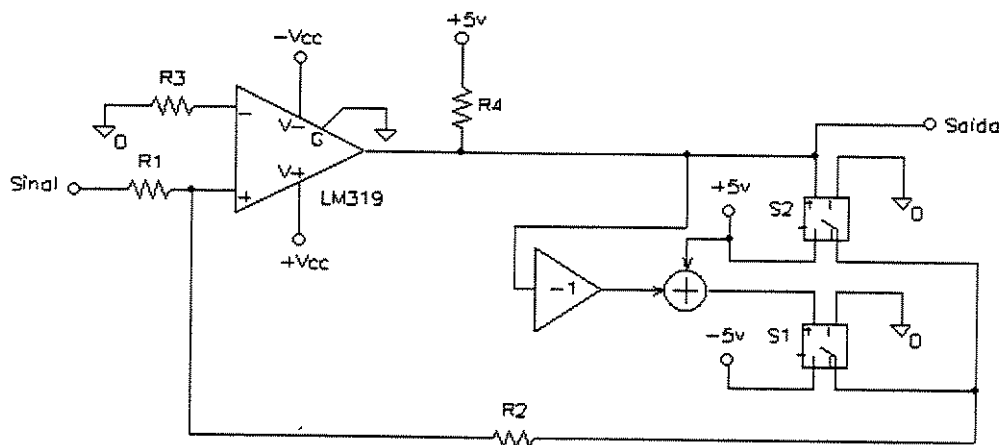


Figura 4.15: Detetor de Cruzamentos de Zero.

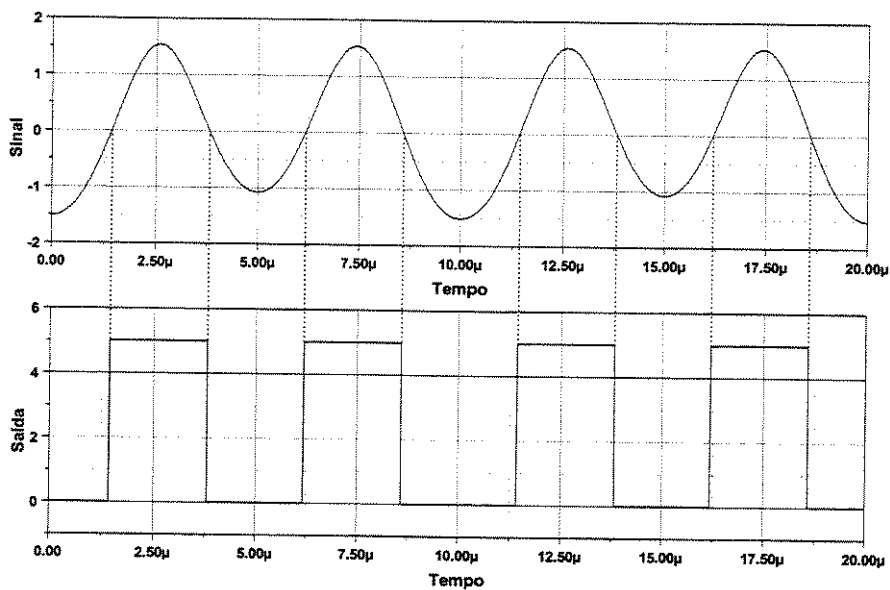


Figura 4.16: Formas de Onda do Sinal.

Neste bloco a precisão da detecção dos cruzamentos de zero depende de quão rápido é o comparador utilizado. É importante lembrar que o atraso na detecção dos pontos de cruzamento de zero e o *offset* do comparador não afeta a medida final de ΔT , pois se trata de uma diferença.

As chaves S_1 e S_2 são utilizadas para gerar um sinal de $\pm 5V$, necessário para conseguir o valor de histerese desejado, sem afetar o sinal *TTL* de saída e garantir a simetria na histerese.

4.4.6 - Lógica de Seleção dos Sinais.

Este circuito é formado por dois sub-circuitos digitais: um circuito divisor por 2, encarregado de gerar o sinal de *UP/DOWN* necessário para determinar o valor de ΔT , e o circuito de seleção do sinal de T_0 encarregado de gerar um sinal utilizado na contagem do número de pulsos de *clock* durante o intervalo de tempo T_0 [5,7].

4.4.6.1 - Circuito Divisor por 2.

Este circuito divide a frequência do sinal de saída do comparador, gerando um sinal que contém somente pulsos de duração T_1 e T_2 , que determinam os tempos de *UP* e *DOWN*, respectivamente, e que são utilizados para a contagem do número de pulsos correspondentes à ΔT .

O circuito implementado utiliza Circuitos Integrados Lógicos da família TTL para realizar esta tarefa. Estes circuitos apresentam atrasos de propagação da ordem de 6ns e dispersão nos atrasos de propagação da ordem de 3ns, como pode ser visto em [44]. O problema aqui reside na dispersão que em particular para estes componentes, é grande, se comparada à magnitude de ΔT que se deseja medir [18]. A Figura 4.17 mostra as formas de onda de entrada e saída do circuito (sinal dividido por dois, com uma frequência igual a 100KHz).

4.4.6.2 - Circuito de Seleção do Sinal de T_0 .

Este circuito foi implementado para selecionar um dos intervalos de tempo pertencentes à T_0 , do sinal de saída do bloco de detecção de cruzamentos de zero. O funcionamento do circuito é simplesmente uma lógica *AND*, entre o sinal de saída do comparador e o sinal de saída do divisor por dois (U/D), permitindo selecionar um só dos intervalos de tempo pertencentes à T_0 . A Figura 4.17 mostra as formas de onda de entrada e saída do circuito [44].

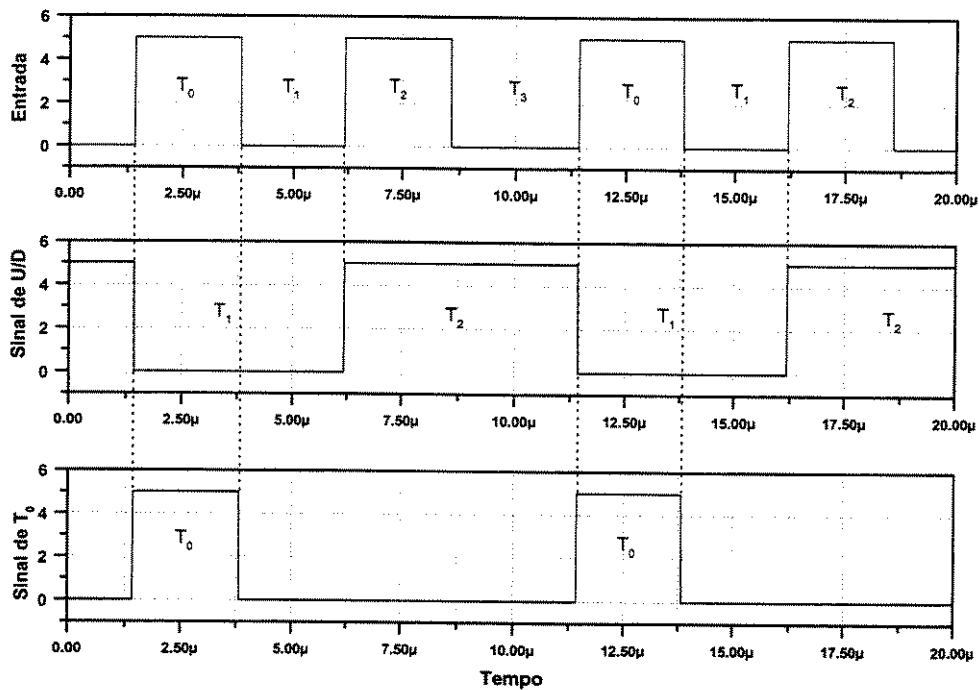


Figura 4.17: Formas de Onda do Circuito de Seleção de T_0 .

4.4.7 - Circuitos de Medida de ΔT e T_0 .

4.4.7.1 - Circuito de Captura.

O circuito mostrado na Figura 4.18 é utilizado para capturar e manter o dado do *clock* que vai ser utilizado no circuito de chaveamento do *clock*, para efetuar as contagens de *UP* e *DOWN*.

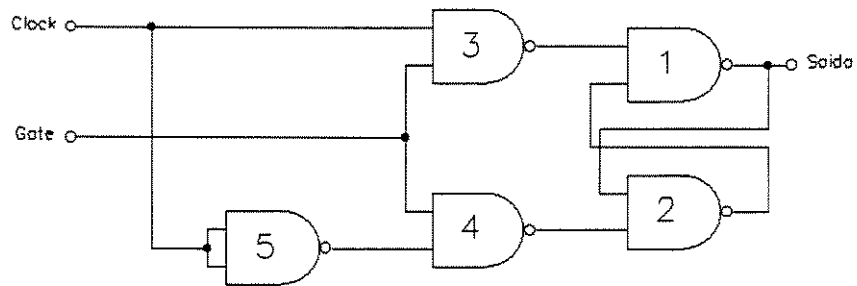


Figura 4.18: Circuito de Captura.

Este circuito foi implementado para eliminar os problemas de tempo de *setup*, das componentes digitais do circuito de chaveamento do *clock*. Na Figura 4.19 são apresentados o erro, utilizando uma porta digital, e a resposta conseguida utilizando o circuito captura, para a seleção dos sinais de *clock* utilizados nas contagem de T_1 e T_2 [8].

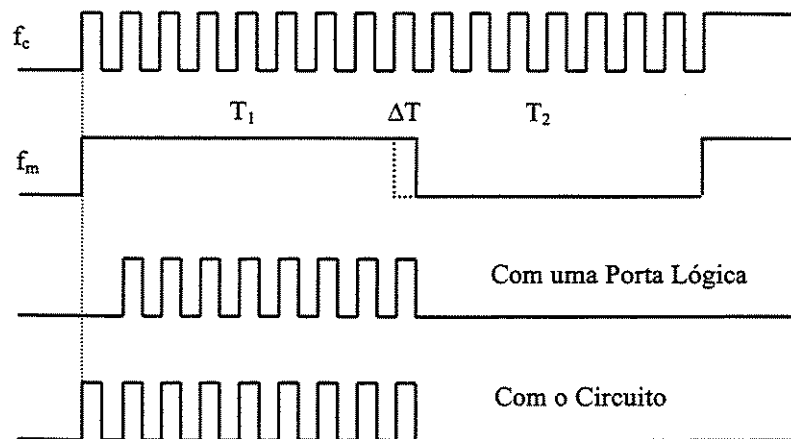


Figura 4.19: Resposta do Circuito de Captura.

Formas de onda que ilustram o funcionamento do circuito são mostradas na Figura 4.20. No instante t_0 o circuito está desabilitado, pois o *Gate* está no nível baixo. Supondo que

inicialmente a saída está em nível baixo, no instante de t_1 a t_2 , o circuito está habilitado e segue a entrada do *clock*. Em t_2 , o circuito é desabilitado e o nível alto do *clock* é armazenado. Outros momentos de armazenamento são mostrados em t_3 e t_4 . [50]

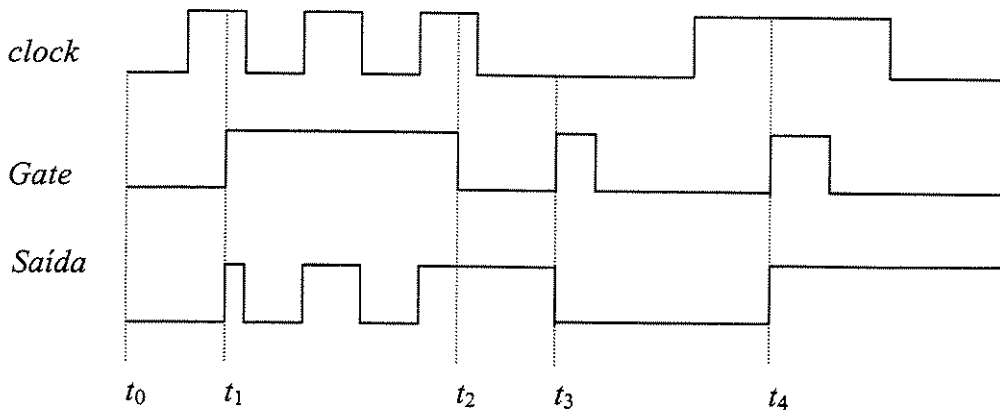


Figura 4.20: Formas de Onda do Circuito de Captura.

Para ativar a entrada de *Gate* utiliza-se um circuito monoestável com portas lógicas para gerar um pulso de saída de duração muito curta.

4.4.7.2 - Circuito de Chaveamento do Clock.

Este circuito é o responsável pela separação dos pulsos de *clock* que serão utilizados para as contagens dos tempos T_1 e T_2 . A Figura 4.21 mostra as formas de onda de resposta, para as contagens de *UP* e *DOWN*, do circuito de chaveamento. Para simplificar apresenta-se a descrição de um dos circuitos, o circuito de ativação do *clock* para a contagem de T_2 , pois para a contagem de T_1 utiliza-se um circuito similar.

Um *clock* gerando um trem de pulsos contínuos pode ser bloqueado ou não. Uma porta ordinária não pode ser usada para realizar esta função, porque se o sinal de bloqueio ou de

ativação da porta ocorre durante um pulso de *clock*, pode aparecer um pulso muito estreito, que não é permitido pelo contador.

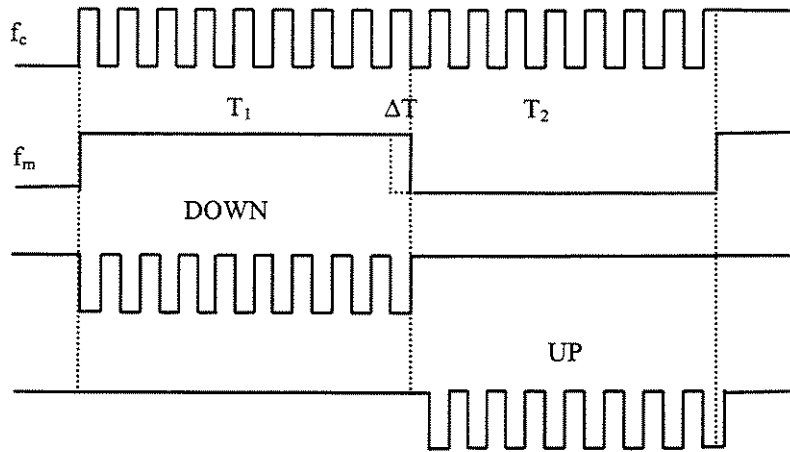


Figura 4.21: Resposta do Circuito de Chaveamento.

Um circuito que realiza esta função é mostrado na Figura 4.22 e as formas de onda que o caracterizam são mostradas na Figura 4.23. Se o sinal de *clock* for baixo, “0”, o sinal de saída, “S” será sempre alto, “1”, a porta 4 estará “aberta” e as portas 2 e 3 terão em suas entradas o sinal de U/D e U/D negado, respectivamente. Se o sinal de U/D for alto, “1”, a saída da porta 2 estará também em alto, “1”, a porta 1 estará “aberta” e fornecerá o sinal de *clock* invertido na saída, “S”. De qualquer modo, se o sinal U/D vai para baixo, “0”, antes que o sinal do *clock* e a porta 3 mudam de estado, a porta 2 não poderá mudar já que a saída “S”, igual a “0”, mantrá a porta 2 em estado alto, “1”, até que o *clock* retorne a “0”. Assim, a porta não pode recortar um pulso de *clock*. Se o sinal de U/D permanece em baixo, “0”, todas as entradas da porta 2 permanecerão em alto, “1” e a saída baixa, “0”, da porta 2 mantém a saída, “S”, em nível alto, “1”, pois a porta está “fechada” [32].

Se a entrada U/D vai para alto, “1”, enquanto o *clock* é baixo, “0”, a porta 2 vai para “1”, abrindo a porta 1 para o próximo pulso de *clock*. Se o sinal de U/D vai para alto, “1”, enquanto o *clock* é alto, “1”, a porta 4 está “fechada” e o *flip-flop* formado pelas porta 2-3 não pode responder às mudanças dos níveis da porta até que o *clock* seja baixo novamente. Assim, um pulso parcial de *clock* no começo do sinal de porta U/D é também bloqueado.

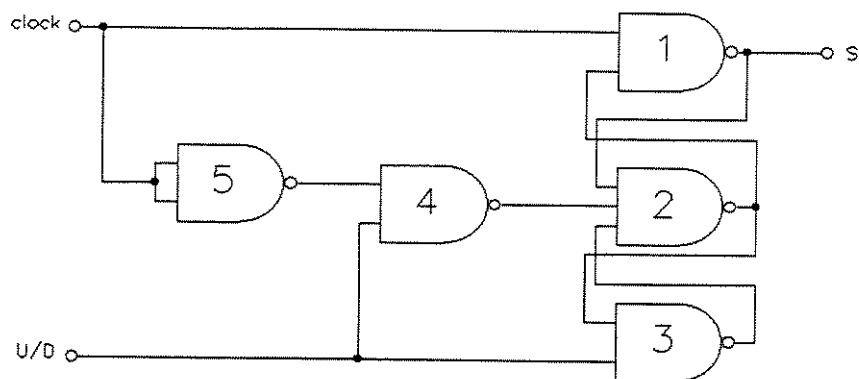


Figura 4.22: Circuito de Chaveamento do Clock.

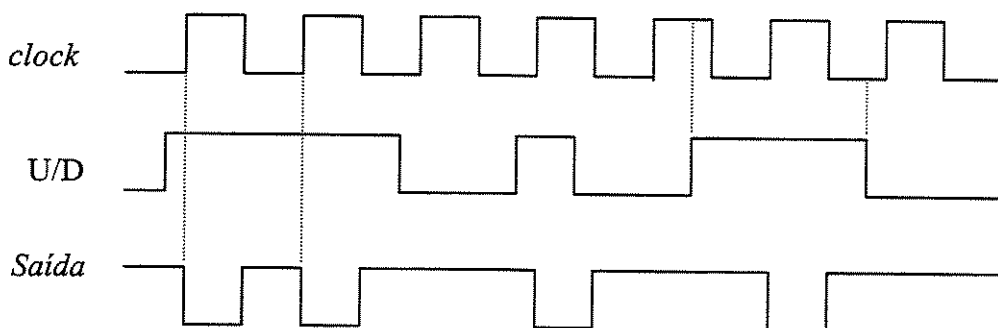


Figura 4.23: Formas de Onda do Circuito de Chaveamento.

4.4.7.3 - *Circuito de Integração.*

O circuito de controle é basicamente um circuito divisor de frequência, utilizado para contar os N ciclos do sinal de U/D, conforme a sensibilidade necessária para a medida de ΔT . Depois de contados os N ciclos do sinal, é gerado um pulso estreito que permite ter, na saída, o resultado das contagens de ΔT e T_0 , e inicializar os contadores para uma nova contagem [44].

4.4.7.4 – *Circuitos Contadores.*

Estes circuitos consistem essencialmente de um banco de contadores, com circuitos *Latch* na saída, para amostrar e manter o número de pulsos acumulados nas contagens de ΔT e T_0 . Os diagramas dos circuitos são mostrados nas Figuras A1-5 e A1-6, do Anexo I.

Para a medição do ΔT é necessário um contador de 16 bit's, sendo os 15 primeiros utilizados para efetuar a contagem e o 16º indicador do valor positivo ou negativo do sinal. Na medição de T_0 , é necessário um contador de 15 bit's para o valor máximo da faixa de medida [44].

Capítulo 5

Resultados e Discussões

5.1- Introdução.

Para verificar e validar o emprego da técnica estudada, foram realizados três experimentos distintos, utilizando o circuito apresentado no capítulo anterior. O primeiro consta de um teste do circuito sem considerar os blocos de detecção de cruzamentos por zero e o circuito de seleção, que são os circuitos que introduzem as principais fontes de erro. O segundo teste foi realizado acoplando-se o circuito aos blocos anteriores e adicionando o bloco gerador do sinal de saída do amplificador de transimpedância, correspondente ao sinal do giro. O terceiro teste foi uma análise do ruído para diferentes valores de relação sinal-ruído. Os resultados mostrados nas próximas seções foram obtidos de simulações feitas no *Pspice-7.1*, da *MicroSim*, o *Matlab-4.0* da *MathWorks* e o *LabVIEW-5.0* da *National Instruments*.

5.2- Análise Simplificada.

Para analisar o comportamento da teoria proposta realizou-se primeiramente um experimento, com parte do circuito desenhado, e compararam-se os resultados àqueles obtidos pela simulação teórica realizada com um programa de avaliação, desenvolvido em *Matlab*, mostrado no Anexo II.

O primeiro objetivo foi determinar o máximo valor de $\Delta\phi_s$ para o qual o circuito poderia trabalhar, dado um ϕ_m mínimo de 1,82 rad. Determinou-se a relação entre $\Delta\phi_{s(max)}$ e ϕ_m , considerando um dos intervalos de tempo de interesse, como zero.

Sabe-se, através do Capítulo 3, que:

$$T_2 = \omega t_5 - \omega t_4 = 2 \arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] - \Delta\phi_s}{\phi_m} \right\} \quad (5.1)$$

Fazendo $T_2 = 0 \Rightarrow \Delta\phi_s = \Delta\phi_{s(máx)}$, obtém-se:

$$\arccos \left\{ \frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_{s(máx)}] - \Delta\phi_{s(máx)}}{\phi_m} \right\} = 0 \quad (5.2)$$

$$\frac{\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_{s(máx)}] - \Delta\phi_{s(máx)}}{\phi_m} = 1 \quad (5.3)$$

$$\arccos[J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_{s(máx)}] = \phi_m + \Delta\phi_{s(máx)} \quad (5.4)$$

$$J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_{s(máx)} = \cos(\Delta\phi_{s(máx)} + \phi_m) \quad (5.5)$$

Por identidade, tem-se:

$$\cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y \quad (5.6)$$

Substituindo (5.6) em (5.5):

$$J_o(\phi_m) \cos \Delta\phi_{s(máx)} = \cos \Delta\phi_{s(máx)} \cos \phi_m - \sin \Delta\phi_{s(máx)} \sin \phi_m \quad (5.7)$$

$$J_o(\phi_m) = \cos \phi_m - \frac{\sin \Delta\phi_{s(máx)} \sin \phi_m}{\cos \Delta\phi_{s(máx)}} \quad (5.8)$$

$$\frac{\sin \Delta\phi_{s(máx)}}{\cos \Delta\phi_{s(máx)}} = \frac{\cos \phi_m - J_o(\phi_m)}{\sin \phi_m} \quad (5.9)$$

$$\tan \Delta\phi_{s(máx)} = \frac{\cos \phi_m - J_o(\phi_m)}{\sin \phi_m} \quad (5.10)$$

Obtendo-se a relação dada por:

$$\Delta\phi_{s(máx)} = \arctan\left[\frac{\cos\phi_m - J_o(\phi_m)}{\sen\phi_m}\right] \quad (5.11)$$

Mostrada na Figura 5.1.

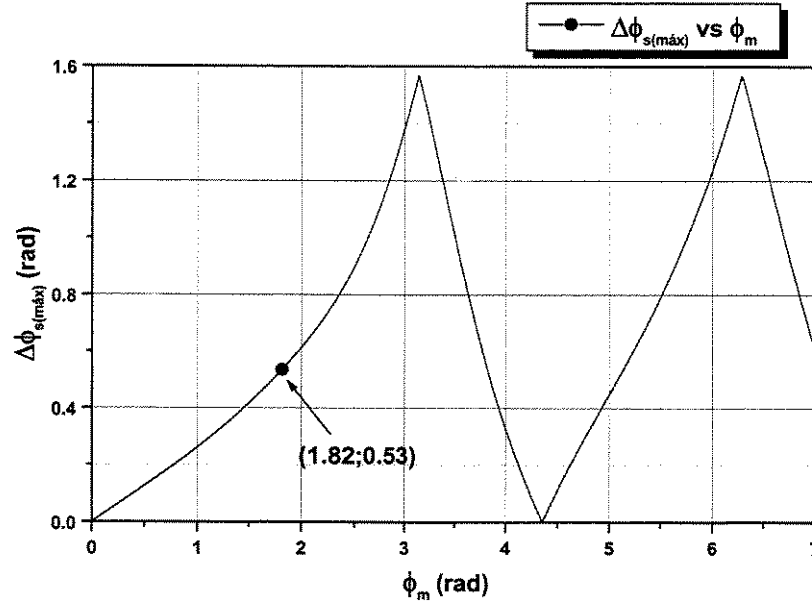


Figura 5.1: $\Delta\phi_{s(máx)}$ vs ϕ_m .

Uma análise da equação (5.11) e da Figura 5.1 mostra que os valores de $\Delta\phi_{s(máx)}$ são tanto maiores quanto maior for o coeficiente de modulação ϕ_m e que, a partir de certo valor de ϕ_m , o sinal muda sua forma e aparecem outros cruzamentos por zero, que modificam o comportamento do sinal e que devem ser levados em consideração. Este resultado possibilitou determinar que, para um valor de ϕ_m mínimo de 1,82 rad, pode-se trabalhar com um valor máximo de $\Delta\phi_s = 0,53$ rad.

Este valor de ϕ_m é de grande importância em nosso esquema de demodulação, já que provoca variações significativas nos valores de ΔT e T_0 , que constituem as principais variáveis a serem medidas no sinal do giro. Estas variações são apresentadas nas Figuras 5.2 e 5.3.

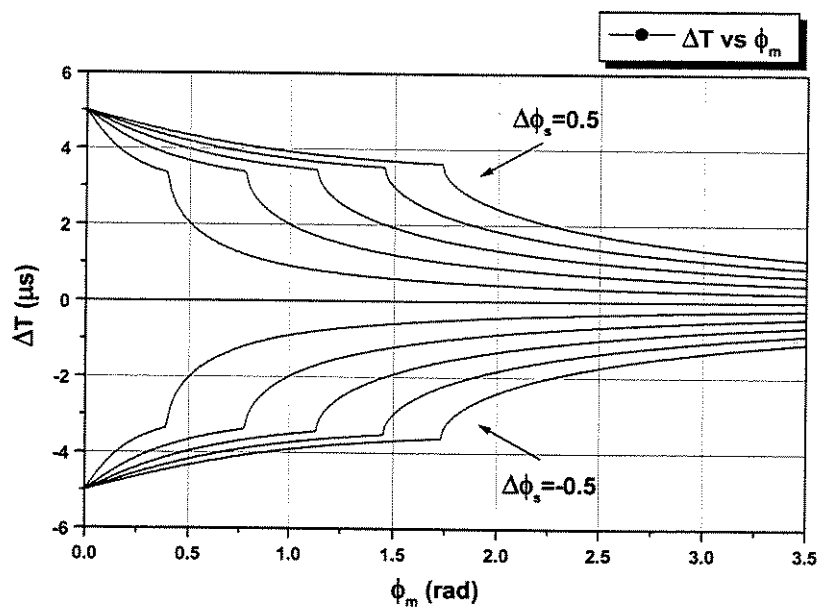


Figura 5.2: ΔT vs ϕ_m para $-0,5 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5$ rad.

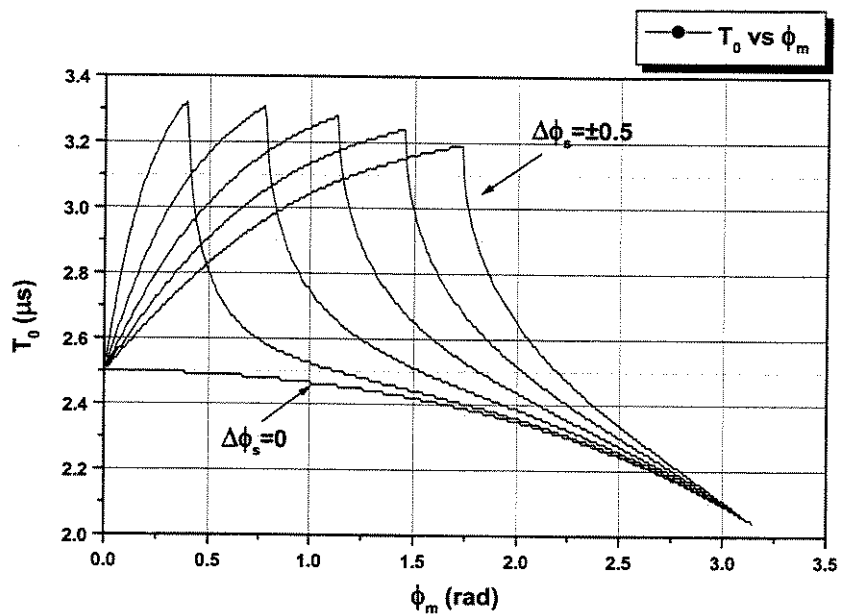


Figura 5.3: T_0 vs ϕ_m para $-0,5 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5$ rad.

Observa-se nas figuras anteriores que à medida que aumenta o valor do coeficiente de modulação ϕ_m , o valor de $\Delta\phi_{s(max)}$ também aumenta, mas os valores dos intervalos de tempo correspondentes a ΔT e a T_0 diminuem, para cada valor de $\Delta\phi_s$ medido, provocando uma diminuição da sensibilidade no sistema de medição. É imprescindível estabelecer um compromisso entre a sensibilidade e o $\Delta\phi_{s(max)}$, necessários para um adequado desempenho da técnica utilizada na medição de $\Delta\phi_s$.

Uma vez com este resultado, elaborou-se um programa em *Matlab* que permitiu comprovar teoricamente a técnica proposta. O programa simula a contagem de pulsos de *clock* durante os intervalos de tempo T_1 e T_2 e determina o número de pulsos acumulados durante o período de integração selecionado, correspondente aos valores de ΔT e T_0 para o valor de $\Delta\phi_s$ especificado.

Ao mesmo tempo trabalhou-se com parte do circuito desenhado, simulando os sinais pertencentes às saídas do circuito de seleção e do comparador com estímulos digitais ideais. Para cada valor de $\Delta\phi_s$ desejado, calculou-se o valor do *duty cycle*, pertencentes a estes sinais, o que possibilitou fazer as simulações e comprovar o desempenho da técnica proposta.

Os resultados de ambas simulações coincidiram nos valores obtidos, como é mostrado nas Tabelas 5.1 e 5.2 e nos gráficos do Anexo III. Por exemplo, na Tabela 5.1 para um $\Delta\phi_s=0,5$ rad, obtém-se um valor de $\Delta T=2,91171\mu s$, que corresponde a um *duty cycle* igual a 0,35441. Resultados das simulações, mostram que aumentando o período de integração, o número de pulsos contados aumenta. Para 10 períodos de integração, se obtiveram 292 pulsos, aumentando o período de integração a 100 e 1000, o número de pulsos aumenta a 2912 e 29118 respectivamente. Os resultados são apresentados também na forma hexadecimal, conseguindo-se valores de 124, B60 e 71BE, correspondentes a cada período de integração. O *bit* mais significativo é utilizado como indicador da polaridade do sinal.

Tabela 5.1: Número de Pulsos de *Clock* para ΔT .

$\Delta\phi$	$\Delta T(\mu s)$	Duty Cycle	ΔT								
			NP=10			NP=100			NP=1000		
			HEX 10 Bit's	DEC		HEX 13 Bit's	DEC		HEX 16 Bit's	DEC	
0,5	2,91171	0,35441	1	124	292	1	B60	2912	1	71BE	29118
0,4	2,09679	0,39516	1	D2	210	1	830	2096	1	51E8	20968
0,3	1,49807	0,42509	1	96	150	1	5DA	1498	1	3A86	14982
0,2	0,97165	0,45141	1	62	98	1	3CC	972	1	25F6	9718
0,1	0,47879	0,47606	1	30	48	1	1DE	478	1	12B4	4788
0,0	0,00000	0,50000	1	00	0	1	000	0	1	0000	0
-0,1	-0,47879	0,52393	0	1D0	-48	0	1E22	-478	0	6D4C	-4788
-0,2	-0,97165	0,54858	0	19E	-98	0	1C34	-972	0	5A0A	-9718
-0,3	-1,49807	0,57490	0	16A	-150	0	1A26	-1498	0	457A	-14982
-0,4	-2,09679	0,60483	0	12E	-210	0	17D6	-2096	0	2E18	-20968
-0,5	-2,91171	0,64558	0	0DC	-292	0	14A6	-2912	0	0E42	-29118

Tabela 5.2: Número de Pulsos de *Clock* para T_0 .

$\Delta\phi_s$	$T_0 (\mu s)$	<i>Duty Cycle</i>	T_0					
			<i>NP=10</i>		<i>NP=100</i>		<i>NP=1000</i>	
			HEX	DEC	HEX	DEC	HEX	DEC
0,0	2,3768	0,23768	EEH	238	949H	2377	5CD8H	23768
$\pm 0,1$	2,3893	0,23893	EFH	239	955H	2389	5D55H	23893
$\pm 0,2$	2,4285	0,24285	F3H	243	97CH	2428	5EDDH	24285
$\pm 0,3$	2,5005	0,25005	FAH	250	9C4H	2500	61ADH	25005
$\pm 0,4$	2,6219	0,26219	106H	262	A3EH	2622	666BH	26219
$\pm 0,5$	2,8626	0,28626	11EH	286	B2FH	2863	6FD2H	28626

Estes resultados confirmam, o pressuposto apresentado no Capítulo 4, sobre a melhoria na resolução da medição da técnica proposta, na medida em que são aumentados a frequência do *clock* e o tempo de integração, conseguindo-se uma melhoria de até 60dB na resolução, para um número de períodos igual a 1000 e um *clock* de 10,01001MHz.

Um outro aspecto a ser considerado é que em qualquer sistema que utilize pulsos de *clock*, para a medição digital de ΔT e, independentemente do tempo de integração, consegue-se uma precisão de 2 pulsos de *clock* para o menor desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$, que possa ser medido pelo circuito, como é mostrado nas Figuras 5.4, 5.5, e 5.6 para os casos de números de períodos igual a 10 (0,1ms), 100 (1ms), e 1000 (10ms), respectivamente.

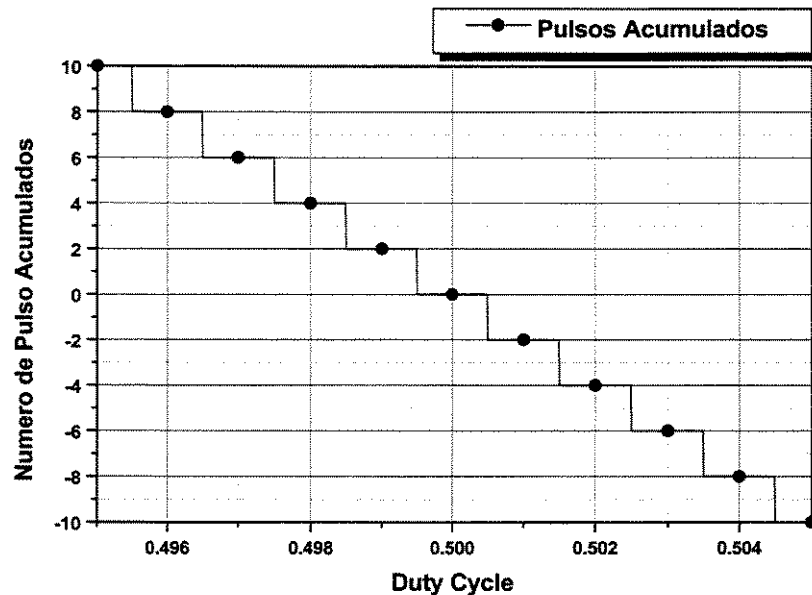


Figura 5.4: Pulsos Integrados, para $f_c=11,1111$ MHz ($NP=10$).

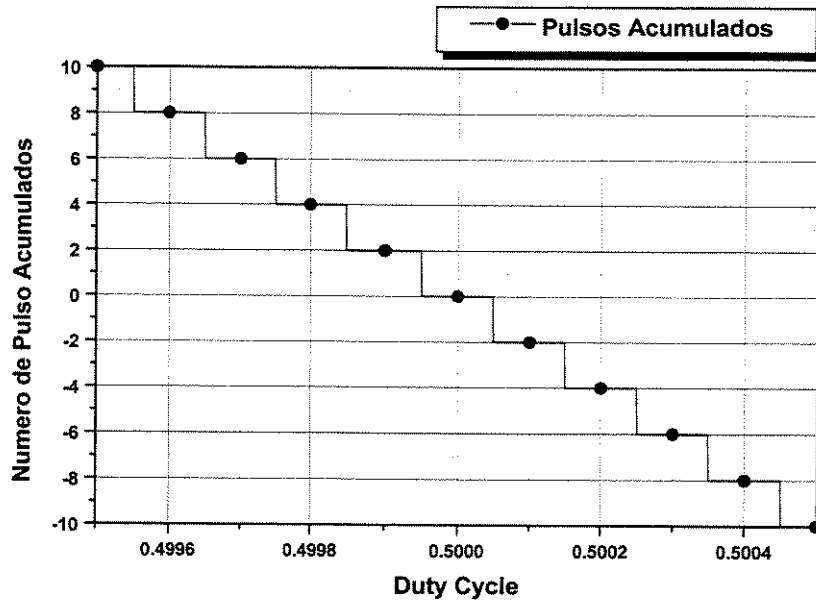


Figura 5.5: Pulsos Acumulados, para $f_c=10,10101$ MHz ($NP=100$).

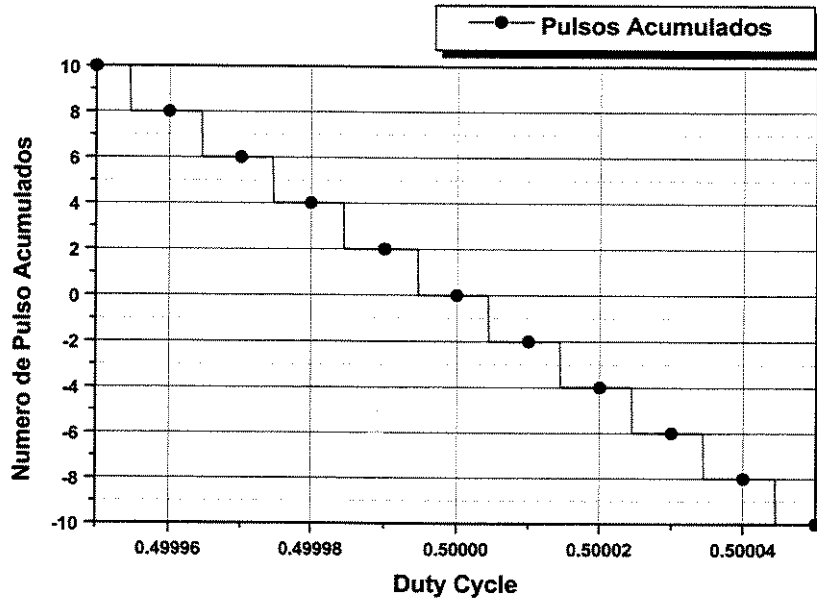


Figura 5.6: Pulsos Acumulados, para $f_c=10,01001$ MHz ($NP=1000$).

Destes resultados, pode-se concluir que a incerteza na detecção dos pontos de cruzamentos de zero é de 200ps, para o último dos casos o que significa um valor de $\Delta\phi_s=40\mu\text{rad}$, ou seja, o circuito fornece uma resolução de $1,5^\circ/\text{h}$ (menor rotação que pode ser medida para 10ms de tempo de integração).

Este valor de resolução pode ser aumentado diminuindo o valor do coeficiente de modulação ϕ_m , mas limitaria o máximo valor de $\Delta\phi_s$ (fundo de escala). Resultados das simulações para diferentes valores de ϕ_m são mostrados na Figura 5.7. Outra variante é aumentar a frequência do *clock* para um valor fixo de ϕ_m , que em nosso caso é de 1,82rad, conseguindo-se valores de aproximadamente $5\mu\text{rad}$, se a frequência do *clock* é aumentada em 10 vezes, como é mostrado na Figura 5.8.

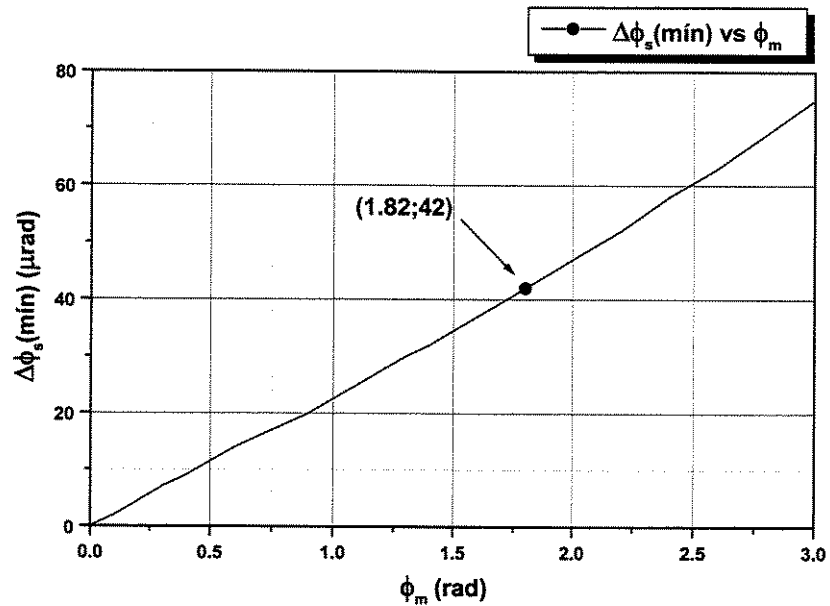


Figura 5.7: $\Delta\phi_s$ (min) vs ϕ_m , para $f_c=10,01001$ MHz ($NP=1000$).

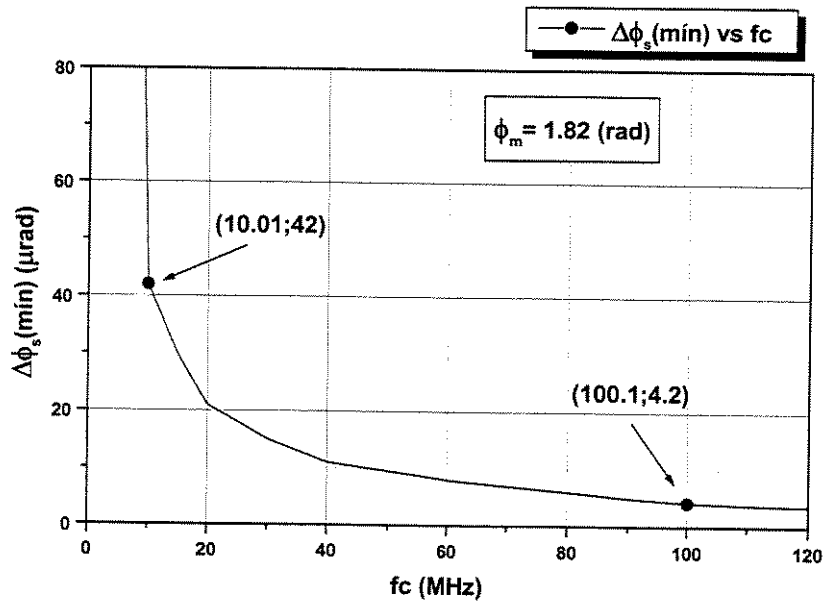


Figura 5.8: $\Delta\phi_s$ (min) vs f_c , para $\phi_m=1,82$ rad.

5.3- Análise Integral.

Uma vez demonstrada a validade da teoria proposta, verificou-se o funcionamento do circuito de forma integral, ou seja, com todos os blocos que o integram e que foram explicados no Capítulo 4.

Neste análise encontraram-se erros de precisão, que são resultados de dois fatores fundamentais, sendo o primeiro devido à diferença do retardo na propagação dos tempos de subida e descida das componentes digitais, que conformam o circuito de seleção dos sinais para a medição de ΔT e T_0 , e o segundo provocado pela diferença na inclinação na subida e descida do sinal do giro, em cada período de interesse, na medida que o desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$, aumenta.

O primeiro erro pode ser definido como um erro de *offset*, pois sempre vai estar presente. No nosso caso o erro fundamental é cometido pelo divisor por dois, pois a diferença

nos atrasos de propagação dos tempos de subida e descida é de aproximadamente 3,5ns para os valores típicos de trabalho [44], o que provoca uma diferença na contagem inicial de ΔT , de 70 pulsos de *clock* (ver Tabela 5.3). Já no caso da medição de T_0 este valor é aumentado por outras componente utilizadas na seleção do sinal desejado, resultando uma diferença nos atrasos de propagação de aproximadamente 9,4ns, o que provoca uma diferença na contagem inicial de T_0 , de 94 pulsos de *clock* (ver Tabela 5.4).

O segundo erro pode ser definido como um erro de calibração e é provocado pela resposta do comparador, que no nosso caso apresenta atrasos de propagação da ordem de 80ns [51], às mudanças do sinal do giro na medida que aumenta o valor de $\Delta\phi$.

Pode-se verificar na Figura 5.8 que a inclinação do sinal na subida e na descida muda na medida que aumenta $\Delta\phi$, o que provoca uma resposta no comparador diferente da esperada.

Este erro será maior quanto maior for o valor de $\Delta\phi$ medido, como é mostrado nas Tabelas 5.3 e 5.4.

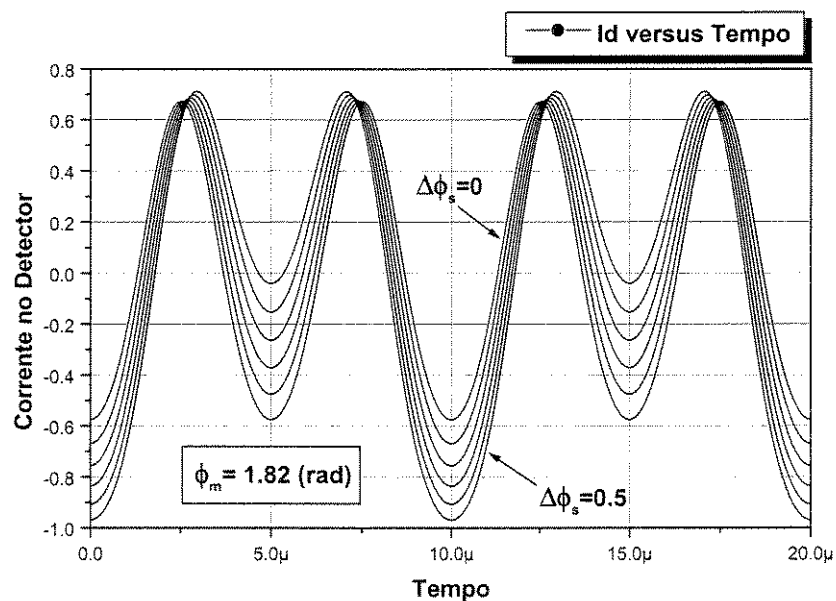


Figura 5.9: Variação do Sinal do Giro, para $0 \leq \Delta\phi_s \leq 0,5 \text{ rad}$.

Tabela 5.3: Número de Pulsos de *Clock* para ΔT .

$\Delta\phi_s$	<i>Duty Cycle</i> Medido	Nº de Pulsos Medidos	<i>Duty Cycle</i> Teórico	Nº de Pulsos Teórico	Diferença
0,00	0,50035	-70	0,50000	0	70
0,05	0,48850	2300	0,48807	2383	86
0,10	0,47656	4688	0,47606	4788	100
0,15	0,46446	7108	0,46387	7226	118
0,20	0,45208	9584	0,45141	9718	134
0,25	0,43932	12136	0,43855	12290	154
0,30	0,42599	14802	0,42509	14982	180
0,35	0,41183	17634	0,41078	17844	210
0,40	0,39644	20712	0,39516	20968	256
0,45	0,37895	24210	0,37728	24544	334
0,50	0,35697	28606	0,35441	29118	512

Tabela 5.4: Número de Pulsos de *Clock* para T_0 .

$\Delta\phi_s$	<i>Duty Cycle</i> Medido	Nº de Pulsos Medidos	<i>Duty Cycle</i> Teórico	Nº de Pulsos Teórico	Diferença
0,00	0,23862	23862	0,23768	23768	94
0,05	0,23909	23909	0,23799	23799	110
0,10	0,24010	24010	0,23893	23893	117
0,15	0,24177	24177	0,24053	24053	124
0,20	0,24420	24420	0,24285	24285	135
0,25	0,24742	24742	0,24598	24598	144
0,30	0,25165	25165	0,25005	25005	160
0,35	0,25707	25707	0,25531	25531	176
0,40	0,26421	26421	0,26919	26219	202
0,45	0,27405	27405	0,27160	27160	245
0,50	0,28982	28982	0,28626	28626	356

O gráfico da Figura 5.10, mostra o comportamento da diferença do número de pulsos acumulados para as medições de ΔT e T_0 , com relação ao valor teórico

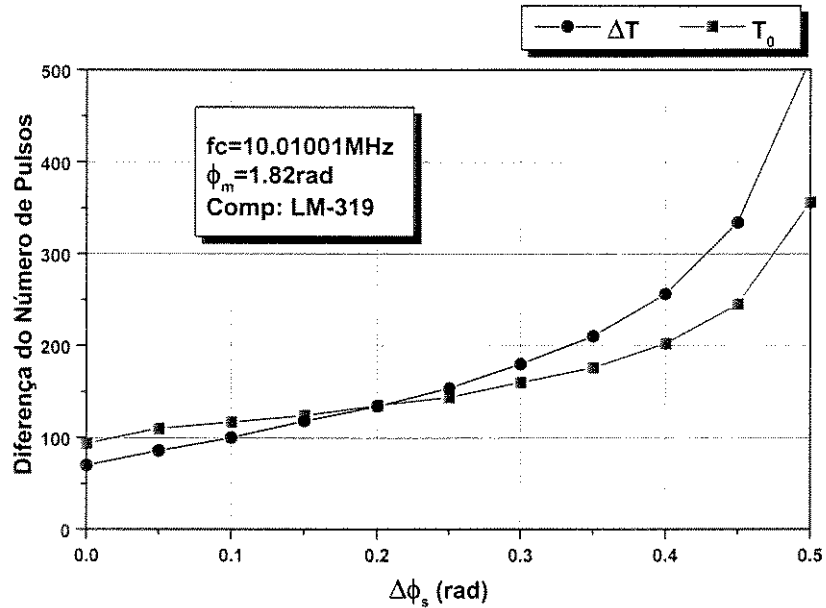


Figura 5.10: Diferença do Número de Pulsos para ΔT e T_0 .

Para comprovar a veracidade das afirmações anteriores, realizamos simulações com comparadores, que apresentam tempos de propagação diferentes, o LM-319 e o LM-311, com tempo de propagação de 80ns e de 200ns, respectivamente [51]. O valor dos resultados são mostrados na Tabela 5.5.

Pode-se verificar que, nas simulações feitas com o comparador LM-311, o número de pulsos de erro é muito maior que para o LM-319, demonstrando que o tempo de propagação é de significativa importância na seleção do comparador.

Tabela 5.5: Resultados das Simulações: Comparadores LM-319 e LM-311.

$\Delta\phi_s$	LM-319			LM-311		
	<i>Duty Cycle</i> Medido	Nº de Pulsos Medidos	Diferença	<i>Duty Cycle</i> Medido	Nº de Pulsos Medidos	Diferença
0,00	0,50035	-70	70	0,50035	-70	70
0,10	0,47656	4688	100	0,47677	4646	142
0,20	0,45208	9584	134	0,45268	9464	254
0,30	0,42599	14802	180	0,42707	14586	396
0,40	0,39644	20712	256	0,39849	20302	666
0,50	0,35697	28606	512	0,36177	27646	1472

Dos resultados das simulações podem-se obter as curvas de erro e gerar os polinômios que melhor se ajustam as características (*“Polynomial Fit”*), para eliminar as imprecisões, através de *software*, numa futura implementação com DSP.

Para as condições de tempo de integração de 10ms, frequência de *clock* igual a 10,01001MHz, e utilizando o comparador LM-319, obtém-se uma aproximação polinomial da curva de erro [13], expressa pela equação:

$$\Delta T = A + B_1 \Delta\phi_s + B_2 \Delta\phi_s^2 + B_3 \Delta\phi_s^3 \quad (5.12)$$

Sendo os parâmetros:

$$A = -1,58951e-8$$

$$B_1 = 5,22278e-6$$

$$B_2 = -3,75016e-6$$

$$B_3 = 9,50148e-6$$

O coeficiente de correlação $R^2 = 0,99986$ e o desvio padrão $SD = 1,29893e-8$, são obtidos da regressão polinomial da curva mostrada na Figura 5.11.

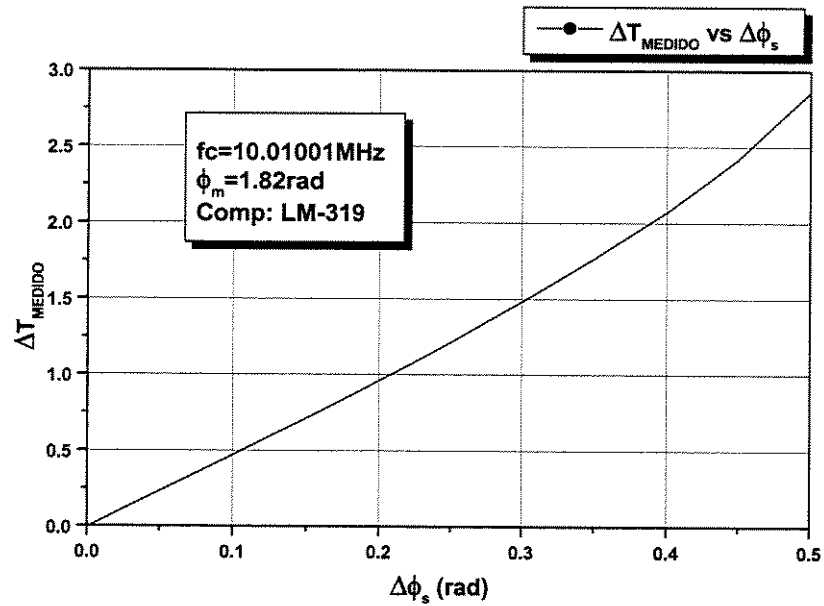


Figura 5.11: ΔT_{MEDIDO} vs $\Delta \phi_s$.

A relação entre o ΔT teórico e o ΔT experimental é mostrada na Figura 5.12, junto com a aproximação linear (*Linear Fit*) [13]. A curva que caracteriza esta regressão linear é regida pela equação:

$$\Delta T_{TEÓRICO} = A + B\Delta T_{MEDIDO} \quad (5.13)$$

Sendo os parâmetros:

$$A = 5,96223e-9$$

$$B = 1,025578e-7$$

O coeficiente $R = 0,99992$ e a desvio padrão $SD = 1,05578e-7$.

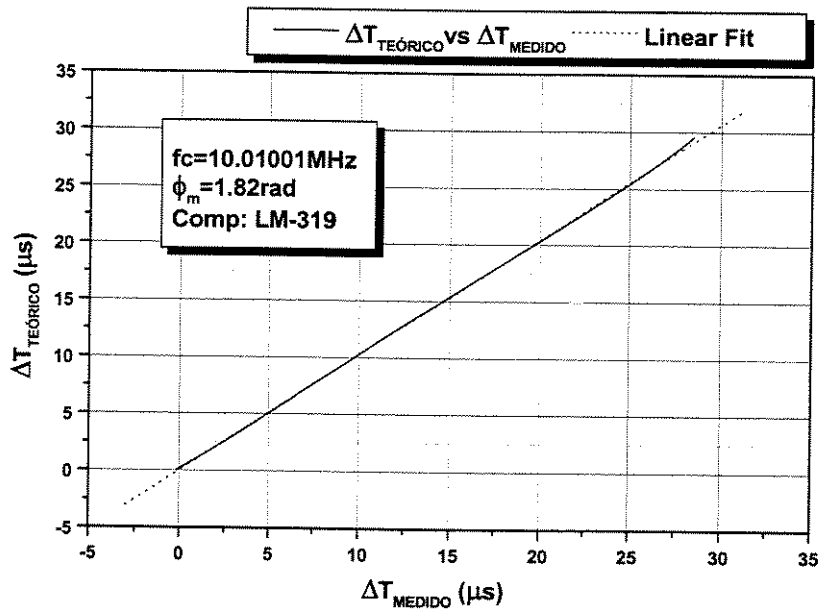


Figura 5.12: $\Delta T_{TEÓRICO}$ vs ΔT_{MEDIDO} .

Os erros analisados anteriormente podem ser eliminados ou diminuídos se forem utilizadas componentes digitais mais rápidas e comparadores com tempos de propagação menores. Comparadores modernos com tempos de propagação de 5ns podem ser encontrados comercialmente [42].

Cabe destacar que o erro cometido por estes circuitos é um erro de precisão, mas não afeta o aumento de resolução da técnica proposta.

5.4- Análise de Ruído.

O ruído propriamente dito é de natureza independente do sinal. O ruído é somado ao sinal, provocando variações aleatórias, que afetam o desempenho do sistema [45].

No caso do processamento do sinal do giroscópio, existem diversas fontes de ruído que somam-se ao sinal fotodetectado: o ruído de intensidade ou de radiação causado pela incerteza na intensidade de radiação emitida por uma fonte luminosa num certo período de tempo, o ruído *Jonhson*, causado pelo movimento térmico das partículas carregadas num elemento resistivo, o ruído *Shot* devido à natureza discreta da fotogeração de pares elétron-buraco no material semiconductor.

No amplificador de transimpedância, as principais fontes de ruído são devido ao fotodiodo, ao amplificador operacional selecionado, e à impedância de realimentação. Cada um destes componentes de ruído são aleatórios, pois o ruído total é dado pela soma dos ruídos ao quadrado, ou seja, a tensão total de ruído na saída do amplificador de transimpedância é dada pela equação:

$$E_{ns_{TOTAL}} = \sqrt{E_{ns_1}^2 + E_{ns_2}^2 + E_{ns_3}^2} \quad (5.14)$$

onde E_{ns_1} é a tensão de ruído devido aos geradores de tensão de ruído na entrada do amplificador, E_{ns_2} é a tensão de ruído devido aos geradores de corrente de ruído na entrada do amplificador e E_{ns_3} é a tensão de ruído devido ao ruído térmico (*Johnson Noise*) no resistor de realimentação R_f . Um estudo detalhado destes tipos de ruído pode ser encontrada em [1,19].

Devido à importância do ruído no sistema de medição do sinal do giro, realizou-se um estudo para comprovar o desempenho da técnica proposta e do circuito desenhado, para diferentes relações sinal-ruído, na saída do amplificador de transimpedância.

O primeiro passo foi adicionar o bloco gerador de ruído no circuito utilizado na seção anterior. O ruído foi gerado utilizando um *VI (Virtual Instrument)* desenhado no *LabVIEW*, que simula um ruído branco, com faixa limitada em 1MHz. Foi escolhida uma faixa larga de trabalho, para não afetar o sinal do giro e evitar distorções dos cruzamentos de zero do sinal.

As simulações foram feitas para diferentes valores de relação sinal-ruído: 30dB, 40dB, 50dB e 60dB. As Tabelas 5.6 e 5.7 e as Figuras 5.13-5.16 mostram os resultados obtidos para 60 medições em cada uma das três condições analisadas. (Ver Anexo IV).

Tabela 5.6: Número de Pulsos de Erro Total (Valor Pico).

NP	Valor Pico			
	23,93dB	33,57dB	43,93dB	53,57dB
10	6	2	0	0
100	18	6	2	0
1000	54	18	6	2

Tabela 5.7: Número de Pulsos de Erro Total (Valor RMS).

NP	Valor RMS			
	30dB	40dB	50dB	60dB
10	2,95	0,85	0	0
100	8,29	2,91	0,81	0
1000	27,43	8,35	2,87	0,78

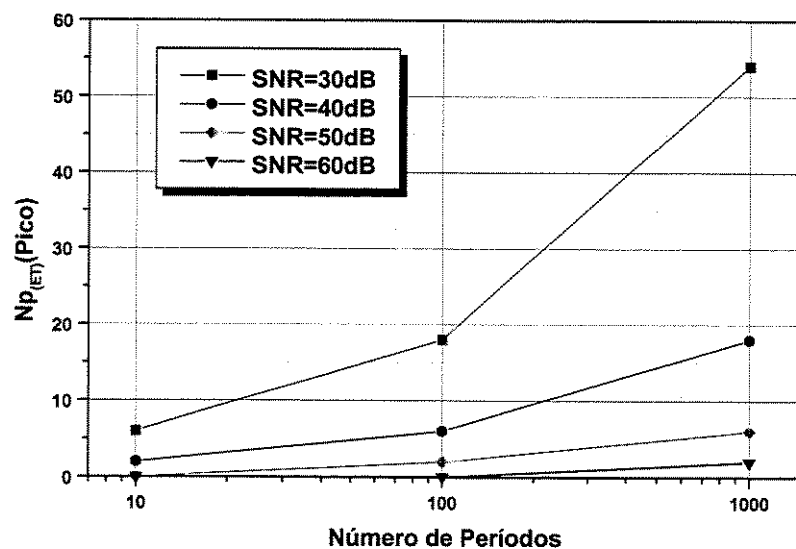


Figura 5.13: Número de Pulsos de Erro Total (Valor Pico).

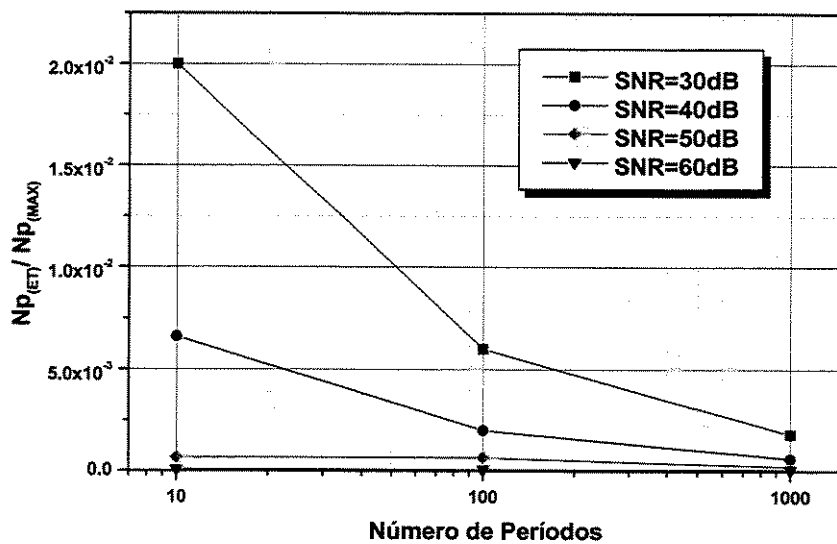


Figura 5.14: Relação $Np_{(ET)} / Np_{(MÁX)}$ (Valores Pico).

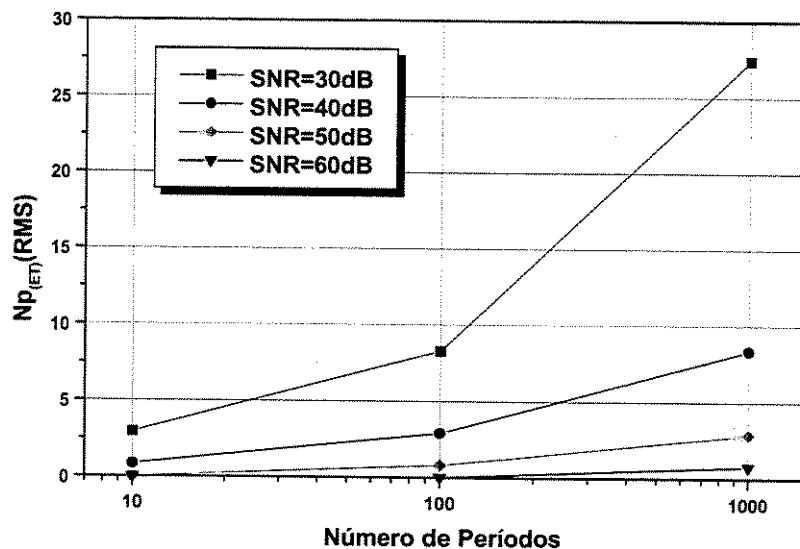


Figura 5.15: Valor RMS do Número de Pulsos de Erro Total.

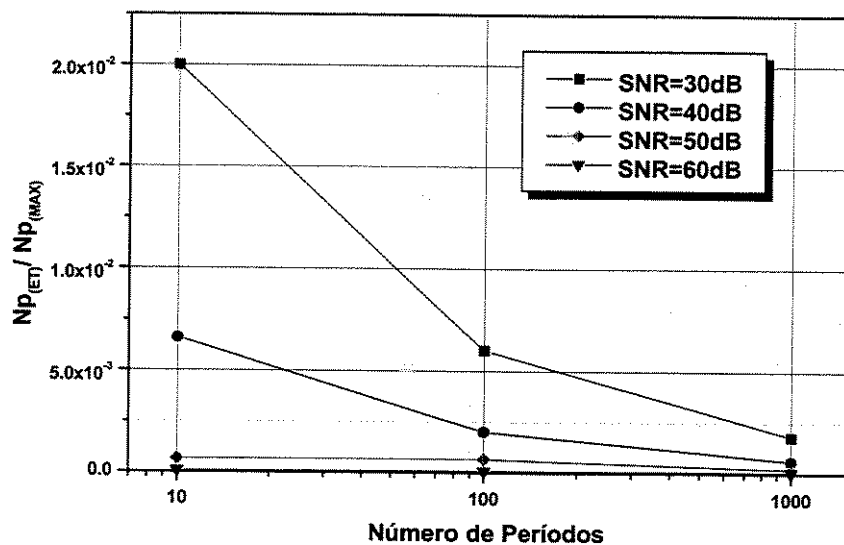


Figura 5.16: Relação $Np_{(ET)} / Np_{(MAX)}$ (Valores RMS).

Uma medida da precisão do sistema é o seu “range” dinâmico, ou faixa dinâmica, que é normalmente expresso em dB e é definido como a razão entre o máximo sinal de saída e o erro total na saída.

A máxima faixa dinâmica do sistema será portanto igual à máxima saída, $Np_{(MAX)}$, dividido pelo erro total, $Np_{(ET)}$. Convertendo em decibéis obtém-se:

$$Faixa\ Dinâmica = -20 * \log\left(\frac{Np_{(ET)}}{Np_{(MAX)}}\right) \quad (dB) \quad (5.15)$$

e a resolução ideal é:

$$Resolução\ Ideal = -20 * \log\left(\frac{1}{Np_{MAX}}\right) \quad (dB) \quad (5.16)$$

Os cálculos da faixa dinâmica, para cada um dos resultados obtidos, são mostrados nas Tabelas 5.8 e 5.9, e nas Figuras 5.17 e 5.18.

Tabela 5.8: Faixa Dinâmica (Valor Pico).

NP	SNR(pico)				$Np_{(MAX)}$	Resolução Ideal
	23,93dB	33,57dB	43,93dB	53,57dB		
10	33,97dB	43,52dB	50dB	50dB	292	50dB
100	44,43dB	53,97dB	63,52dB	70dB	2912	70dB
1000	54,89dB	64,43dB	73,97dB	83,52dB	29118	90dB

Tabela 5.9: Faixa Dinâmica (Valor RMS)

NP	SNR(rms)			
	30dB	40dB	50dB	60dB
10	37,13dB	47,93dB	60dB	60dB
100	48,15dB	57,25dB	68,36dB	80dB
1000	57,90dB	68,09dB	77,37dB	88,69dB

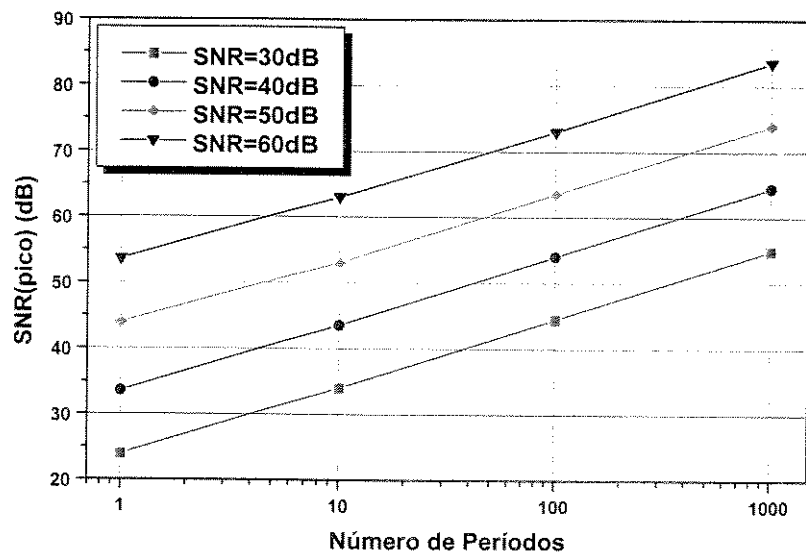


Figura 5.17: Faixa Dinâmica (Valor Pico).

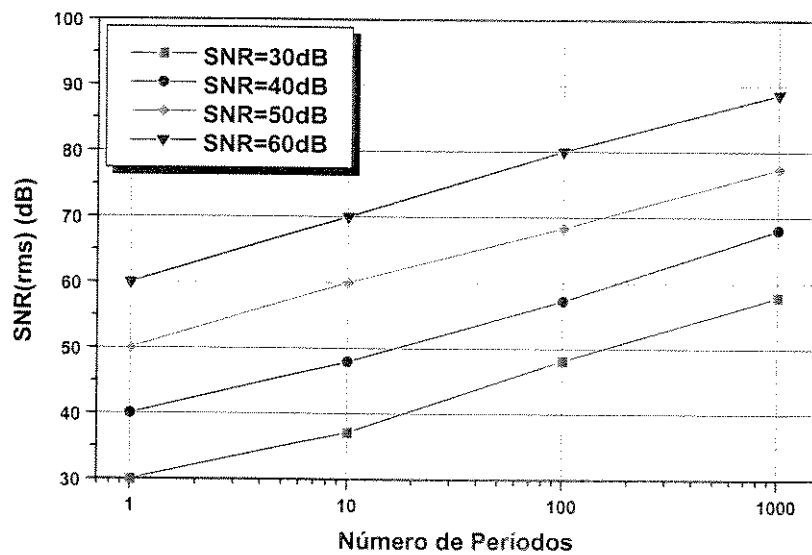


Figura 5.18: Faixa Dinâmica (Valor RMS).

Da Tabela 5.8 e da Figura 5.17, pode-se inferir que aumentando em 10 vezes a frequência do *clock* ($f_c=100,1001$ MHz), a resolução ideal aumenta a 110dB, o que implica um aumento da faixa dinâmica de medidas a mais de 100dB (≈ 103 dB).

Os resultados obtidos mostram que a técnica proposta comporta-se como um filtro passa-baixas do tipo FIR (*Finite Impulse Response*), aumentando a faixa dinâmica de trabalho, na medida que o tempo de integração aumenta (Ver Figuras do Anexo IV).

Tabela 5.10: Resultados de BW e σ , vs NP .

NP	BW	σ
1	100kHz	0dB
10	10kHz	10dB
100	1kHz	20dB
1000	100Hz	30dB

Os valores mostrados na Tabela 5.10 confirmam os resultados das simulações com ruído, apresentados nas Tabelas 5.8 e 5.9 e nas Figuras 5.17 e 5.18, (onde NP é o número de períodos contados, σ o aumento da faixa dinâmica e BW a largura de banda do filtro) mostrando-se que a técnica proposta, além de melhorar a resolução da medição, comporta-se como um filtro passa-baixas, que diminui a frequência de corte, na medida que aumentamos o tempo de integração.

Capítulo 6

Conclusões

Os sensores de velocidade de rotação têm aplicações em muitas áreas, destacando-se aquelas das indústrias aeroespacial, naval, automobilística e em toda aplicação na qual se exija o conhecimento do movimento de rotação de um corpo em relação a um sistema de referência. Dentre estes sensores destaca-se o Giroscópio a Fibra Óptica, o qual possibilita a detecção de velocidade de rotação com elevada sensibilidade e fator de escala linear em uma ampla faixa dinâmica.

A informação da taxa de rotação medida por um girômetro a fibra óptica está relacionada à defasagem existente entre dois feixes luminosos contrapropagantes, numa espira de fibra óptica. Tal fenômeno é baseado no efeito de *Sagnac*. Para aumentar a sensibilidade do sinal interferométrico, na medição de velocidades de rotação pequenas, é preciso uma modulação recíproca de fase alternada da mesma. Para lograr isto é colocado um modulador piezoelétrico, numa das extremidades da bobina de fibra óptica.

Existe um grande número de configurações, dentro das arquiteturas de processamento de sinais, de girômetros ópticos interferométricos operando em malha aberta e malha fechada, com uma faixa dinâmica linear ampla. A escolha de uma aproximação específica deve-se basear nos requerimentos da realização, na disponibilidade de vários componentes ópticos e eletrônicos, e outros fatores tais como custo.

Da teoria de *Zero Crossing* podemos demonstrar que $\Delta\phi_s$ é proporcional ao ΔT medido e que a faixa dinâmica de valores de $\Delta\phi_s$ depende do índice de modulação ϕ_m . Portanto, podemos

determinar o valor de $\Delta\phi_s$ a partir da diferença de tempo entre os intervalos de cruzamento de zero do sinal interferométrico. Esta propriedade permitiu abordar o problema de demodulação do sinal como um problema de medida de tempo.

No esquema quase-síncrono (síncrono em N períodos de integração) obtém-se a diferença de contagem dos pulsos de *clock*, $N_2 - N_1$, para obter ΔT , e consegue-se um aumento da resolução de até 60dB, para as condições de desenho especificadas, com relação a um sistema que utilize *clock* síncrono em um período de integração. Além disso, eliminam-se os problemas de erro *drift* e RMS do sistema com *clock* assíncrono.

No circuito desenhado encontraram-se erros de precisão, resultados de dois fatores fundamentais, o primeiro devido à diferença do retardo na propagação dos tempos de subida e descida das componentes digitais, e o segundo provocado pela diferença na inclinação na subida e descida do sinal do giro, em cada período de interesse, na medida que o desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$ aumenta. O primeiro erro pode ser definido como um erro de *offset*, pois sempre vai estar presente. O segundo erro pode ser definido como um erro de calibração e é provocado pela resposta do comparador, às mudanças do sinal do giro, na medida que aumenta o valor de $\Delta\phi_s$. Estes erros podem ser eliminados ou diminuídos, utilizando-se componentes digitais mais rápidas e comparadores com tempos de propagação menores. O erro cometido por estes circuitos é erro de precisão, mas não afeta o aumento de resolução da técnica proposta.

Destaca-se na técnica proposta que, além de melhorar a resolução da medição, aumenta a faixa dinâmica de trabalho, na medida que se aumenta o número N de períodos de integração, comportando-se como um filtro passa baixas, com frequência de corte que diminui com o aumento do tempo de integração.

Em vista à necessidade de dar continuidade à pesquisa em trabalhos futuros, sugere-se investigar: a dependência da fase do amplificador de transimpedância no valor de ΔT ; a

influencia do ruído *jitter* do sintetizador de frequências no sistema de medidas e o *drift* no *offset* e não linearidade do comparador. Também se sugere a implementação do circuito utilizando dispositivos lógicos programáveis (EPLDs - *Erasable Programmable Logic Devices*).

Referências Bibliográficas.

- [1] ALMEIDA, J. C.J. **Técnicas de Processamento de Sinais em Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial.** (Teses de Mestrado). Universidade Estadual de Campinas. Campinas. 114p. 1996.
- [2] ALVES, F.D.P; De CARVALHO, R. T.; OLIVEIRA, J. E. B. **Demodulação de Sinal de Giroscópio a Fibra Óptica: Resultados Experimentais Utilizando Técnica de Cruzamentos de Zero.** Telecomunicações. vol. 2. p 23-27. 1999.
- [3] ALVES, F.P.A. **Processamento de Sinal de Giroscópio a Fibra Óptica Utilizando Técnica de Cruzamento de Zero.** (Trabalho de Graduação). Instituto Tecnológico de Aeronáutica. São José dos Campos. 54p. 1997.
- [4] BEST, R. E. **Phase-Locked Loops: Theory, Design and Applications.** McGraw Hill, Inc. 343p. 1980.
- [5] BIGNELL, J. and DINOVAN, R. **Digital Electronics.** Delmar Publishers, Inc. 490p. 1989.
- [6] BLANCHARD, A. **Phase - Locked Loops.** John Wiley & Sons, Inc. 389p. 1976.
- [7] BREEDING, K. J. **Digital Design Fundamentals.** Prentice Hall Inc. 354p. 1989.
- [8] BURGER, P. **Digital Design. A practical Course.** John Wiley & Sons, Inc. 444p. 1988.
- [9] BURNS, W. K. **Optical Fiber Rotations Sensing.** Academic Prees, Inc., 390p. 1994.
- [10] CRAWFORD, J. A. **Frequency Synthesizer Design Handbook.** Artech House, Inc. 435p. 1994.
- [11] COMER, D. J. **Digital Logic & State Machine Design.** CBS College Publishing. 436p. 1984.

- [12] DAKIN, J. and CULSHAW, B. **Optical Fiber Sensors: Principles and Components.** U.S.A. Artech House, Inc. 535p. 1988.
- [13] DALLY, J. W.; RILEY, W. F. and McCONNELL. **Instrumentation for Engineering Measurements.** . John Wiley & Sons, Inc. 584 p. 1993.
- [14] De CARVALHO, R. T. **Sagnac Interferometry for Accurate Sensing of Non-Reciprocal Effects.** (Doctor of Philosophy Thesis). Texas A&M University. 127p.1996.
- [15] GADNER, F. M. **Phaselock Techniques.** John Wiley & Sons, Inc. 285p. 1979.
- [16] GAGLIARDI, R. **Introduction to Communication Engeneering.** Wiley & Sons Inc. 1978.
- [17] GOLDBERG, B.G. **Digital Techniques in Frequency Synthesis.** McGraw-Hill, Inc. 319p. 1996.
- [18] GOSLING, J. B. **Digital Timing Circuits.** Asco Trade Typesetting Ltd. 104p. 1985.
- [19] GRAEME, J. G. **Photodiode Amplifiers. Op Amp Solutions.** McGraw-Hill, Inc. 252p. 1996.
- [20] HAROWITZ, W. and HILL, P. **The Art of Electronics.** Cambridge University Press. p 428-440. 1980.
- [21] EGAN, W. F. **Frequency Synthesis by Phase Lock.** John Wiley & Sons Inc. 279p. 1981.
- [22] EZEQUIEL, S. and ARDITTY, H. J. **Fiber-Optic Rotation Sensors and Related Technologies.** New York. Springer-Verlag Berlin Inc. 440p. 1982.
- [23] FLETCHER, W. I. **An Engineering Aproach To Digital Design.** Prentice Hall Inc. 766p. 1980.
- [24] FRANCO, S. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits.** Mc Graw Hill, Inc. 636p. 1988.

- [25] FREHGNI, E. e SARAIVA, A. M. **Engenharia do Projeto Lógico Digital**. Editora Edgard Blücher Ltda. 498p. 1995.
- [26] GORSKI-POPIEL, J. **Frequency Synthesis: Techniques and Applications**. IEEE Press. 174p. 1975.
- [27] HAYKIN, S. **Communication Systems**. John Wiley & Sons Inc. 872p. 1994.
- [28] IKEDA, J et al. **Development of Fiber-optic Giroscopes for Industrial and Consumer Applications**. SPIE Vol. 2349. p 73-86. 1995.
- [29] JOHNSON, E. L. and KARIM, M. A. **Digital Design**. Pws-Kent Publishing Company. 497p. 1987.
- [30] LIN, W. C. **Digital System Design**. CRC Press, Inc. 473p. 1990.
- [31] LINDSEY, W, C and SIMON, M, K. **Phase-Locked Loops & their application**. IEEE Press. 1978.
- [32] MALMSTADT, H. V. and ENKE, C. G. **Digital Electronics for Scientist**. W. A. Benjamin, Inc. 545p. 1969.
- [33] MALVINO, A. P. and LEACH, D. P. **Electrônica Digital. Principios e Aplicações**. Mc Graw Hill, Inc. 684p. 1988.
- [34] MANASSEWITSCH, V. **Frequency Synthesizer: Theory and Design**. John Wiley & Sons Inc. 524p. 1976.
- [35] MANO, M. M. **Digital Design**. Prentice Hall Inc. 516p. 1991.
- [36] Mc CLUSKEY, E. J. **Logic Design Principles**. Prentice Hall Inc. 549p. 1996.
- [37] McCAIN, D. M. **An Interferometric Signal Demodulation Scheme using Zero Crossings and an Asynchronous Clock**. (Master of Science Thesis).Texas A&M University. 41p. 1992.

- [38] McDONOUGH, R. N. and WHALEN, A. D. **Detection of Signals in Noise**. Academic Press. 495p. 1995.
- [39] Microwaves & RF. **Frequency Synthesis**. May. p 181-185. Jun. p 110-116. July. p 107-111. 1996.
- [40] MOTCHENBACHER, C. D and FITCHEN, F. C. **Low-Noise Electronic Design**. John Wiley & Sons Inc. 358p. 1973.
- [41] NASCIMENTO, A. R. Z. **Circuitos Amplificadores de Transimpedância Integrados a Fotodiodos**. Anais da Semana de Optoeletrônica Internacional. Inatel. p152-161. 1998.
- [42] National Semiconductor Manual. **National Operational Amplifier Databook**. National Semiconductor, Inc. Cap 3. p 3-3 a 3-149. 1995.
- [43] National Semiconductor Manual. **Linear Applications Databook**. Nat. Semiconductor, Inc. AN-74. p 256-273. AN-87 p 322-328. 1986.
- [44] National Semiconductor Manual. **FAST. Advanced Schottky. TTL Logic Databook**. National Semiconductor, Inc. Section 4. 1990.
- [45] OTT, H. W. **Noise Redution Techniques in Electronic Systems**. John Wiley & Sons Inc. 426p. 1988.
- [46] PELLOSO, P. **Practical Digital Electronics**. John Wiley & Sons Inc. 684p. 1984.
- [47] SANDIGE, S. R. **Modern Digital Design**. Mc. Graw Hill Inc. 743p. 1990.
- [48] SAVANT, C. J.; RODEN, M. S. and CARPENTER, G.L. **Electronic Design: Circuits and Systems**. The Benjamin/Cummings Publishing Company, Inc. p 612-626. 1991.
- [49] STOUT, D. F. and KAUFMAN, M. **Handbook of Operational Amplifier Design**. Mc Graw Hill, Inc. 1976.
- [50] TAUB, H. and SHILLING, D. **Digital Integrated Electronics**. Mc. Graw Hill Inc. 650p. 1977.

- [51] Texas Instruments Manual. **Linear Circuits Databook**. Texas Instrument, Inc. Cap 3. p 3-3 a 3-118. 1992.
- [52] THIJSEN, A. P., VINK, H. A. and EVERDSDIJK, C. H. **Digital Techniques, from Problems to Circuit**. Division of Hodder & Stoughton. 438p. 1989.
- [53] THOMPSON, B. J. and SMITH, R. B. **Selected Papers on Fiber Optic Gyroscopes**. SPIE Mileston, Inc. 640p. 1989
- [54] UDD, E. **Fiber Optic Sensors**. New York. John Wiley & Sons, Inc. 476p. 1991.
- [55] WOLLAVER, D.H. **Phase-Locked Loop Circuit Design**. Prentice Hall Inc. 262p. 1991.

Anexo I

Diagramas dos Circuitos

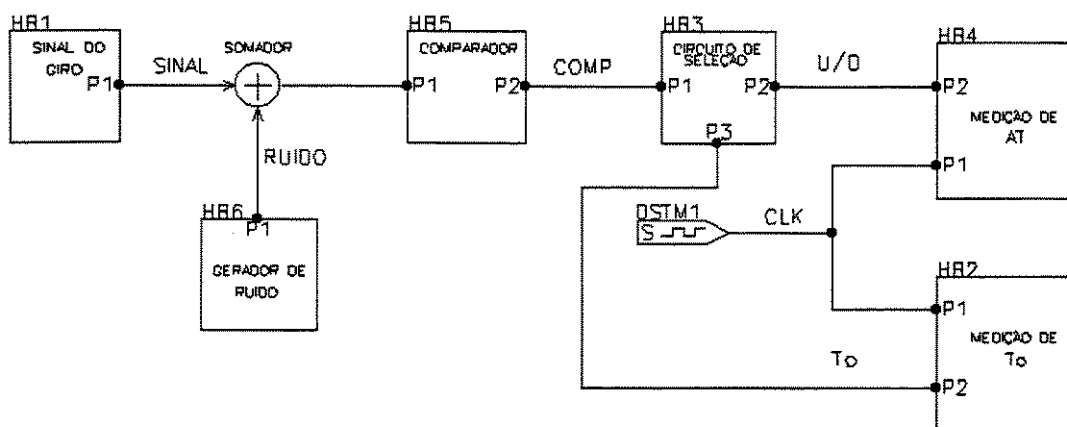


Figura A1-1. Diagrama de Blocos.

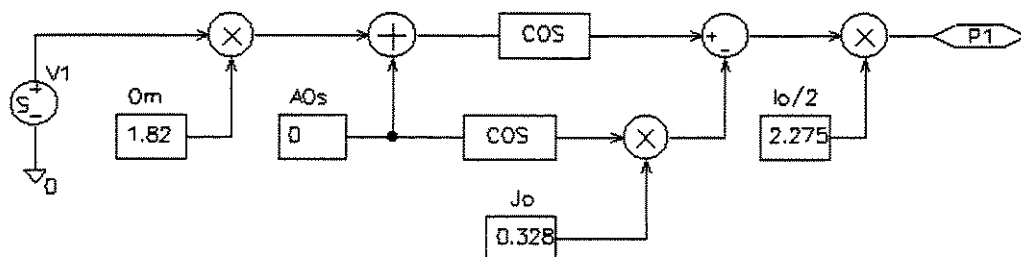


Figura A1-2. Circuito Gerador do Sinal do Giroscópio.

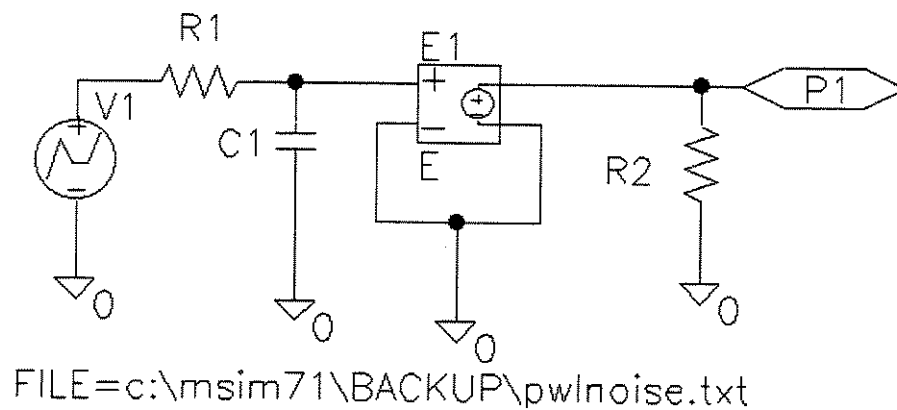


Figura A1-3. Circuito Gerador de Ruído.

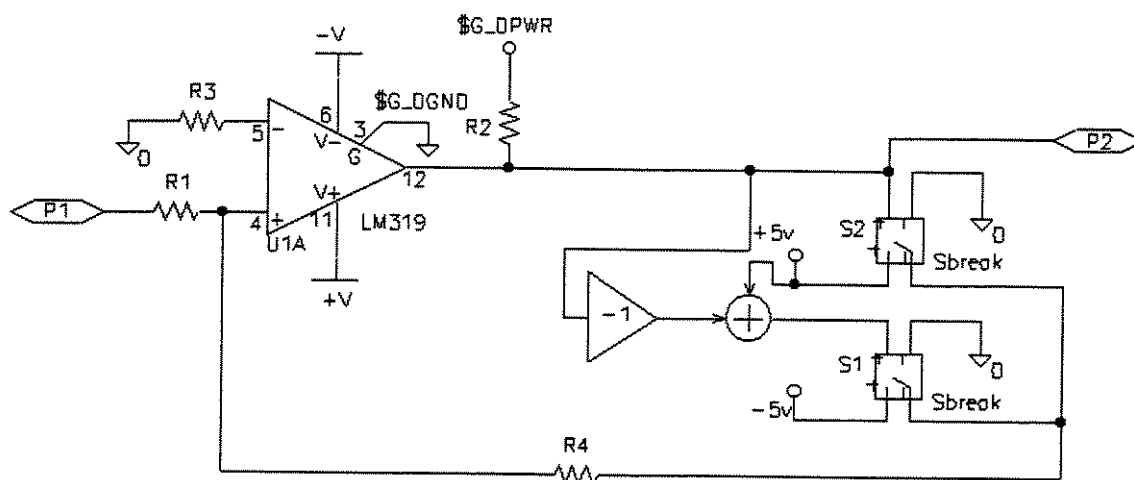


Figura A1-4. Detetor de Cruzamentos de Zero.

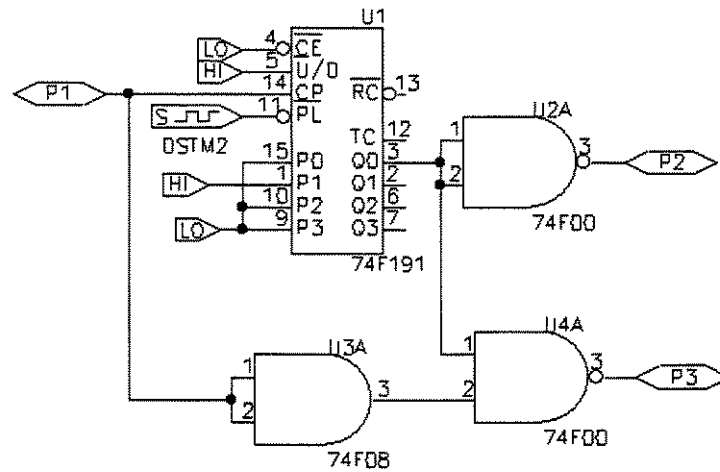


Figura A1-5. Lógica de Seleção dos Sinais.

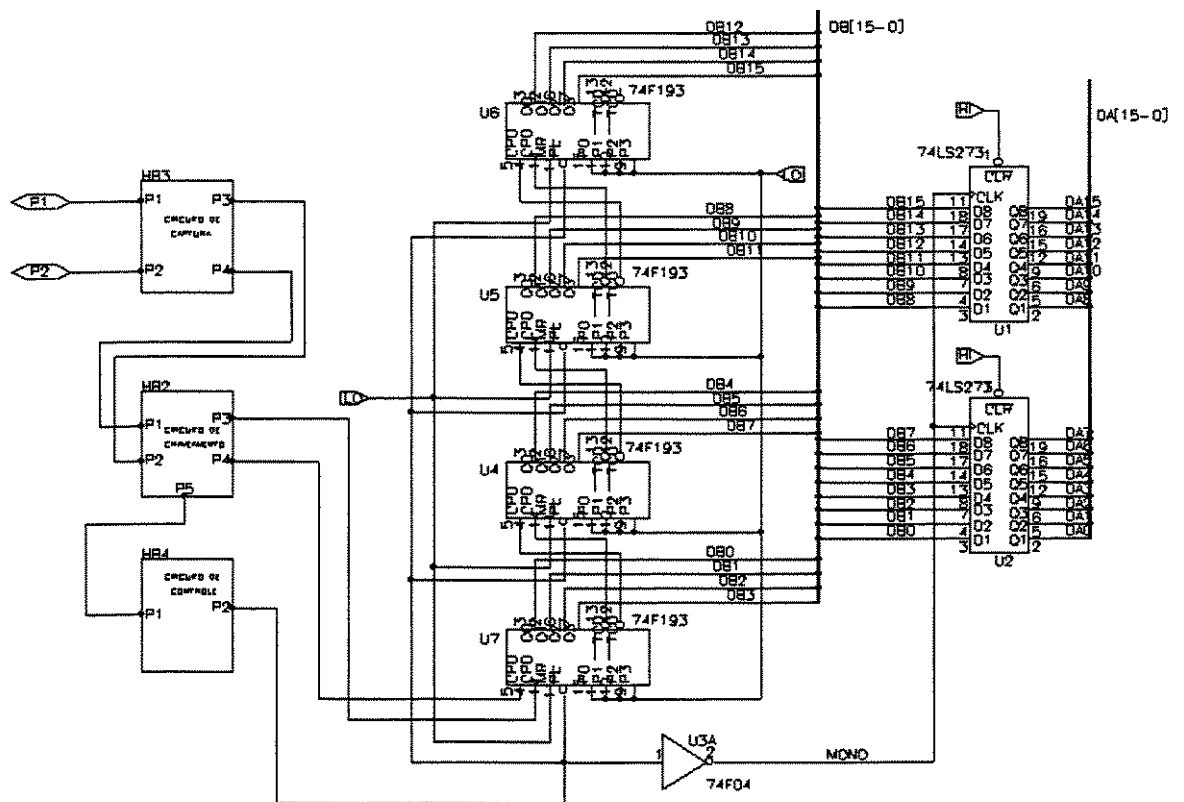


Figura A1-6. Circuito de Medida de ΔT .



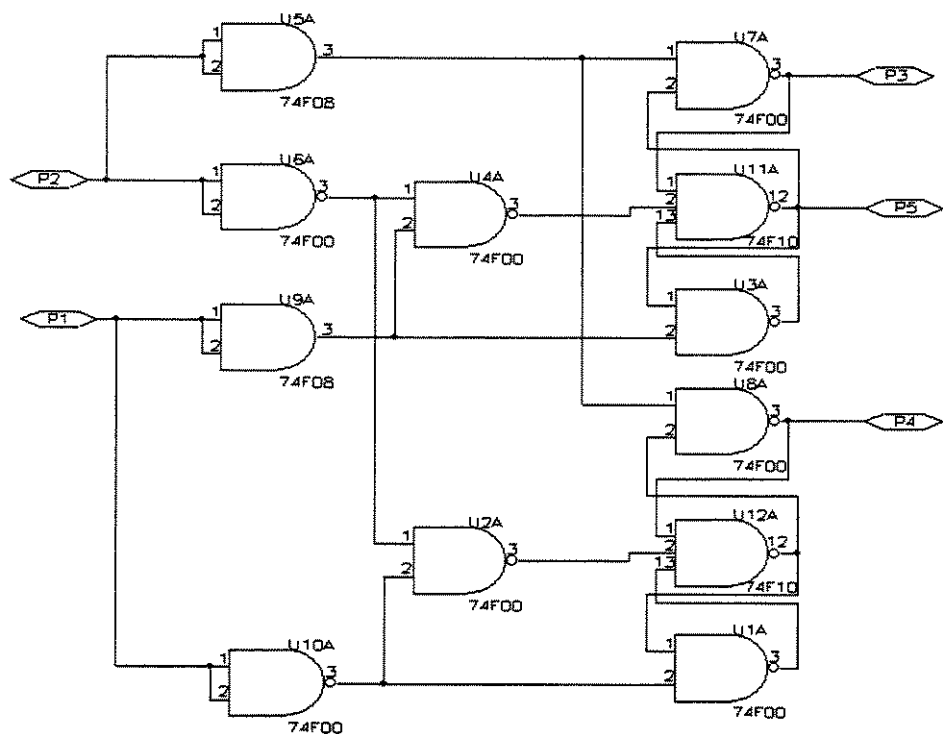


Figura A1-9. Circuito de Chaveamento do *Clock*.

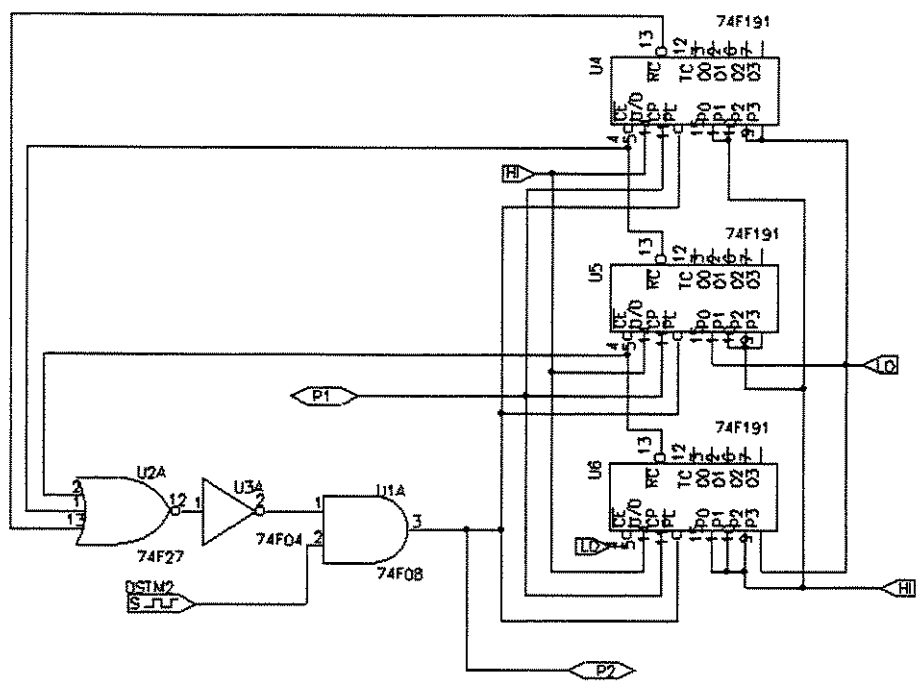


Figura A1-10. Circuito de Controle.

Anexo II

Programas em Matlab

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Programa de Cálculo de  $\Delta T$  %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear
clc
NP=999; %Número de Períodos.
N=999;
M=1000;
K=100;
Per1=0;Per2=0;Dif=0;Sum=0;Nm=0;Nn=0;
SemPer1_AT=0.5; %Duty Cicle.
SemPer2_AT=1-SemPer1_AT;
Fs=100e+3; %Frequência do Sinal.
Fc=(M/N)*K*Fs; %Frequência do Clock.
Rf=Fc/Fs
MRf=Rf/2
MRf1=MRf-Rf*SemPer2_AT;
MRf2=MRf-Rf*SemPer1_AT;
for i=1:NP, %Cálculo de  $\Delta T$ 
    ii(i)=i;
    Per1=MRf*(2*i-1)-MRf1;
    PPer1(i)=Per1;
    if Per2<=(fix(Per2)+0.5)
        A=fix(Per2);
    else
        A=ceil(Per2);
    end
    if Per1<=(fix(Per1)+0.5)
        B=fix(Per1);
    else
        B=ceil(Per1);
    end
    m=B-A; %Cálculo de  $N_1$ .
    mn(i)=m;
    Per2=MRf*2*i;
    PPer2(i)=Per2;
    if Per1<=(fix(Per1)+0.5)
        C=fix(Per1);
    else
```

```

        C=ceil(Per1);
    end
    if Per2<=(fix(Per2)+0.5)
        D=fix(Per2);
    else
        D=ceil(Per2);
    end
    n=D-C; % Cálculo de  $N_2$ .
    nn(i)=n;
    Dif=Dif+m-n;
    D=Dif/NP;
    X=(m-n-D)^2;
    Sum=Sum+X;
    Nm=Nm+m;
    Nn=Nn+n;
    PAc(i)=m-n;
    IntNpAc(i)=Nm-Nn;
end
Npm=Nm;
Npn=Nn;
NpTotal=Nm+Nn; % Número Total de Pulsos.
NpAc=Nm-Nn; ; % Número de Pulsos Acumulados.
NpAc_Dec=NpAc
NpAc_Hex=dec2hex(NpAc)
Resolução=1/(M*K); % Resolução.
Drift=D; % Drift.
Error=sqrt(Sum/NP); % Error RMS.
figure
plot(ii,PAc)
ylabel('Diferença  $N_1-N_2$ ')
xlabel('Periodo')
grid
figure
plot(ii,IntNpAc)
grid
ylabel('Número de Pulsos Acumulados em  $\Delta T$ ')
xlabel('Periodo')

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Programa de Cálculo de  $T_0$  %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

clear
clc
NP=999; %Número de Períodos.
M=1000;
N=999;
K=100;
DutyCicle_To=0.23862; %Duty Cycle de  $T_0$ 
Fs=100e+3; %Frequência do Sinal.
Fc=(M/N)*K*Fs; %Frequência do Clock.
Rf=Fc/Fs;
MRf=Rf/2;
Per1=0;Per2=0;Dif=0;Sum=0;Nm=0;Nn=0;
SemPer1_To=1-DutyCicle_To;
SemPer2_To=DutyCicle_To;
MRf1=MRf-Rf*SemPer2_To;
for i=1:NP,
    ii(i)=i;
    Per1=MRf*(2*i-1)-MRf1;
    PPer1(i)=Per1;
    if Per2<=fix(Per2)+0.5
        A=fix(Per2);
    else
        A=ceil(Per2);
    end
    if Per1<=fix(Per1)+0.5
        B=fix(Per1);
    else
        B=ceil(Per1);
    end
    Per2=MRf*2*i;
    m=B-A;
    mn(i)=m;
    Nm=Nm+m;
    NPA(i)=Nm;
end
NpAc_To_DEC=Nm; % Número de Pulsos Acumulados.
NpAc_To_HEX=dec2hex(Nm)
figure
plot(ii,NPA)
grid
ylabel('Número de Pulsos Acumulados em  $T_0$ ')
xlabel('Período')

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% Programa de Cálculo de  $\Delta T$  y de  $T_0$  %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
clear
clc
Or=0.1; %Valor de  $\Delta\phi_s$ 
Om=1.82; %Valor de  $\phi_m$ 
NP=999; %Número de Períodos.
N=999;
M=1000;
N=999;
K=100;
Fs=100e+3; %Frequência do Sinal.
Fc=(M/N)*K*Fs; %Frequência do Clock.
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% Cálculo do Duty Cycle %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
Io=2;
w=(2*pi)*Fs;
Jo=bessel(0,Om);
y=Jo*cos(Or);
z=acos(y)/Om;
t1=(acos((acos(Jo*cos(Or))-Or)/Om))/w; %Cálculo de  $t_1$ .
t2=(acos((-acos(Jo*cos(Or))-Or)/Om))/w; %Cálculo de  $t_2$ .
t3=(2*pi-acos((-acos(Jo*cos(Or))-Or)/Om))/w; %Cálculo de  $t_3$ .
t4=(2*pi-acos((acos(Jo*cos(Or))-Or)/Om))/w; %Cálculo de  $t_4$ .
t5=(2*pi+acos((acos(Jo*cos(Or))-Or)/Om))/w; %Cálculo de  $t_5$ .
T1=t3-t2; %Cálculo de  $T_1$ .
T2=t5-t4; %Cálculo de  $T_2$ .
AT=abs(T2-T1)
ATT=T2-T1; %Cálculo de  $\Delta T$ .
To=t2-t1; %Cálculo de  $T_0$ .
Too=t4-t3;
T=(1/Fs);
KK=(T/2)+(ATT/2);
DutyCycle_AT=(KK)/T; %Duty Cycle de  $\Delta T$ .
DutyCycle_To=To/T; %Duty Cycle de  $T_0$ .
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% Cálculo de  $\Delta T$  %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
Rf=Fc/Fs;
MRf=Rf/2;

```

```

Per1=0;Per2=0;Dif=0;Sum=0;Nm=0;Nn=0;
SemPer1_AT=DutyCicle_AT;
SemPer2_AT=1-SemPer1_AT;
MRf1=MRf-Rf*SemPer2_AT;
MRf2=MRf-Rf*SemPer1_AT;
for i=1:NP,
    ii(i)=i;
    Per1=MRf*(2*i-1)-MRf1;
    PPer1(i)=Per1;
    if Per2<=fix(Per2)+0.5
        A=fix(Per2);
    else
        A=ceil(Per2);
    end
    if Per1<=fix(Per1)+0.5
        B=fix(Per1);
    else
        B=ceil(Per1);
    end
    m=B-A;
    mn(i)=m;
    Per2=MRf*2*i;
    PPer2(i)=Per2;
    if Per1<=fix(Per1)+0.5
        C=fix(Per1);
    else
        C=ceil(Per1);
    end
    if Per2<=fix(Per2)+0.5
        D=fix(Per2);
    else
        D=ceil(Per2);
    end
    n=D-C;
    nn(i)=n;
    Nm=Nm+m;
    Nn=Nn+n;
    PAc(i)=m-n;
    IntNpAc(i)=Nm-Nn;
end
Npm=Nm;
Npn=Nn;
NpAc_AT_DEC=abs(Nm-Nn);
NpAc_AT_HEX=dec2hex(NpAc_AT_DEC)
figure
plot(ii,PAc)
ylabel('Diferença  $N_1-N_2$ ')
xlabel('Periodo')

```

%Cálculo de ΔT

%Cálculo de N_1 .

%Cálculo de N_2 .

%Pulsos Acumulados em ΔT .

```

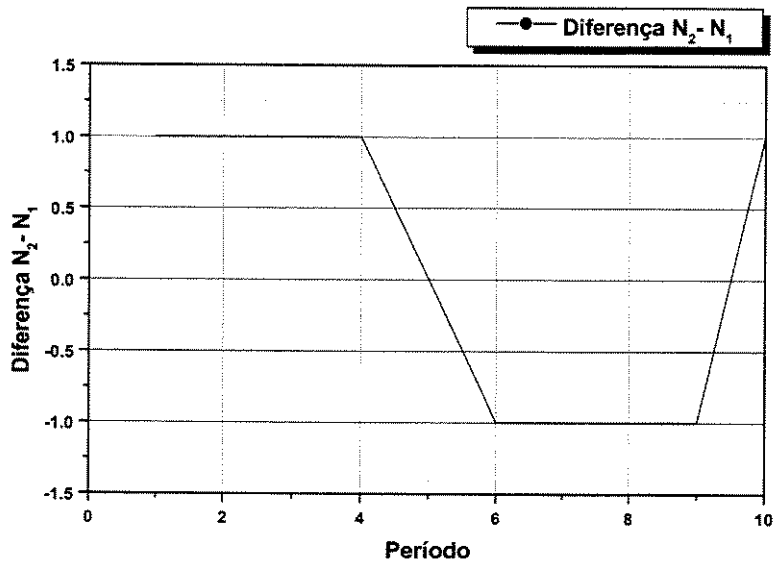
grid
figure
plot(ii,IntNpAc)
grid
ylabel('Número de Pulsos Acumulados em  $\Delta T$ ')
xlabel('Periodo')
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                                Cálculo de  $T_0$                                 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
Per1=0;Per2=0;Dif=0;Sum=0;Nm=0;Nn=0;
SemPer1_To=1-DutyCicle_To;
SemPer2_To=DutyCicle_To;
MRf1=MRf-Rf*SemPer2_To;
for i=1:NP,                                %Cálculo de  $T_0$ .
    ii(i)=i;
    Per1=MRf*(2*i-1)-MRf1;
    PPer1(i)=Per1;
    if Per2<=fix(Per2)+0.5
        A=fix(Per2);
    else
        A=ceil(Per2);
    end
    if Per1<=fix(Per1)+0.5
        B=fix(Per1);
    else
        B=ceil(Per1);
    end
    Per2=MRf*2*i;
    m=B-A;
    mn(i)=m;
    Nm=Nm+m;
    NPA(i)=Nm;
end
NpAc_To_DEC=Nm;                                %Pulsos Acumulados em  $T_0$ .
NpAc_To_HEX=dec2hex(Nm);
Resolucao=1/(M*K)
figure
plot(ii,NPA)
grid
ylabel('Número de Pulsos Acumulados em  $T_0$ ')
xlabel('Periodo')

```

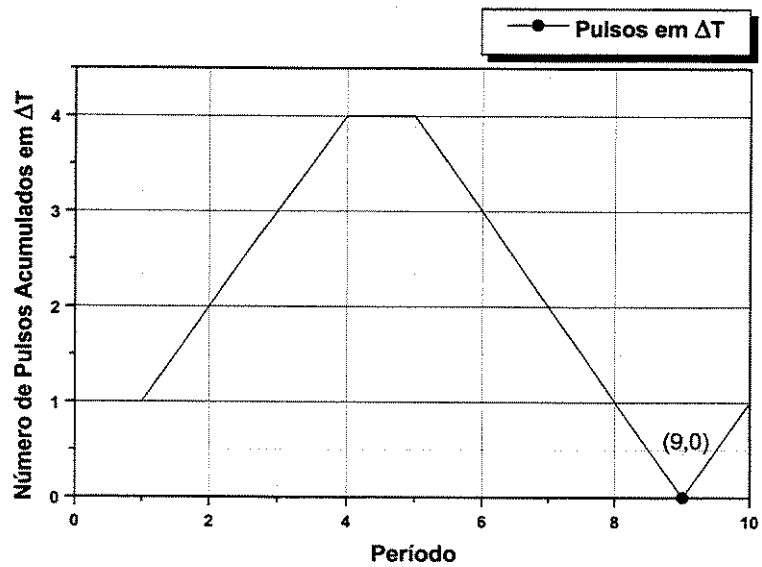
Anexo III

Resultados das Simulações

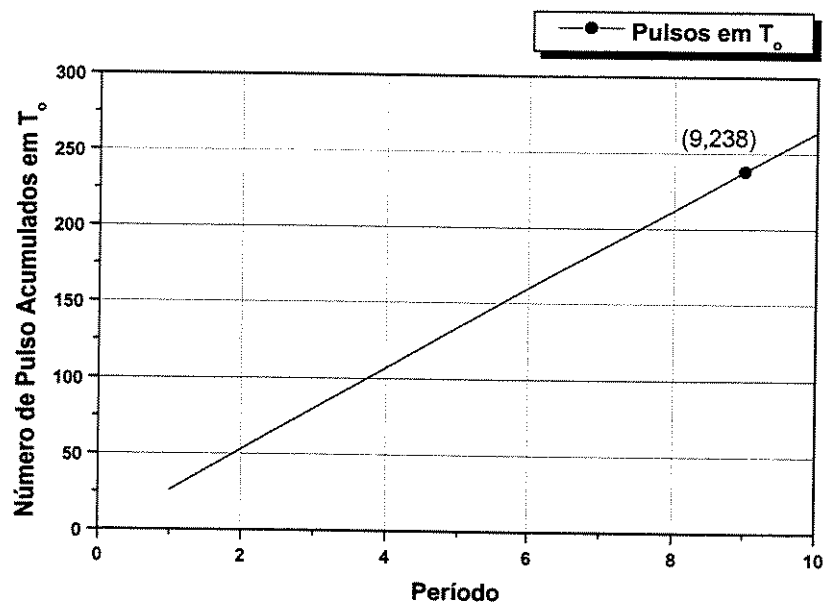
1 - Simulações para $f_c=11.11111$ MHz: ($M=10$ e $N=9$):



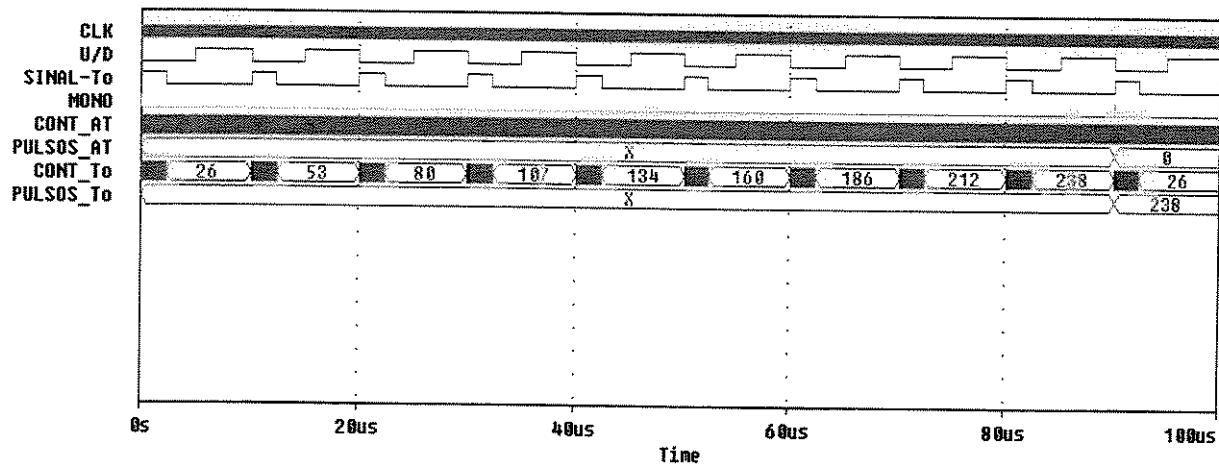
(a)



(b)

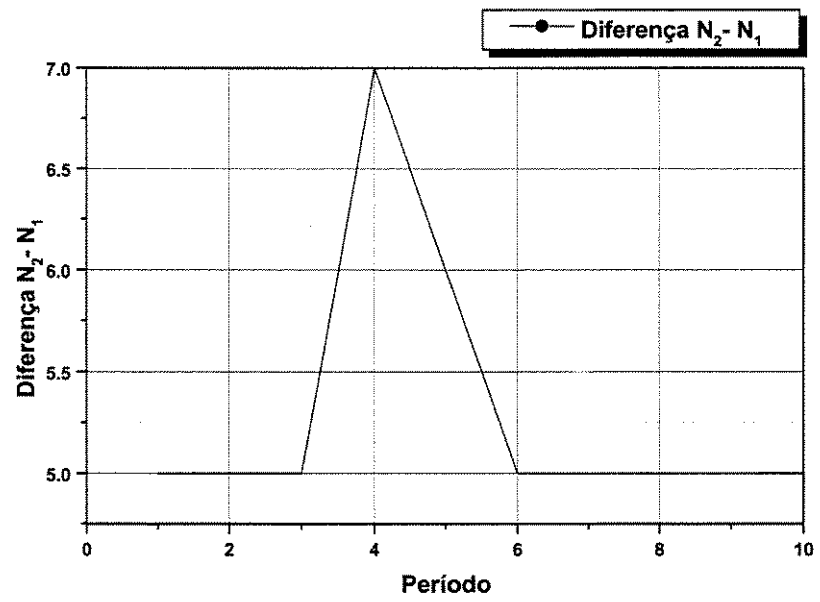


(c)

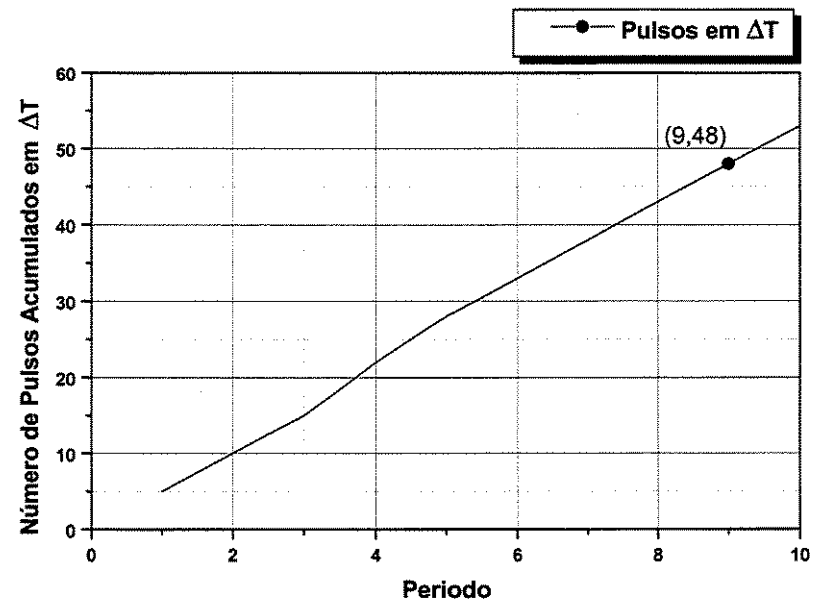


(d)

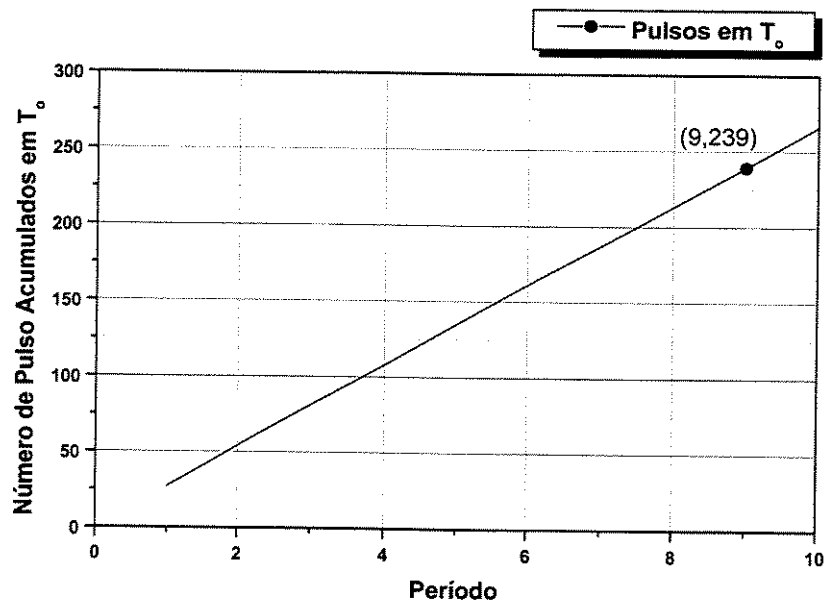
Figura A3-1: Para $\Delta\phi_s = 0$ rad



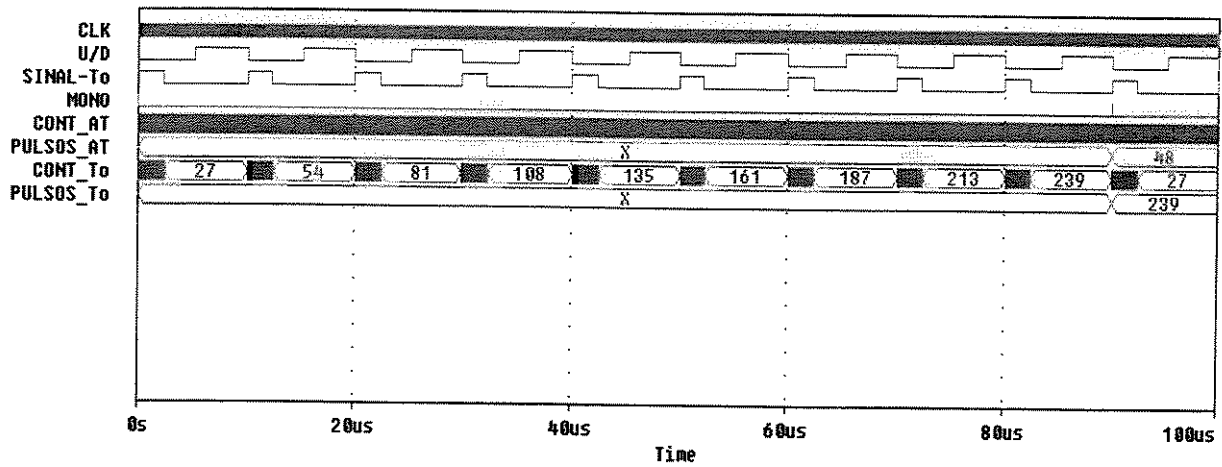
(a)



(b)

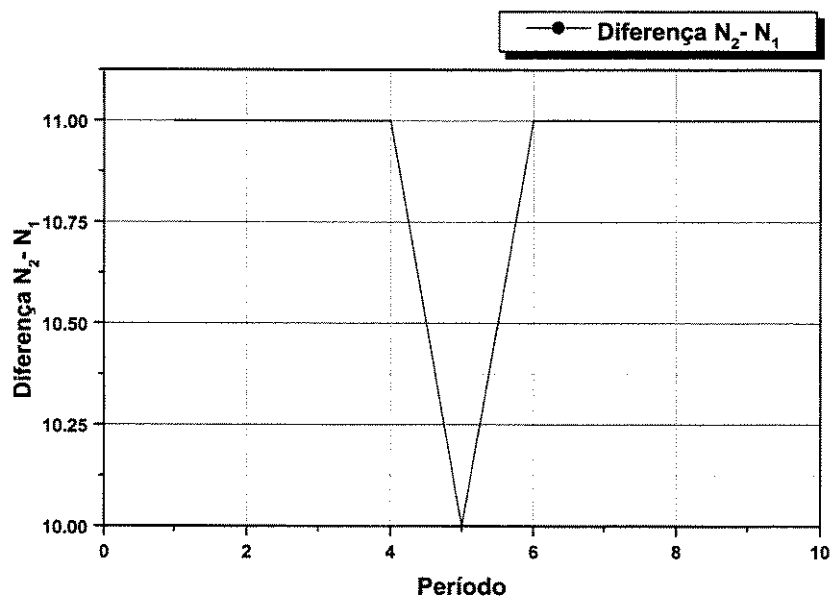


(c)

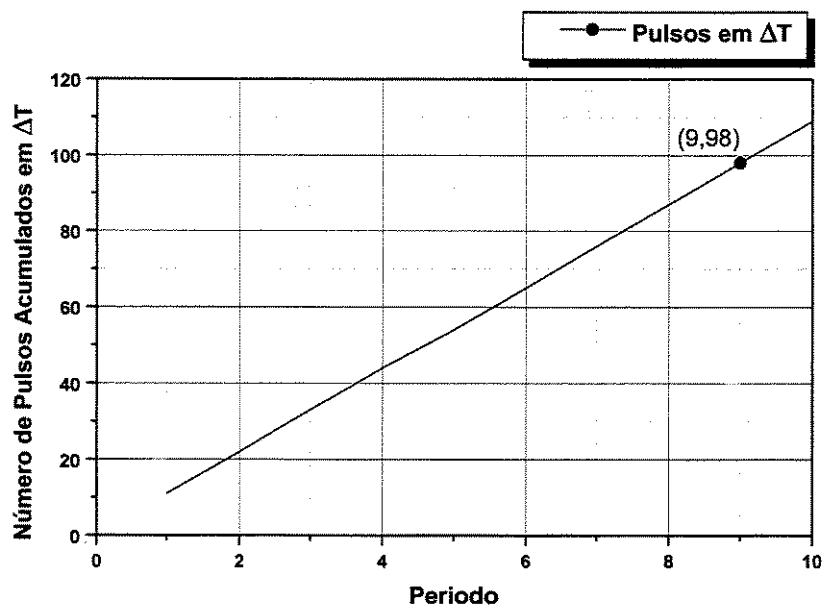


(d)

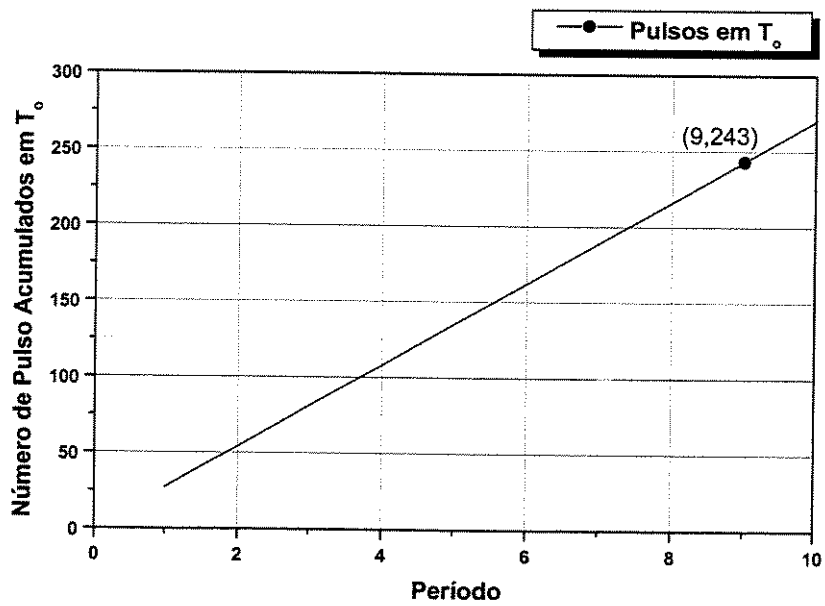
Figura A3-2: Para $\Delta\phi = 0.1$ rad



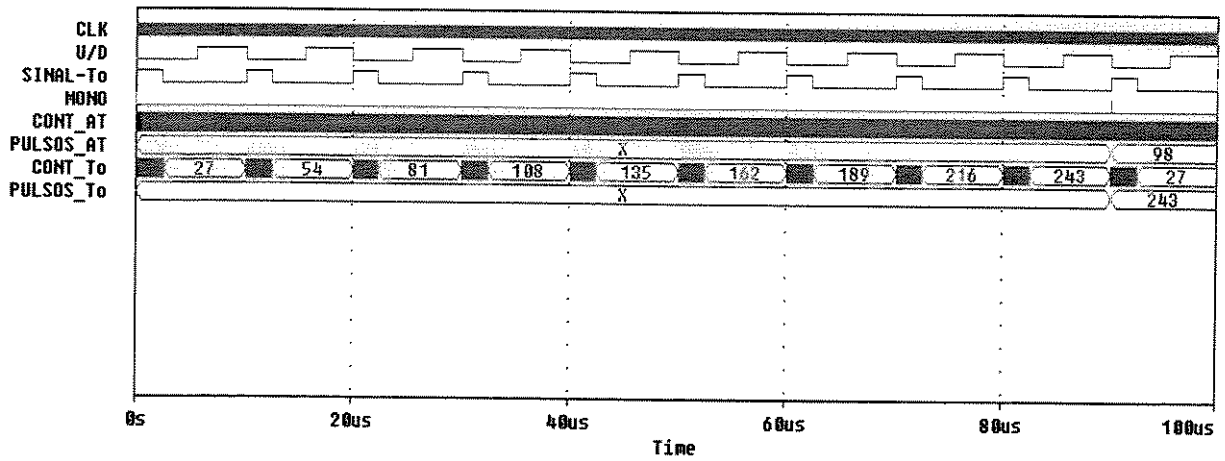
(a)



(b)

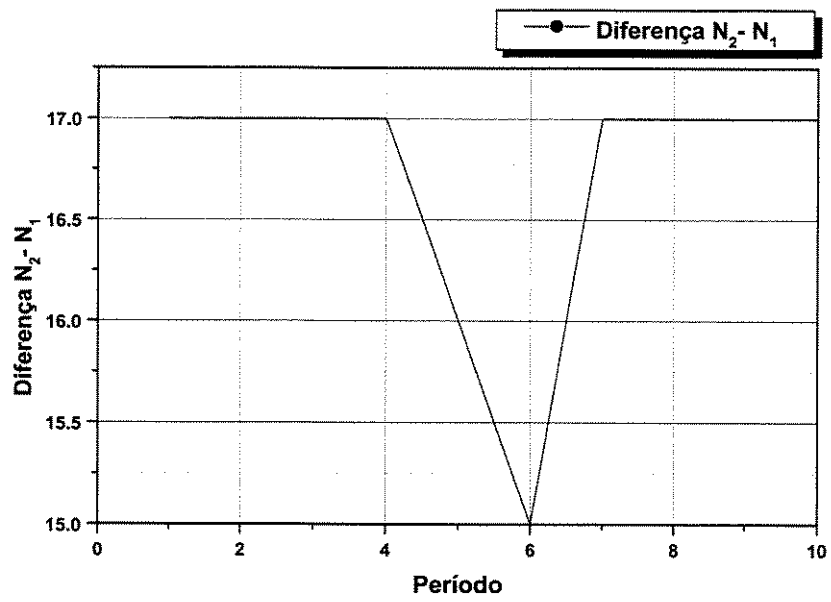


(c)

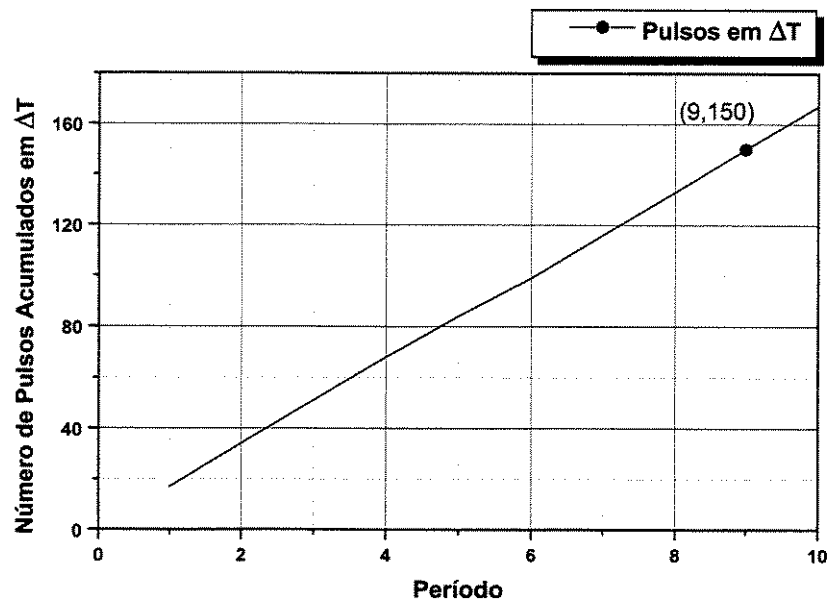


(d)

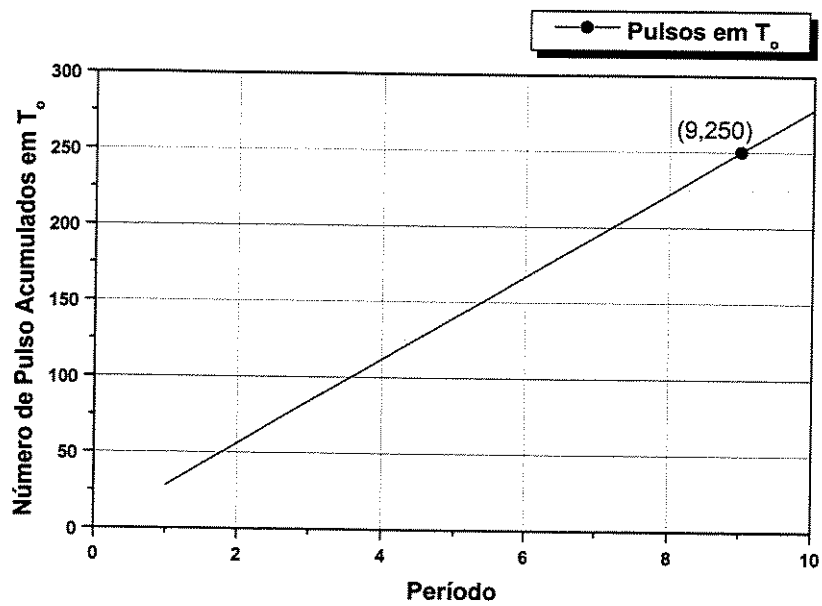
Figura A3-3: Para $\Delta\phi_s = 0.2 \text{ rad}$



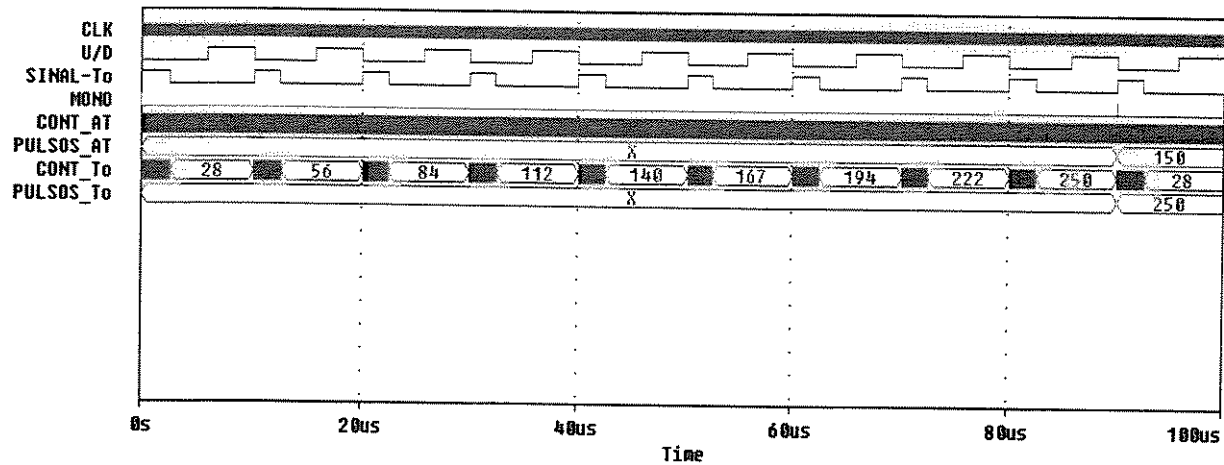
(a)



(b)

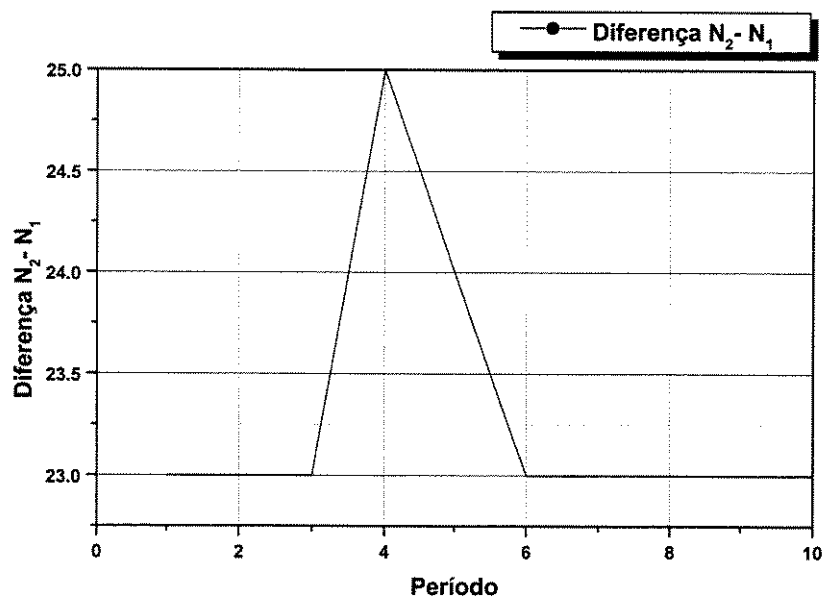


(c)

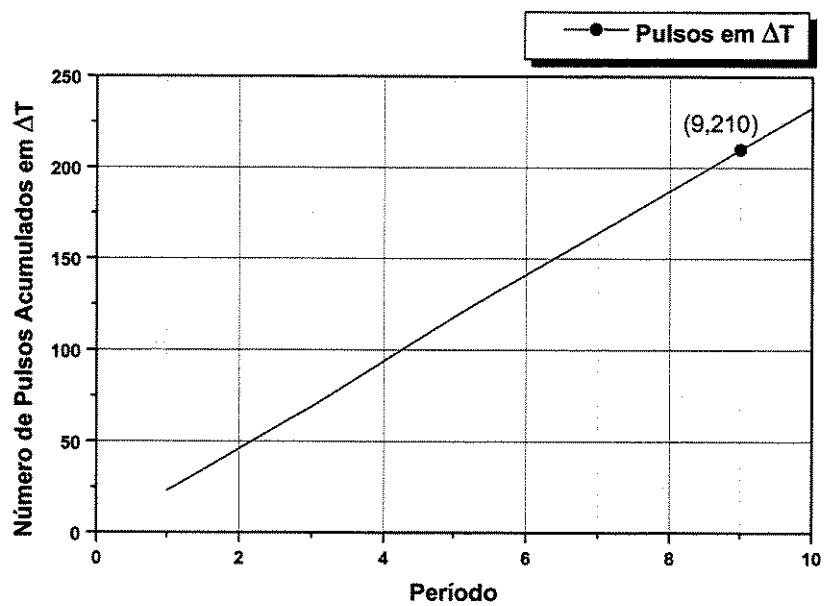


(d)

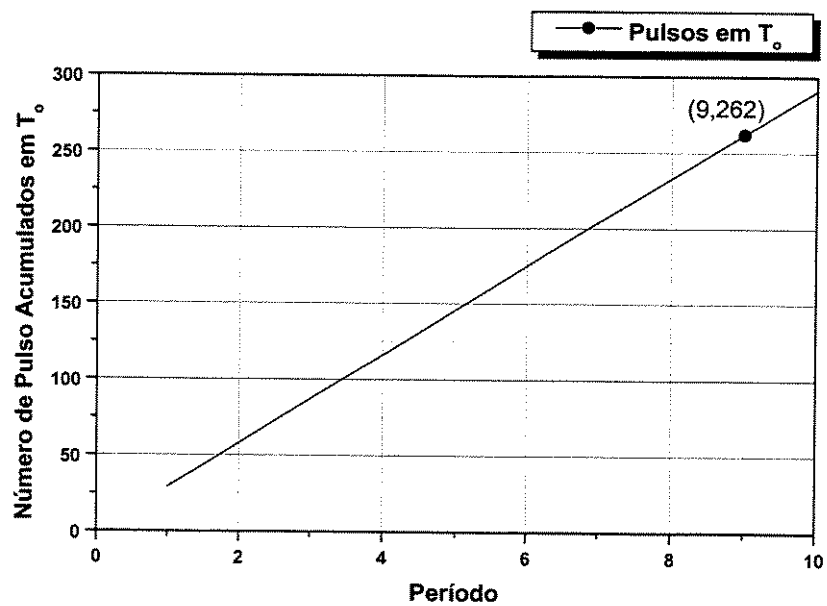
Figura A3-4: Para $\Delta\phi_s = 0.3$ rad



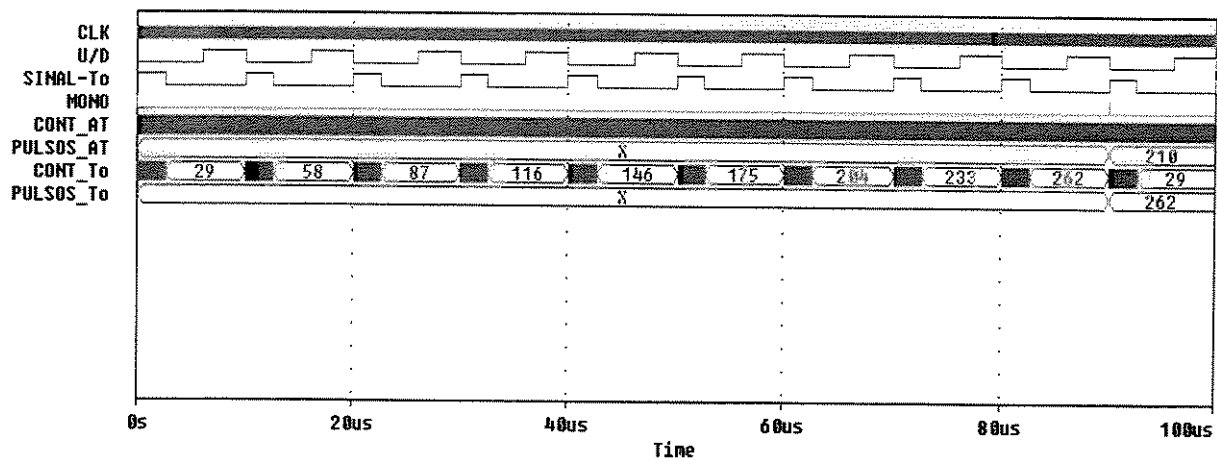
(a)



(b)

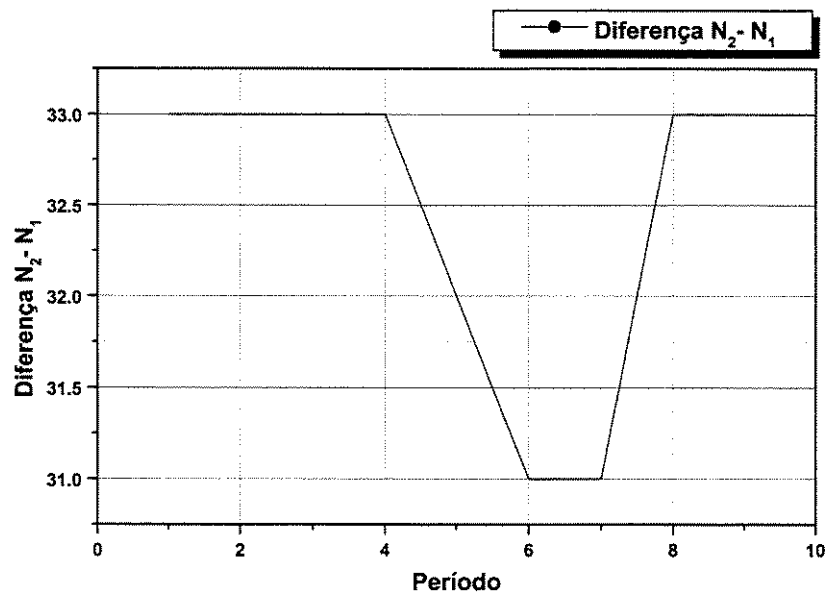


(c)

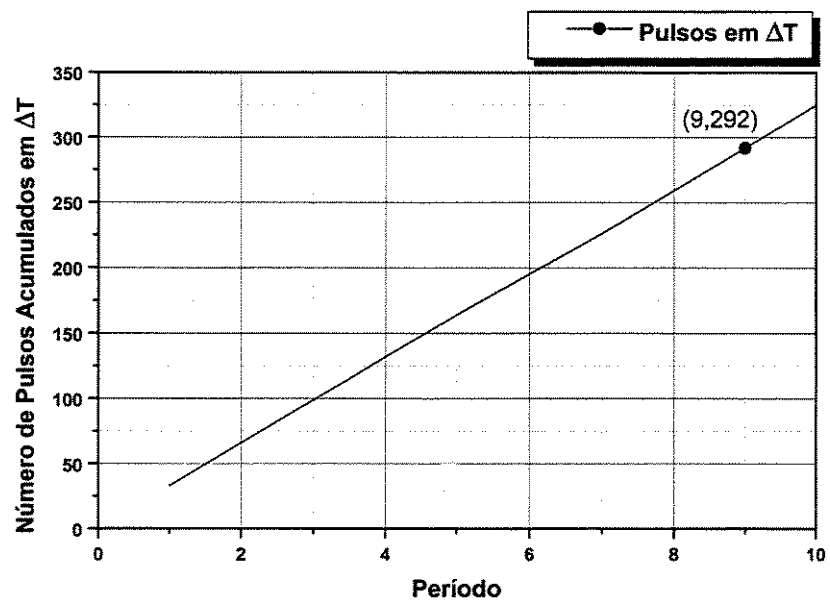


(d)

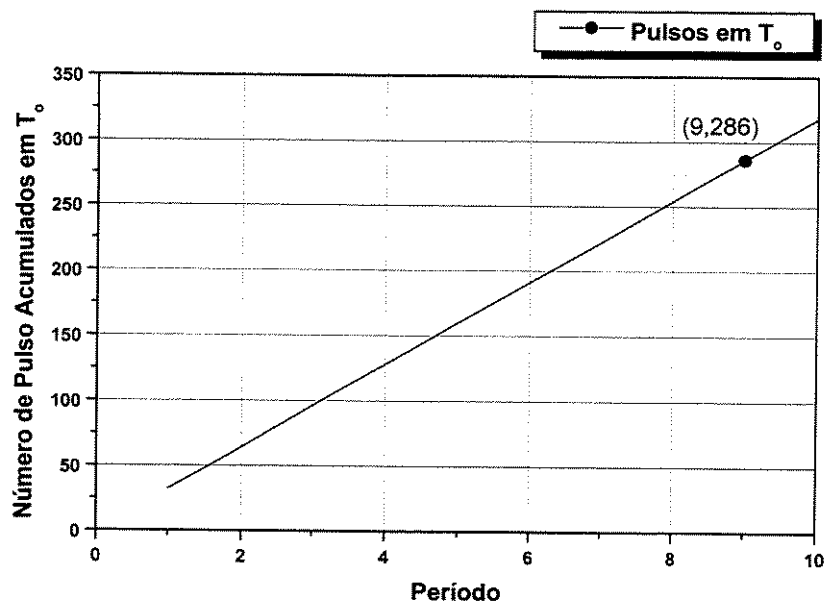
Figura A3-5: Para $\Delta\phi_s = 0.4$ rad



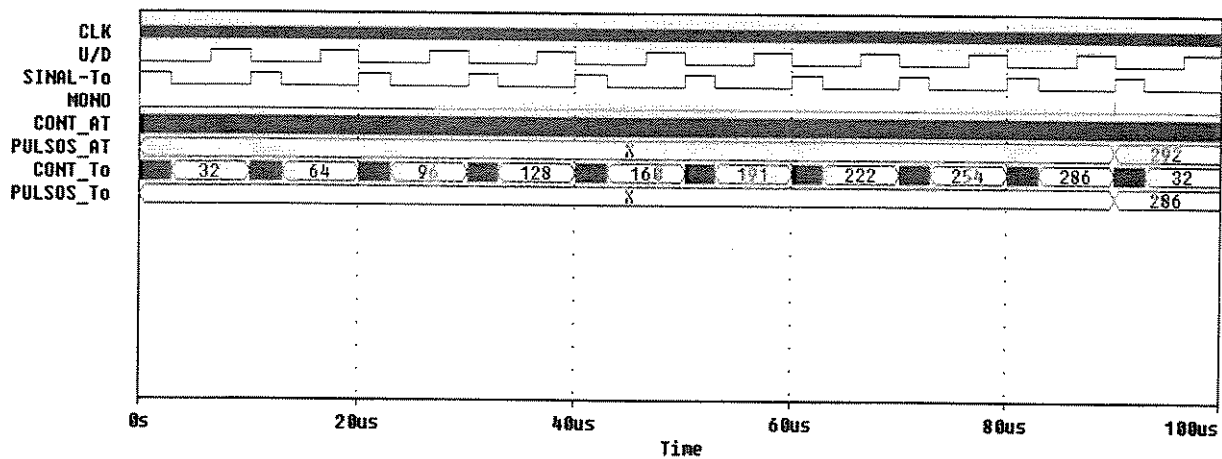
(a)



(b)



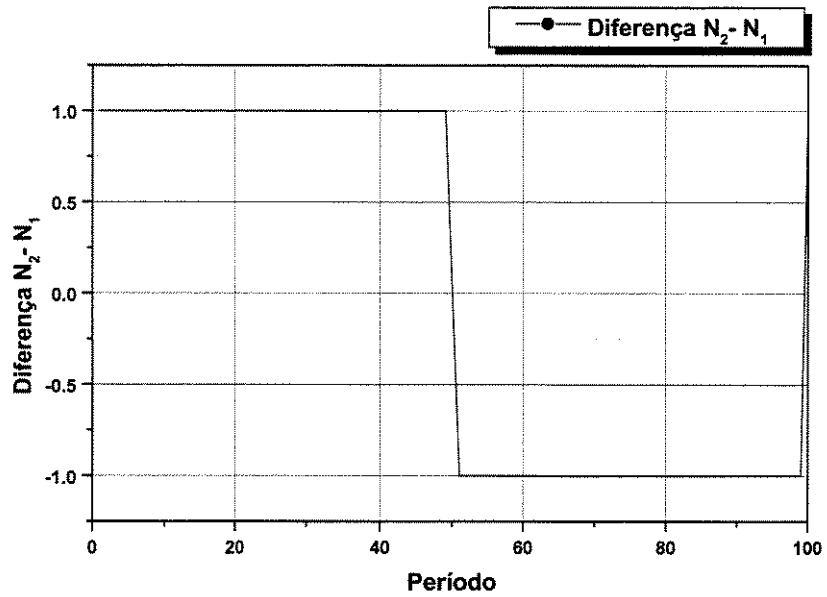
(c)



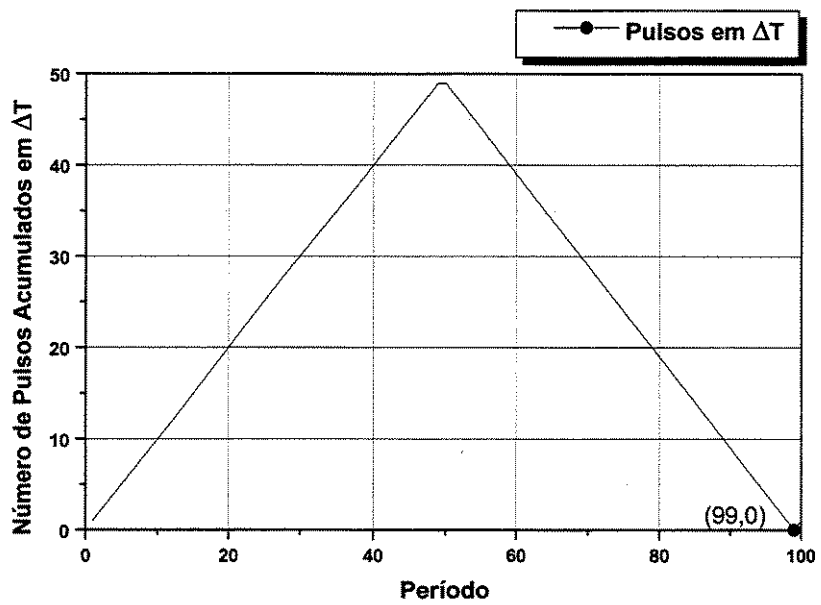
(d)

Figura A3-6: Para $\Delta\phi_s = 0.5$ rad

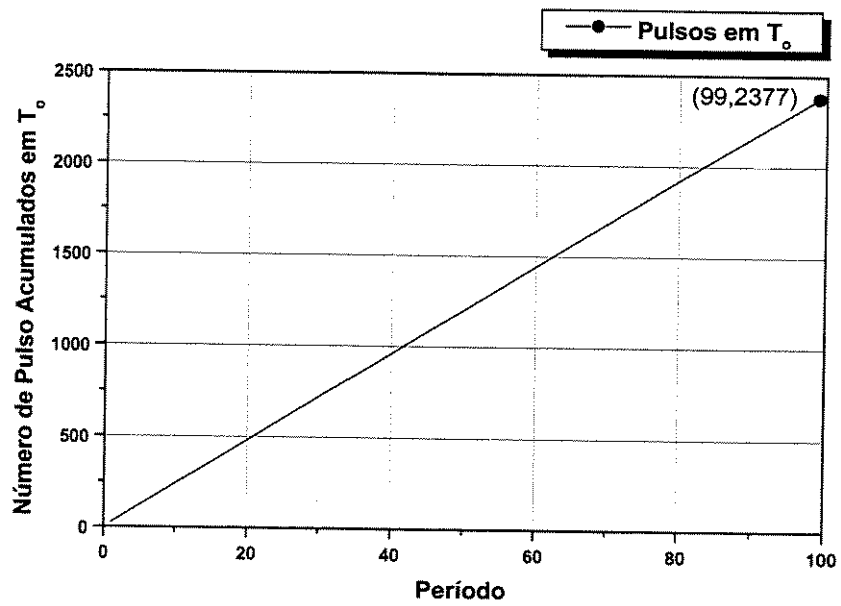
2 - Simulações para $f_c=10.101010$ MHz: ($M=100$ e $N=99$):



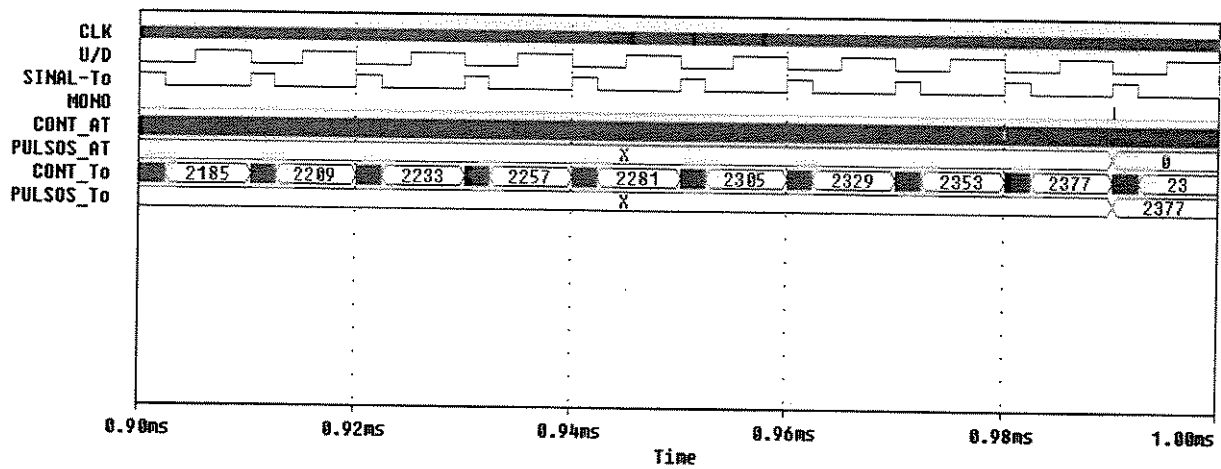
(a)



(b)

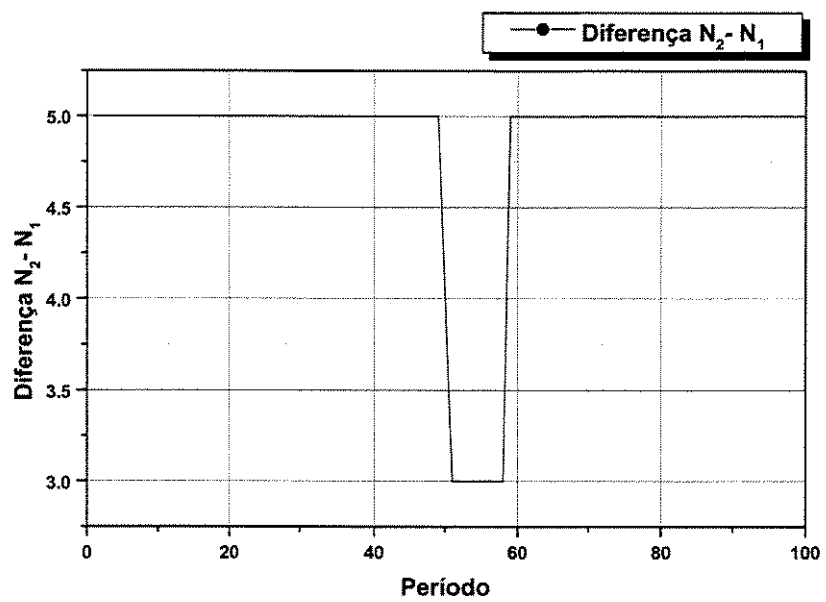


(c)

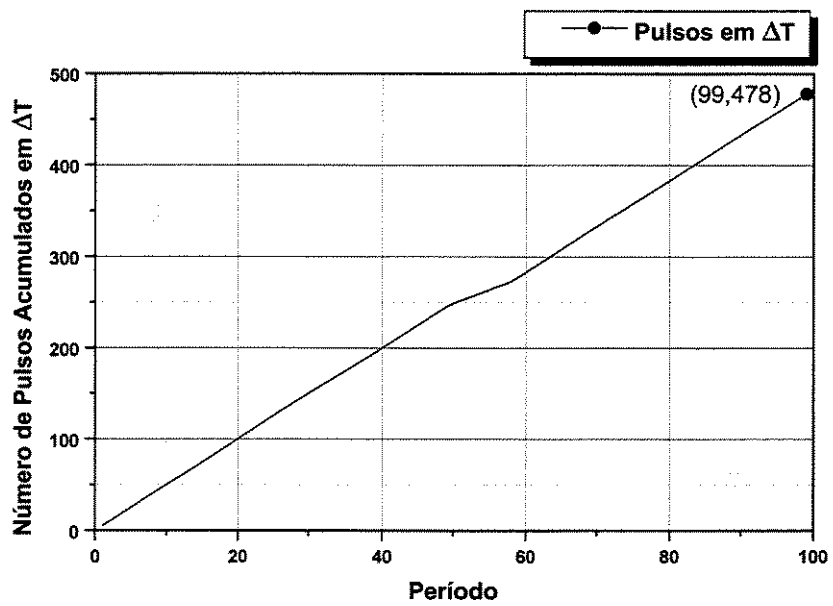


(d)

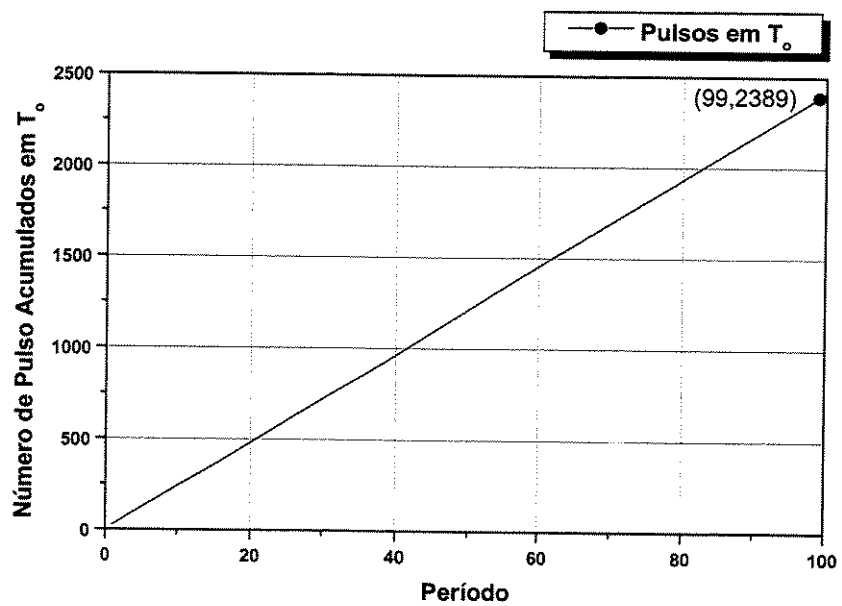
Figura A3-7: Para $\Delta\phi = 0$ rad



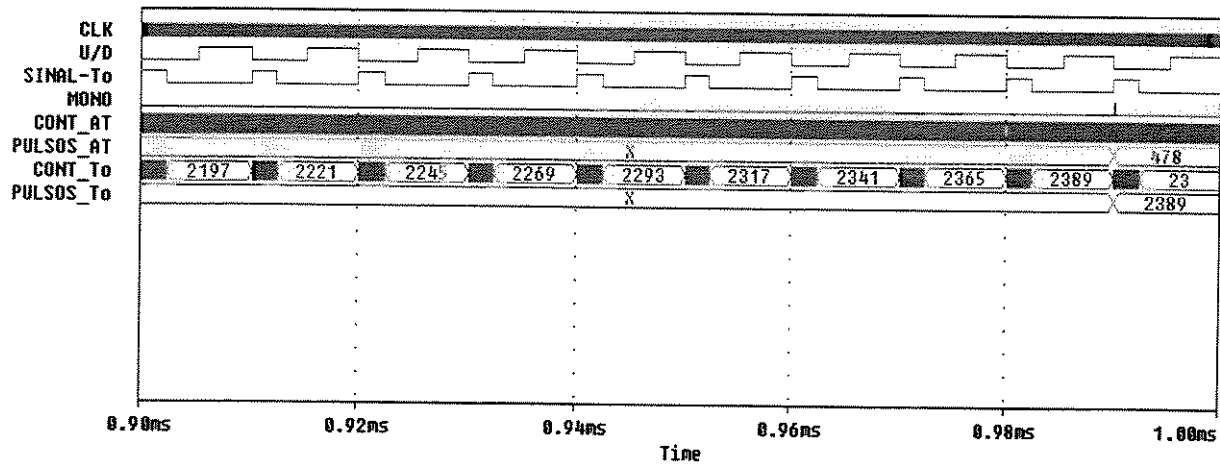
(a)



(b)

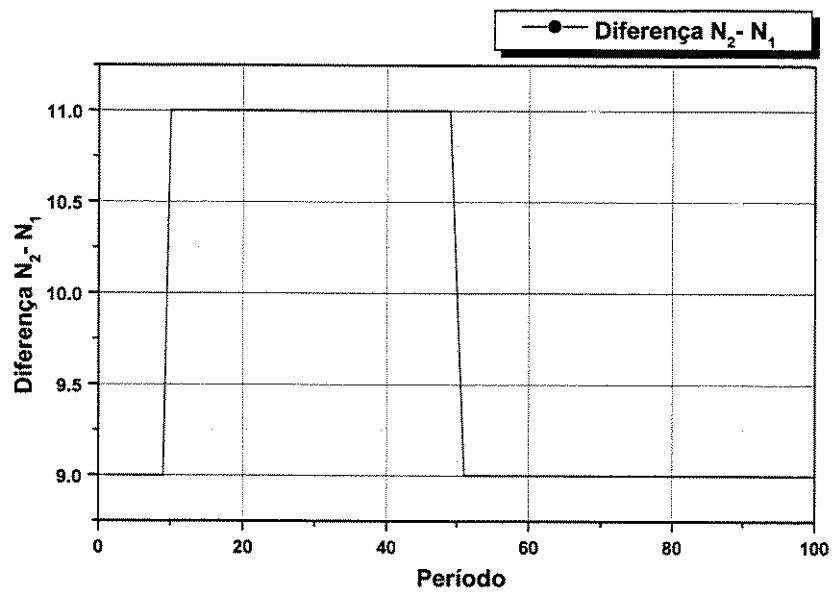


(c)

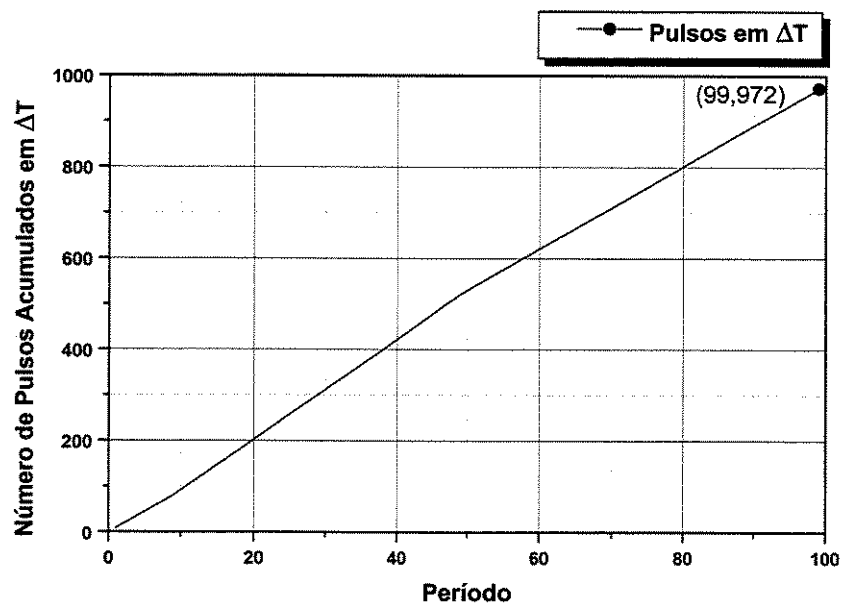


(d)

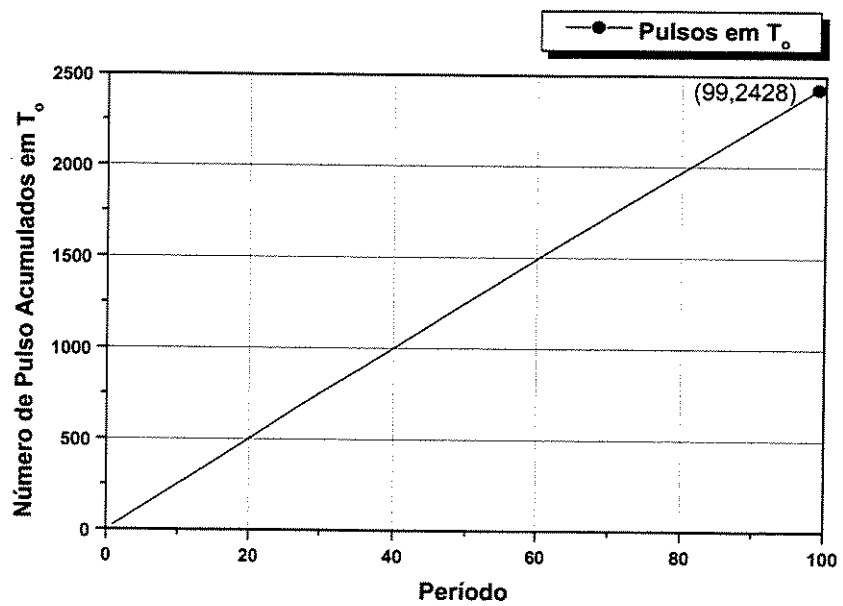
Figura A3-8: Para $\Delta\phi_s = 0.1$ rad



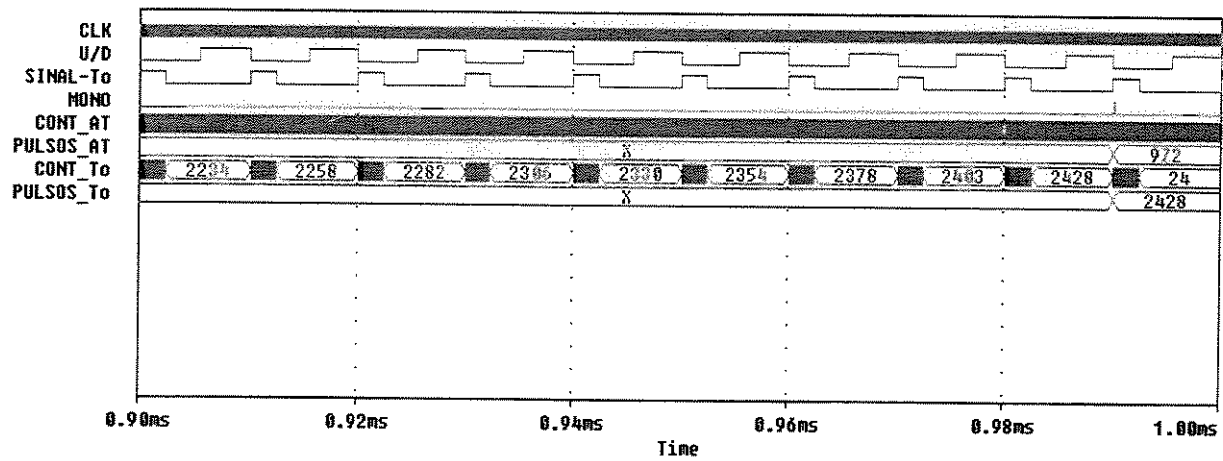
(a)



(b)

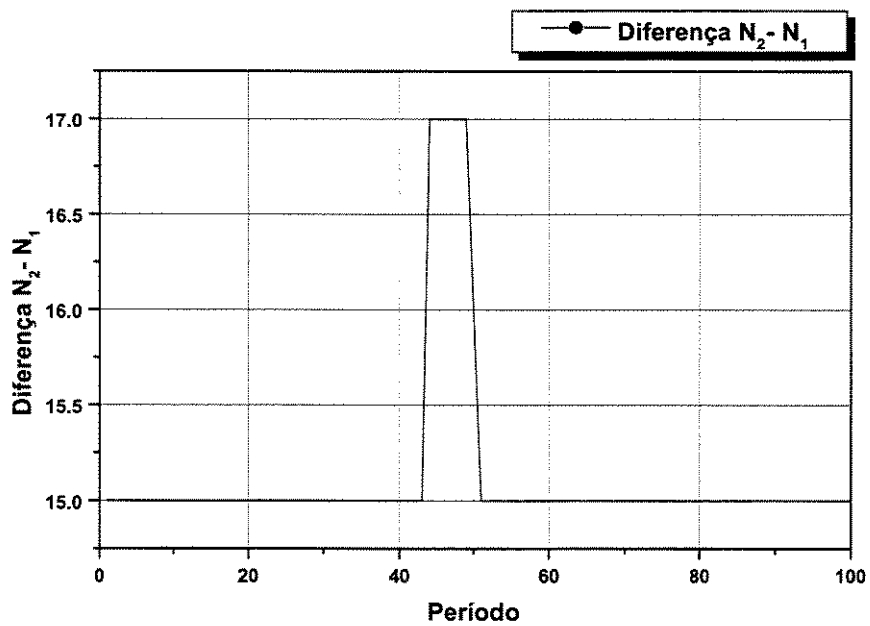


(c)

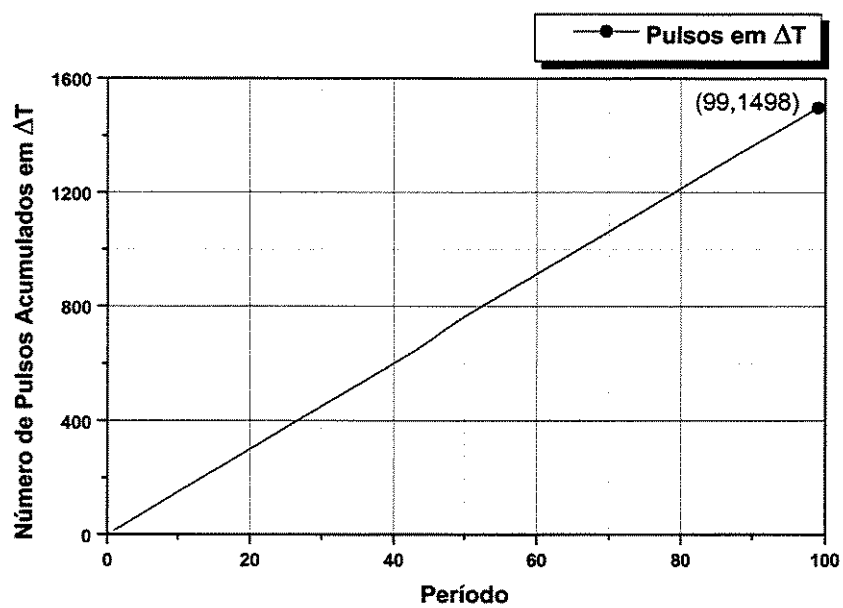


(d)

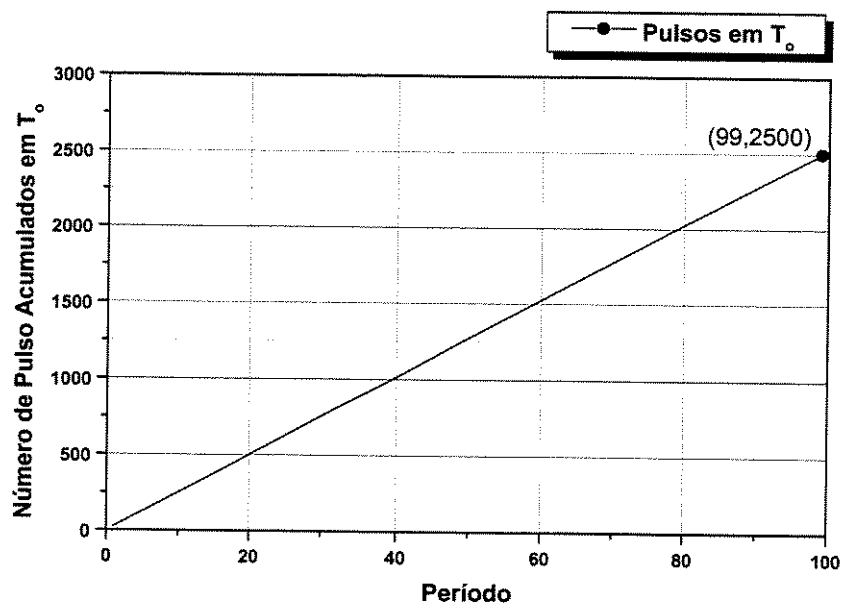
Figura A3-9: Para $\Delta\phi_s = 0.2$ rad



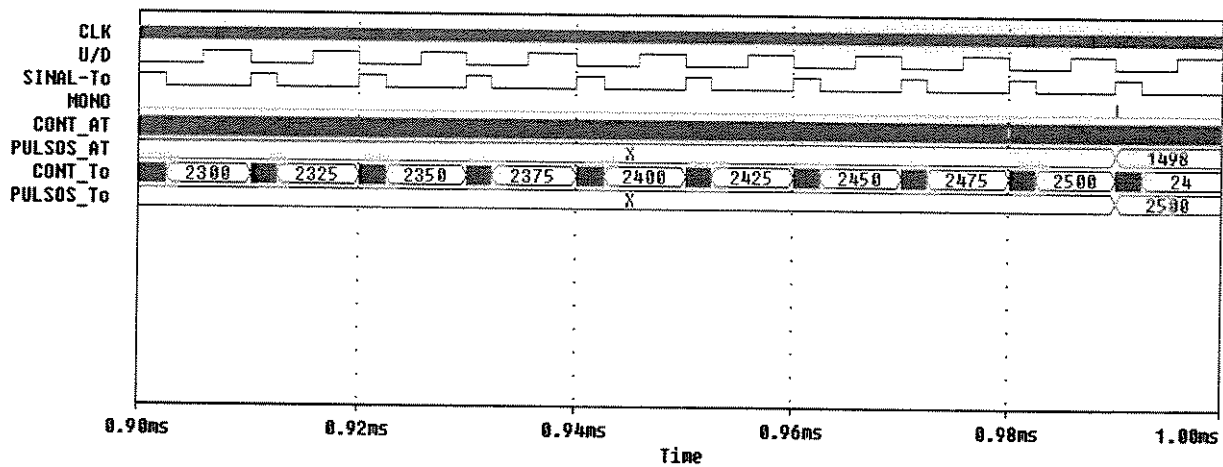
(a)



(b)

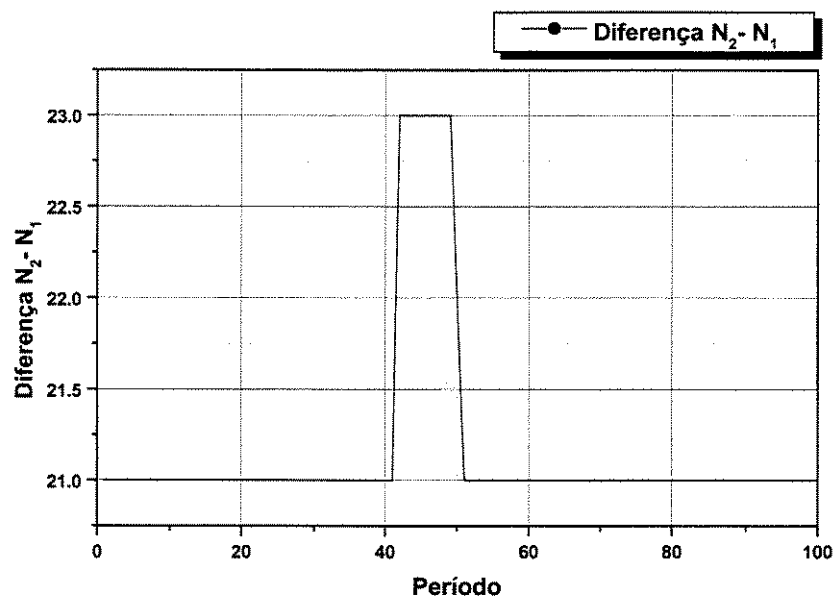


(c)

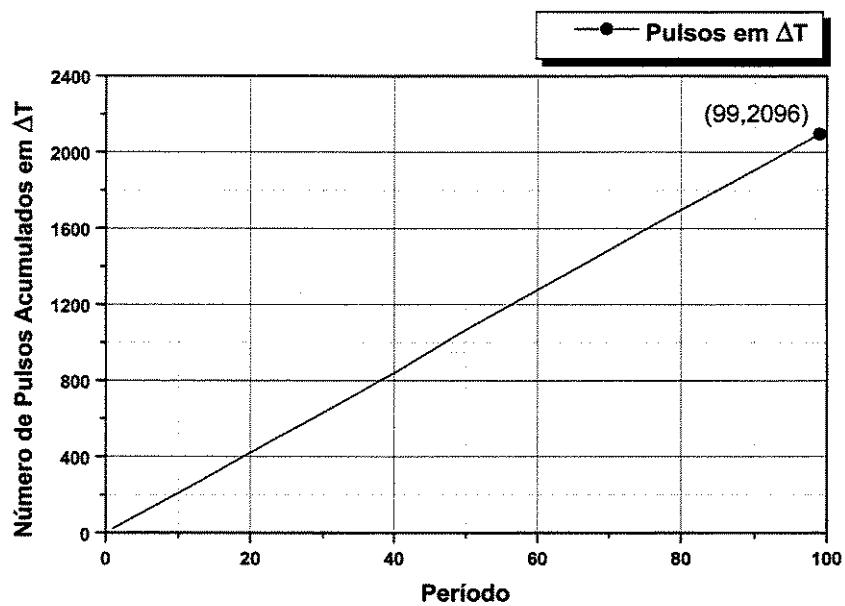


(d)

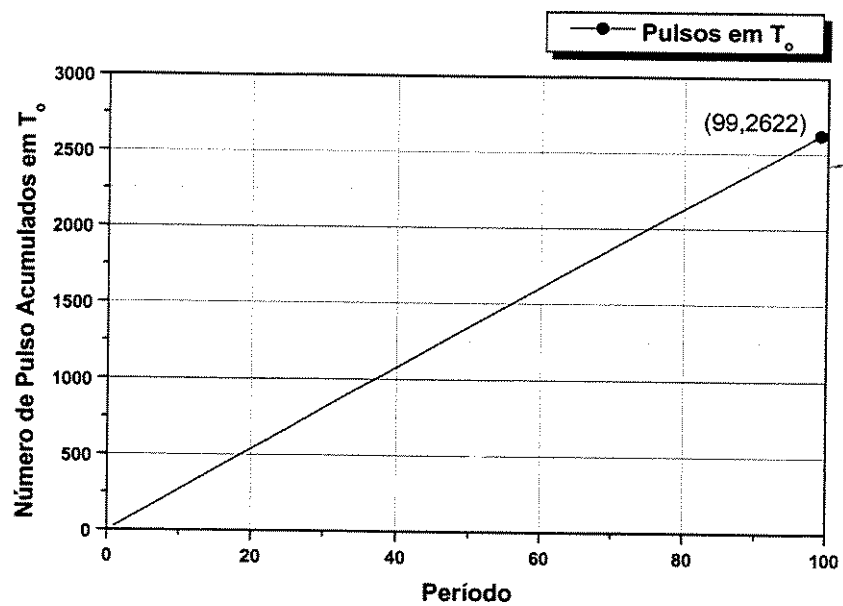
Figura A3-10: Para $\Delta\phi = 0.3$ rad



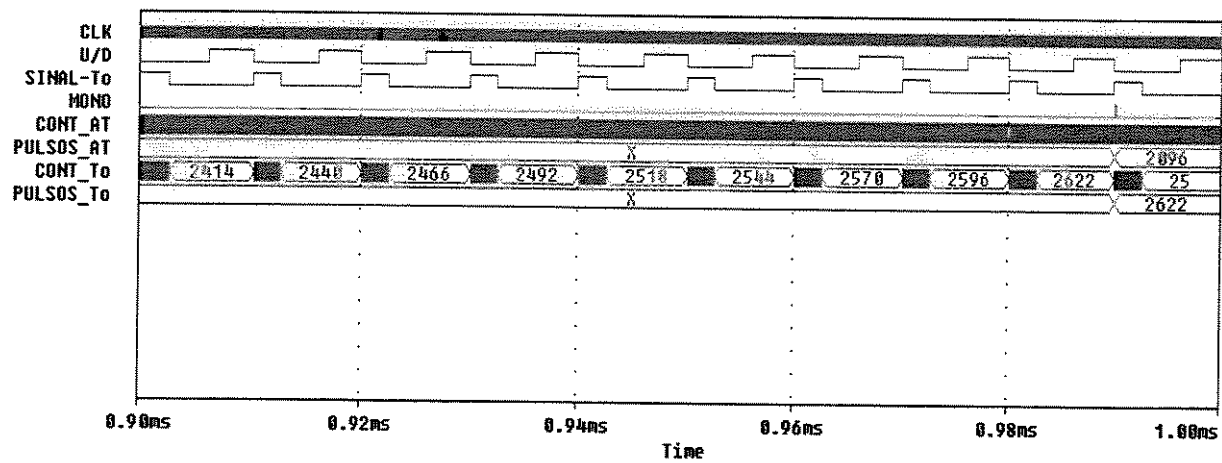
(a)



(b)

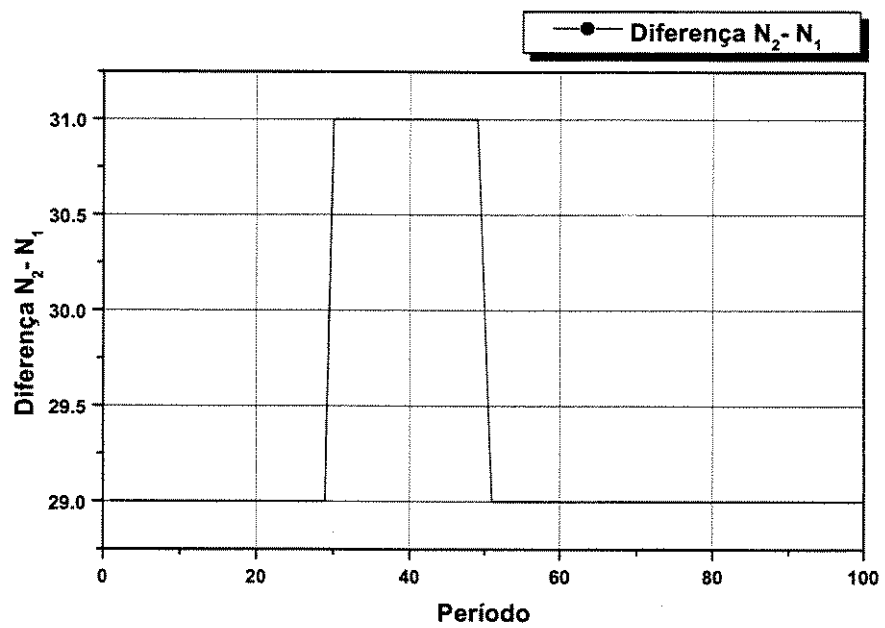


(c)

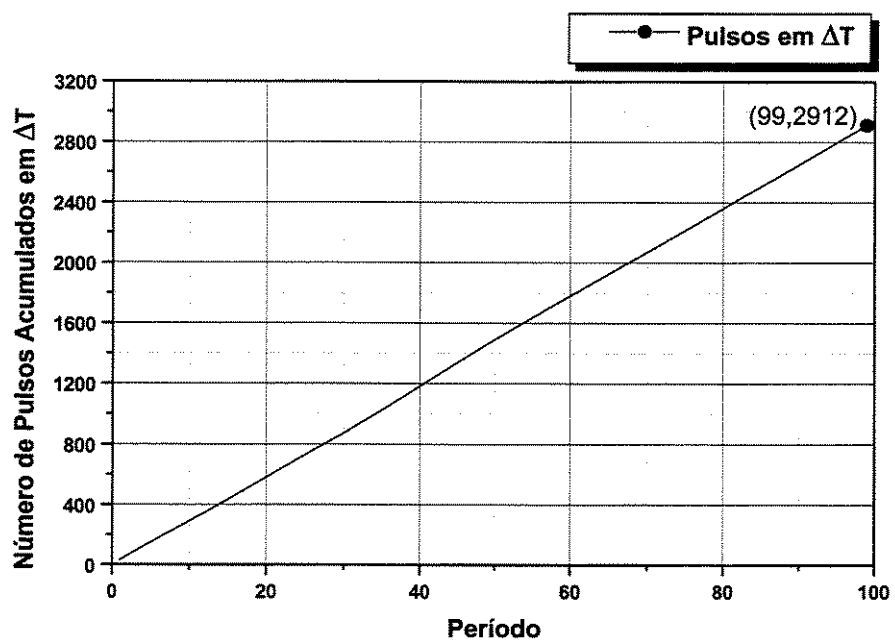


(d)

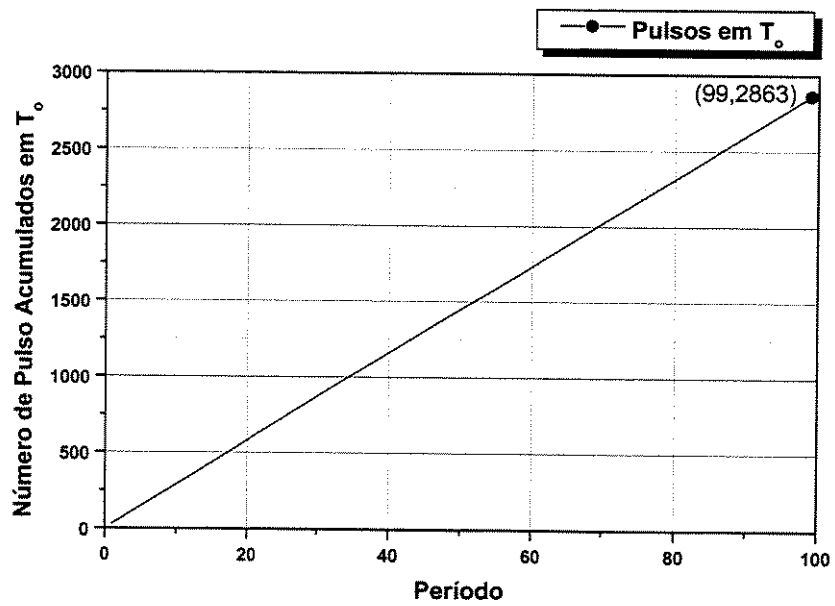
Figura A3-11: Para $\Delta\phi_s = 0.4$ rad



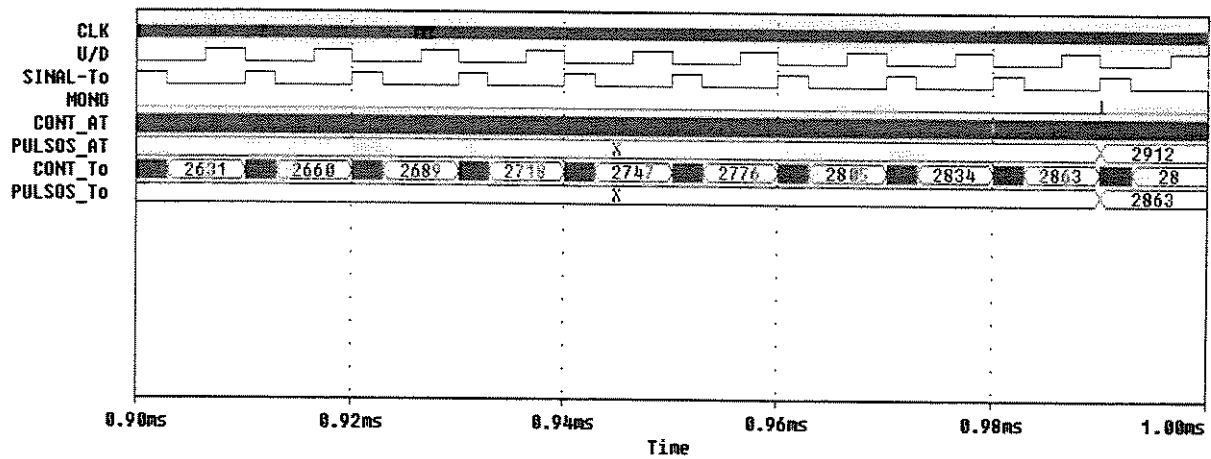
(a)



(b)



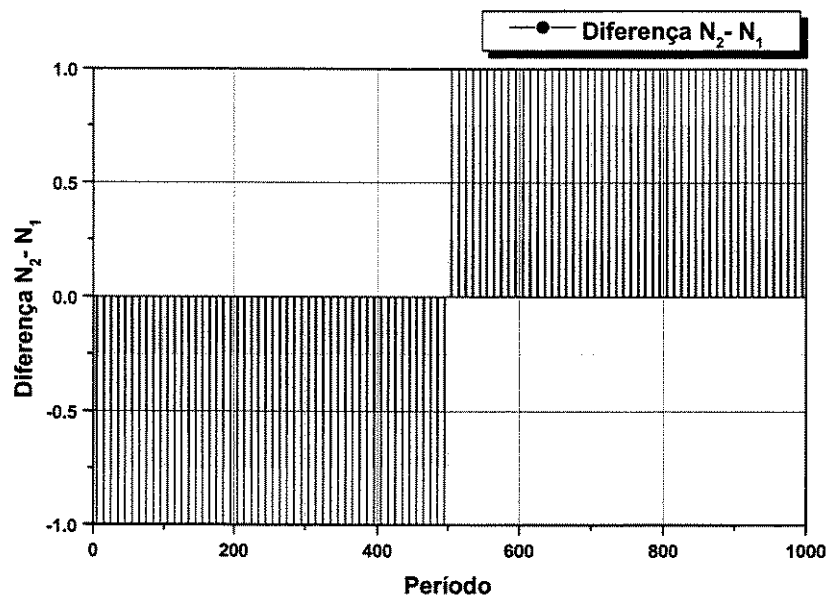
(c)



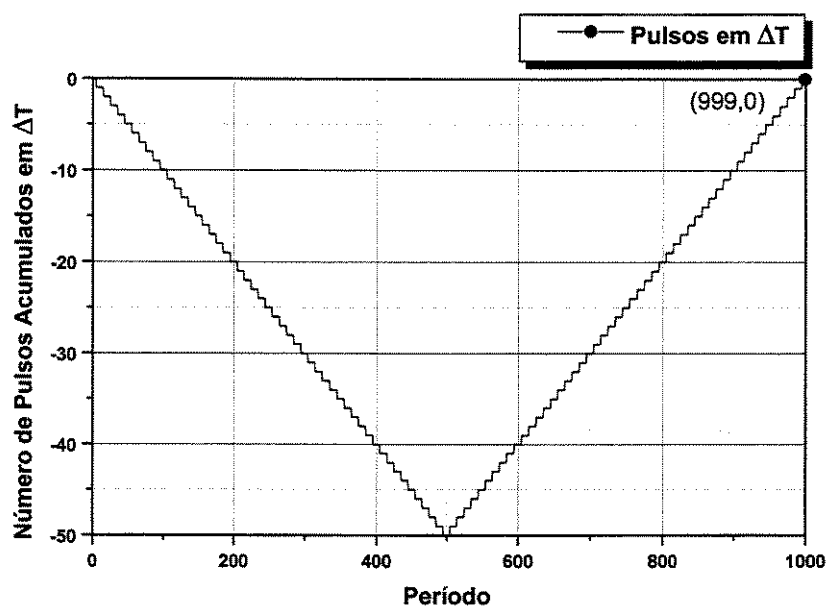
(d)

Figura A3-12: Para $\Delta\phi = 0.5$ rad

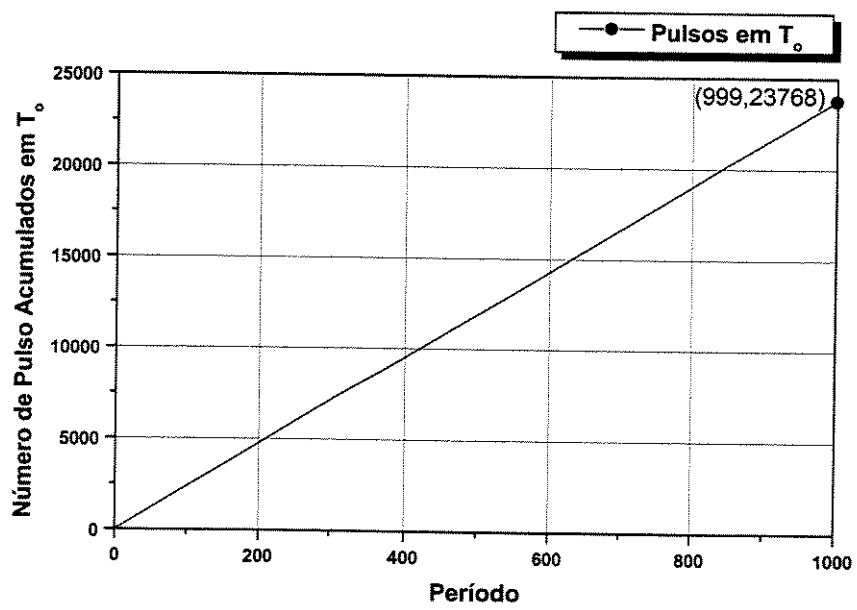
3 - Simulações para $f_c=10.010010$ MHz: ($M=1000$ e $N=999$):



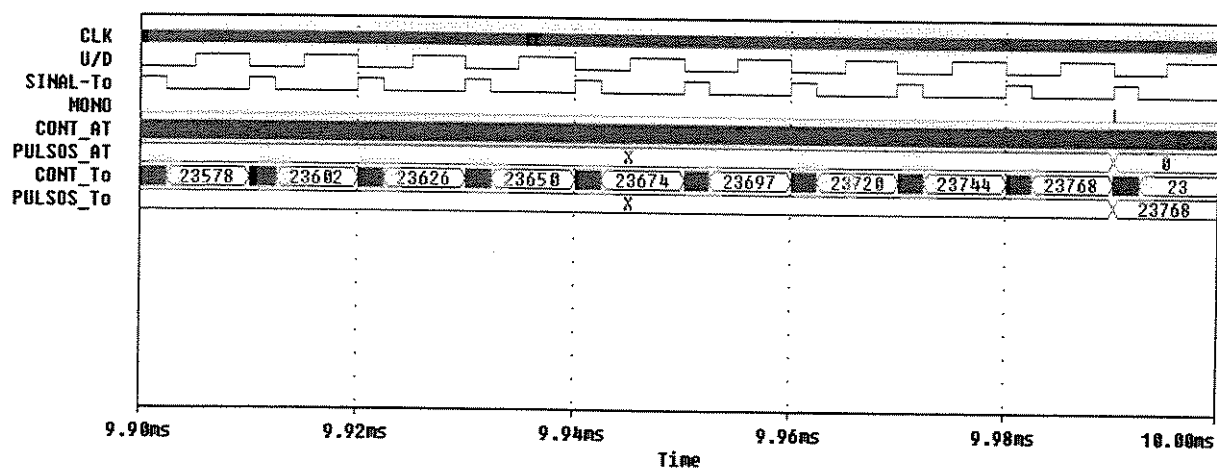
(a)



(b)

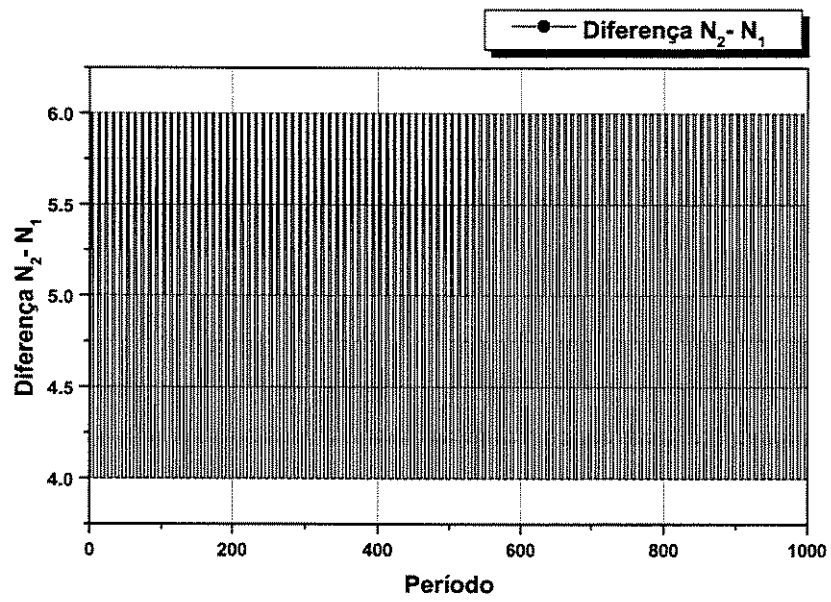


(c)

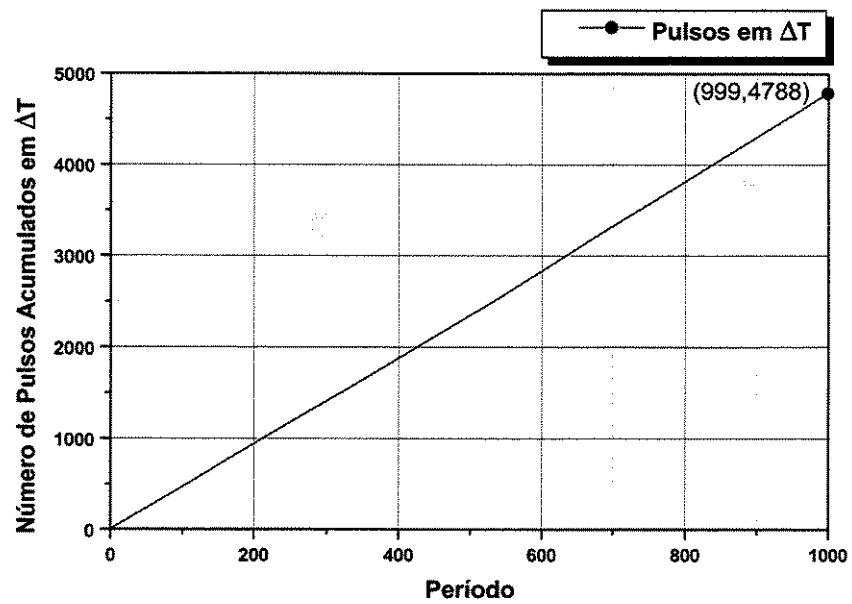


(d)

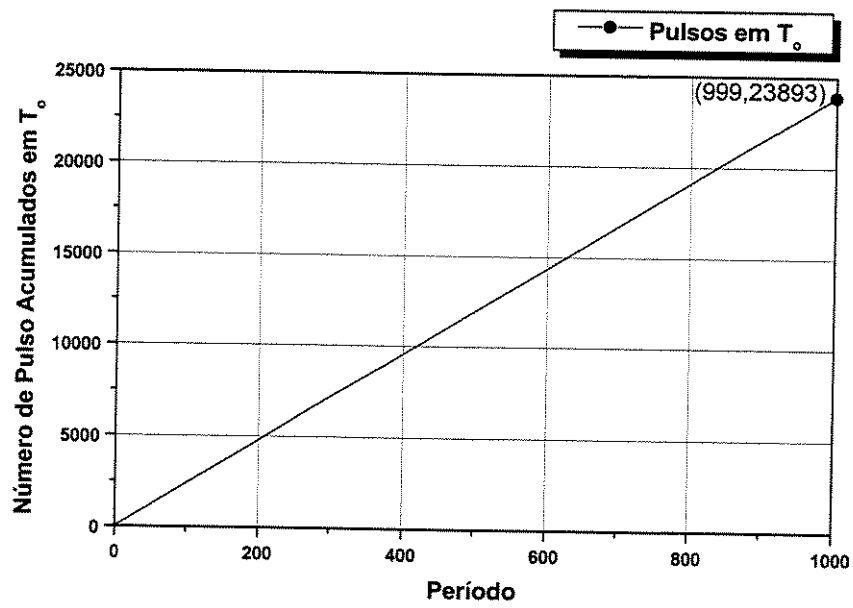
Figura A3-13: Para $\Delta\phi = 0$ rad



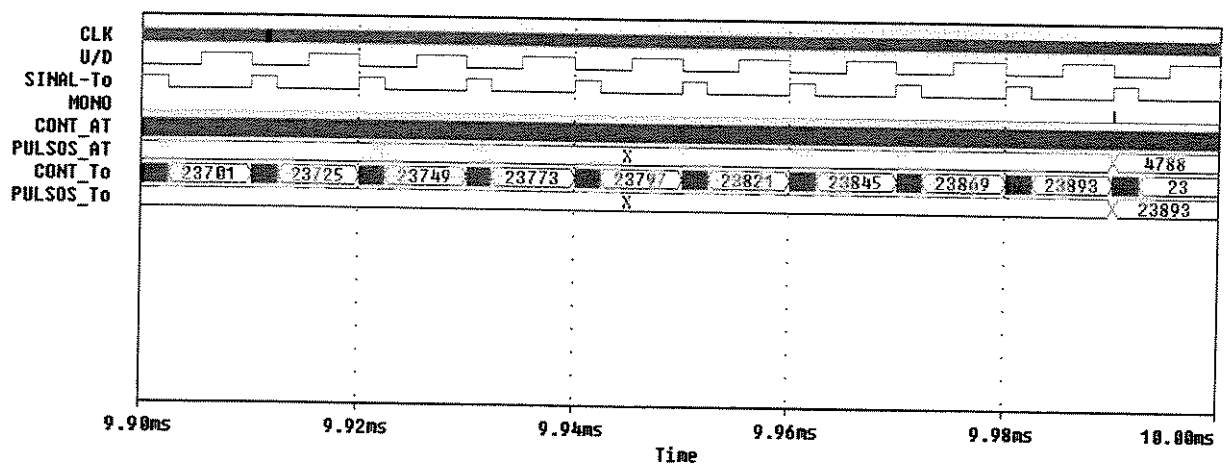
(a)



(b)

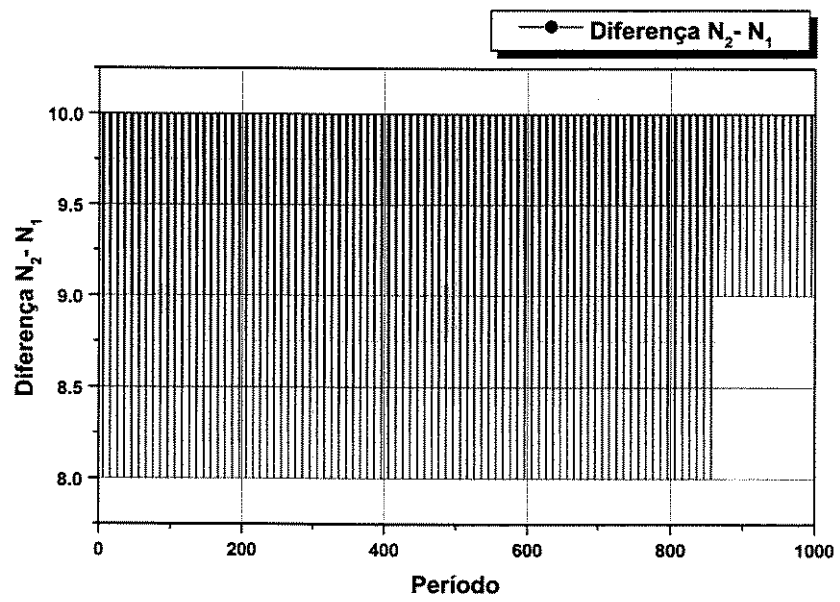


(c)

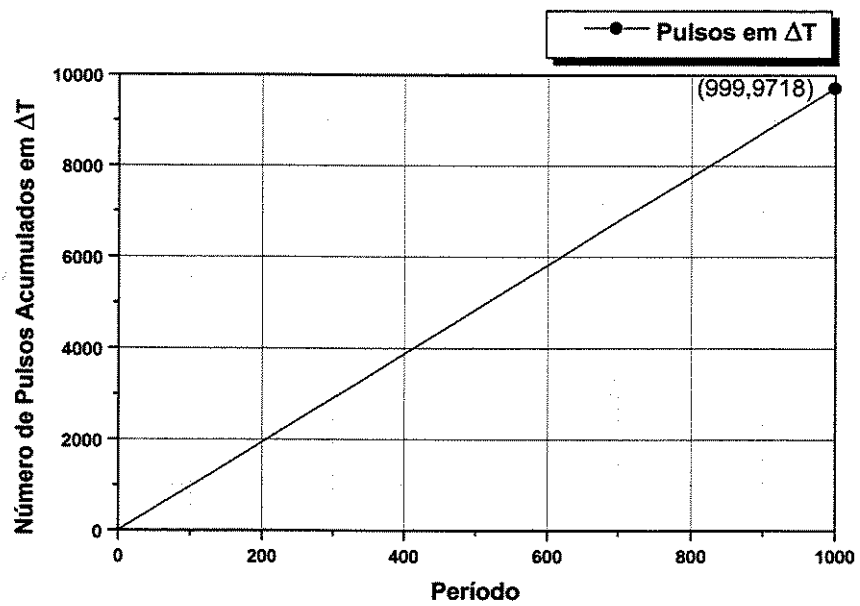


(d)

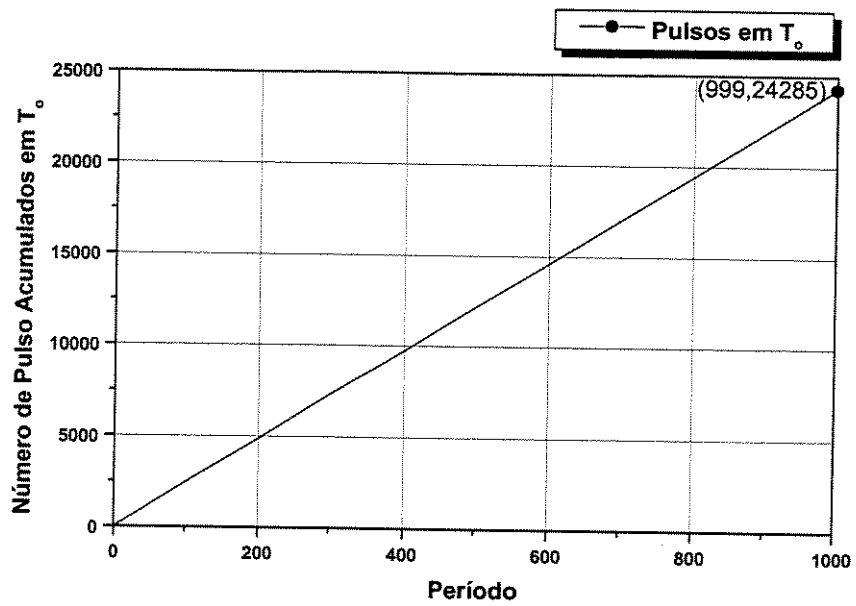
Figura A3-14: Para $\Delta\phi = 0.1$ rad



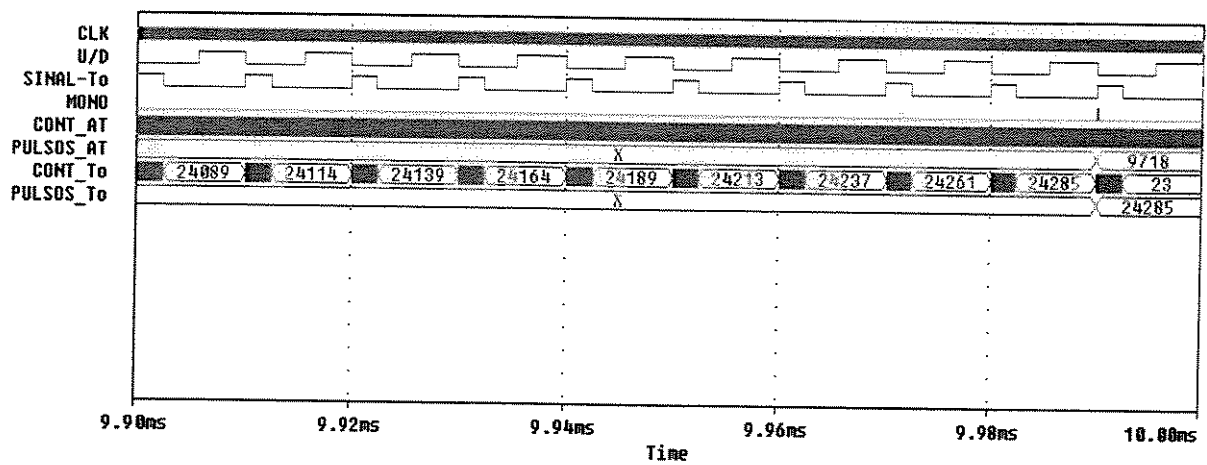
(a)



(b)

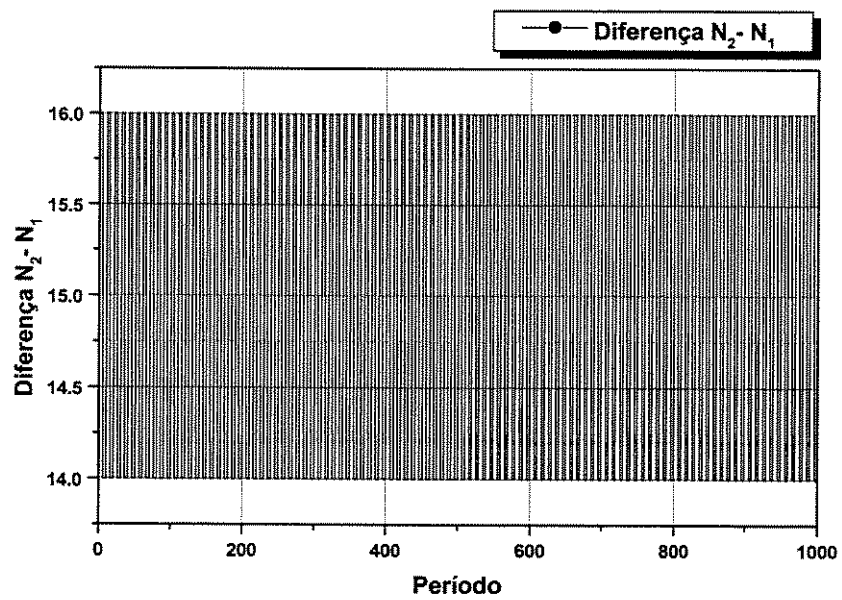


(c)

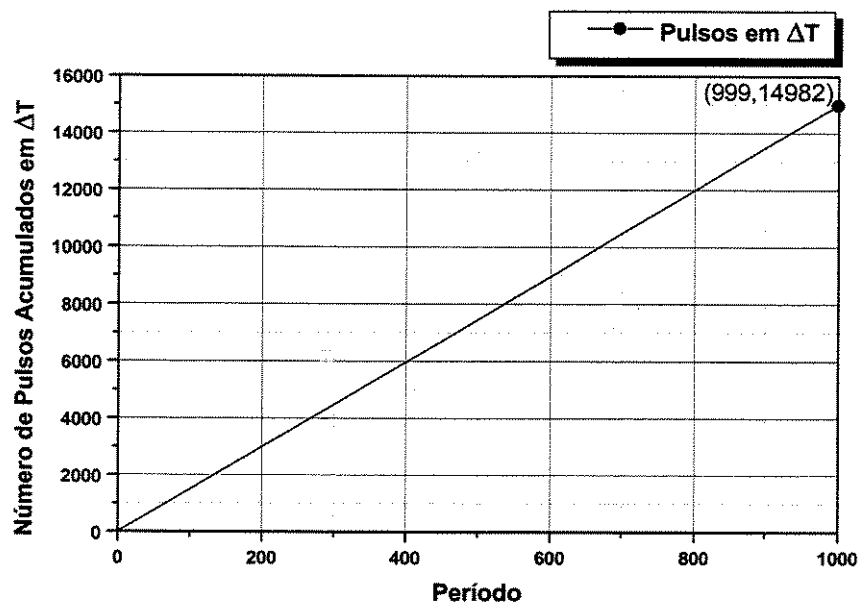


(d)

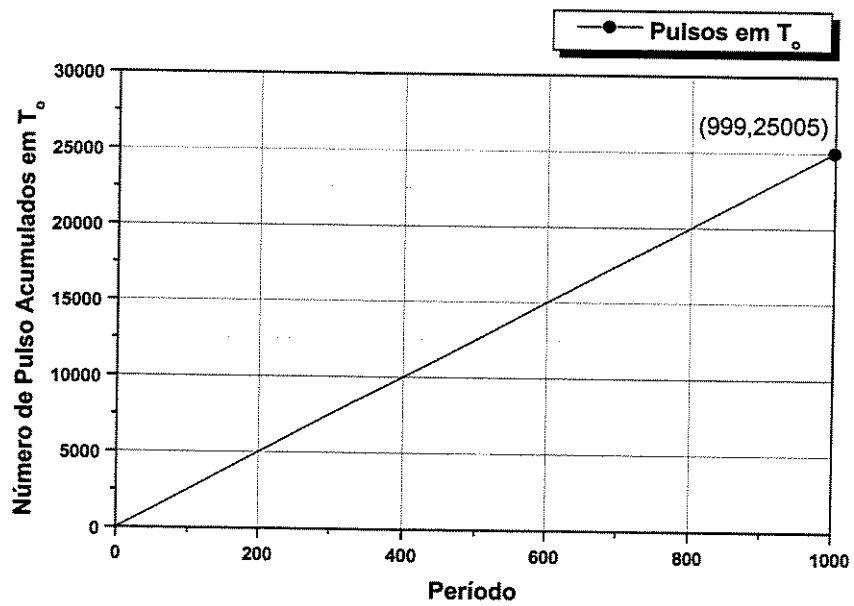
Figura A3-15: Para $\Delta\phi_s = 0.2$ rad



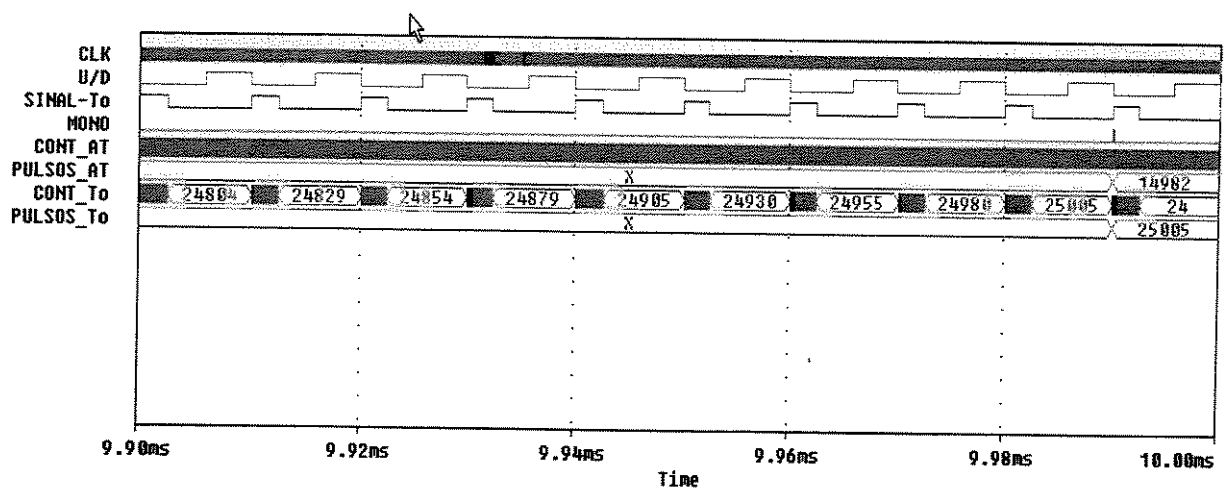
(a)



(b)

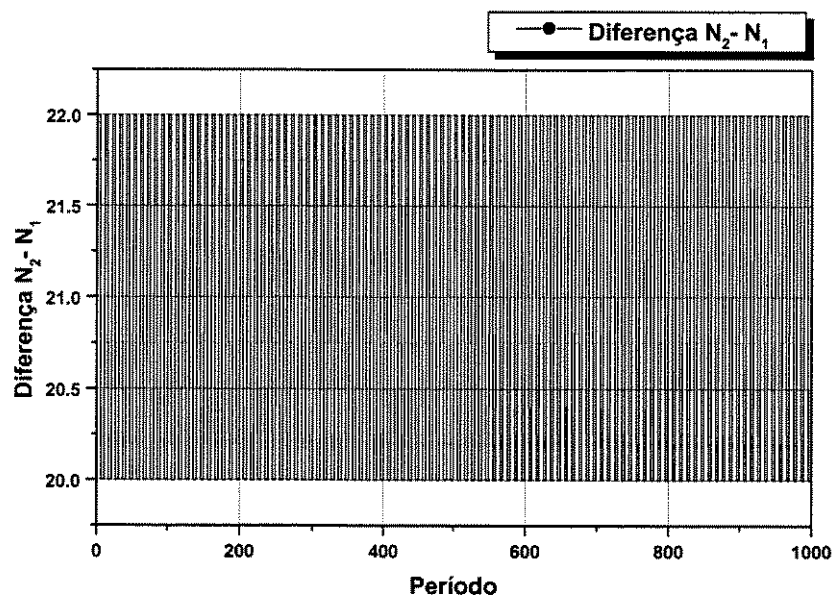


(c)

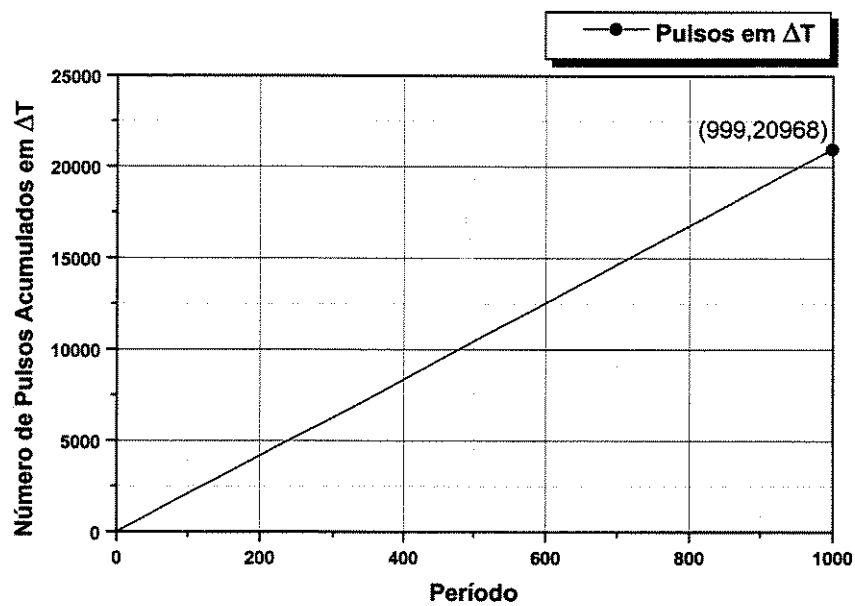


(d)

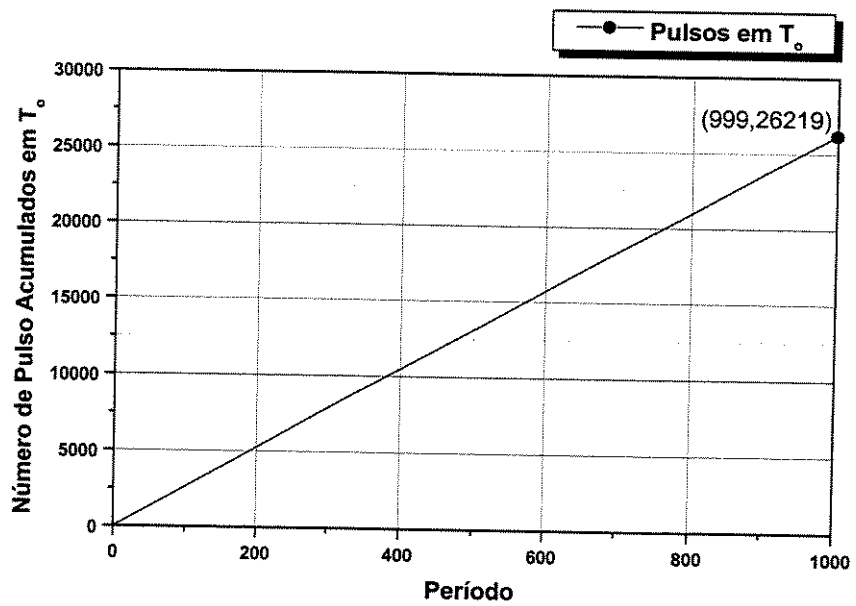
Figura A3-16: Para $\Delta\phi = 0.3$ rad



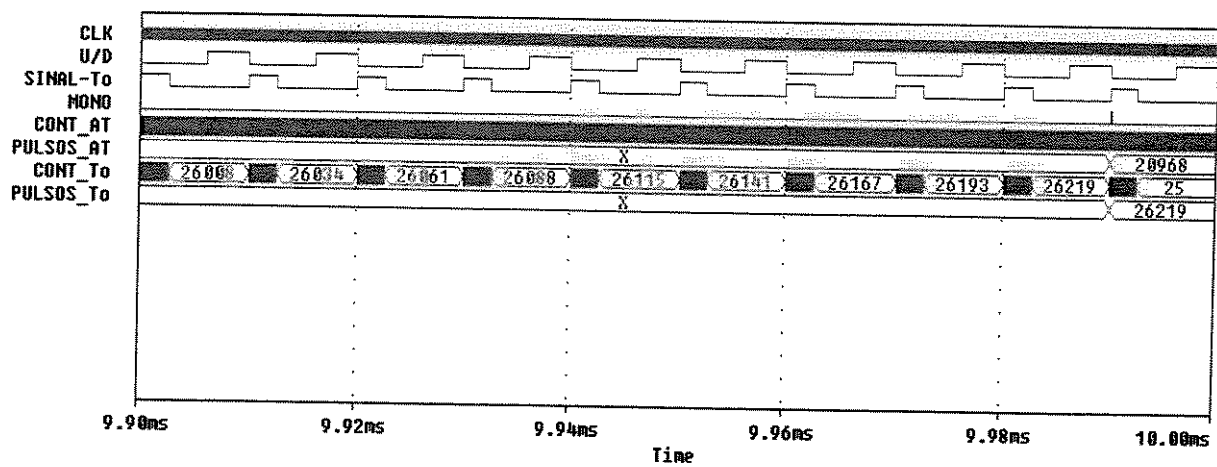
(a)



(b)

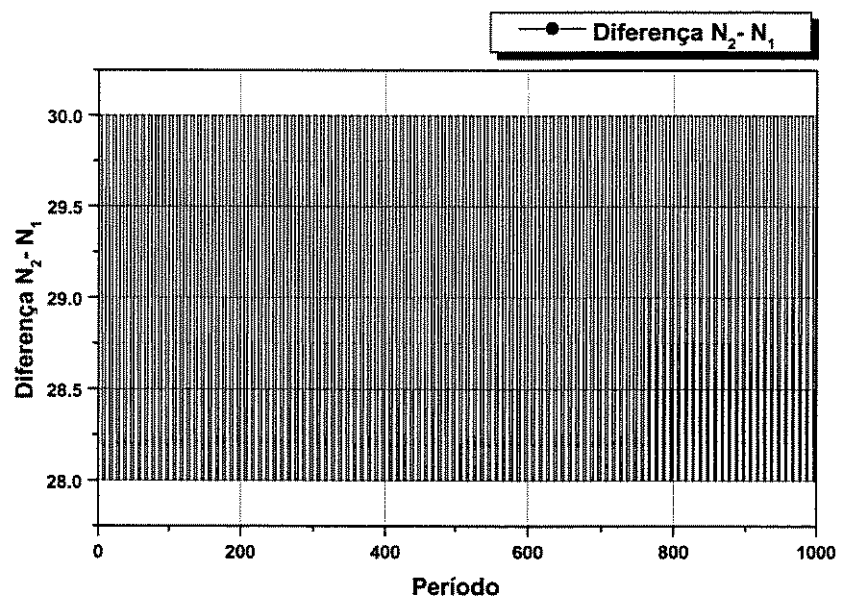


(c)

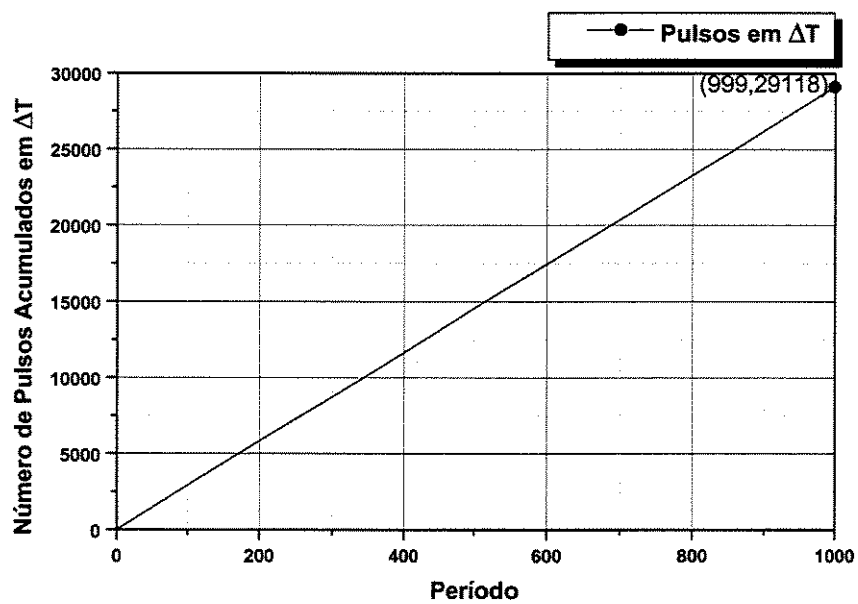


(d)

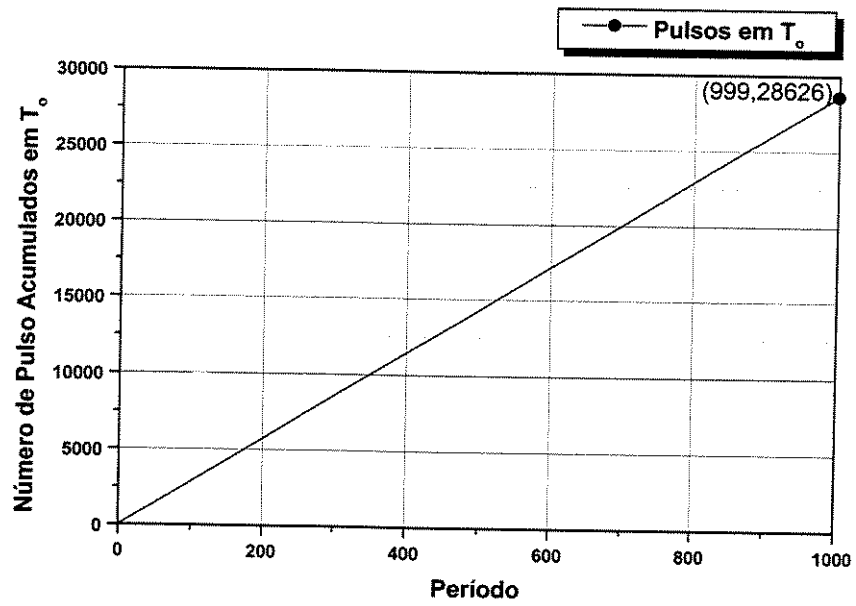
Figura A3-17: Para $\Delta\phi_s = 0.4$ rad



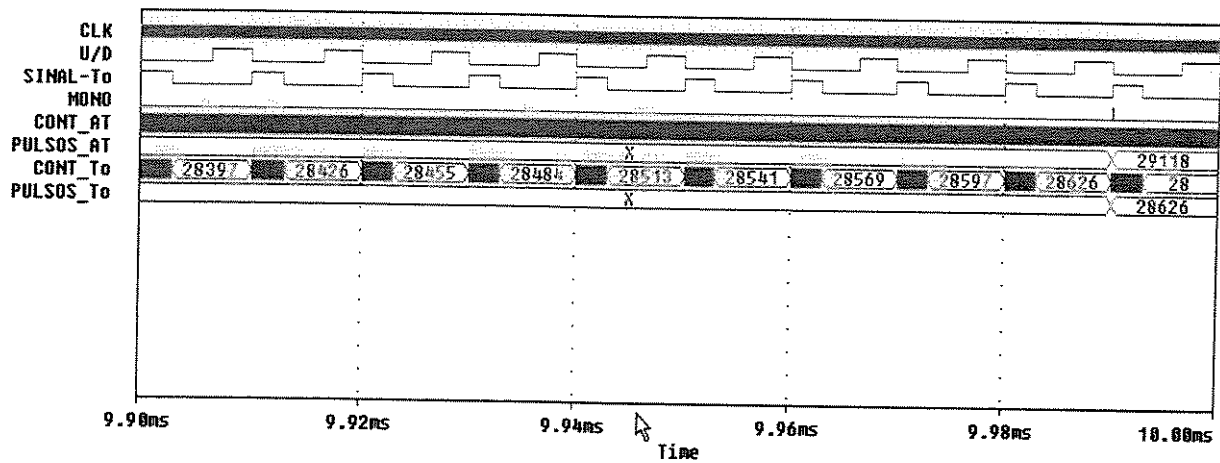
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura A3-18: Para $\Delta\phi_s = 0.5$ rad

Anexo IV

Resultados das Simulações com Ruído

1 - Figuras para $NP=10$ e $f_c=11.11111$ MHz:

a) Ruído em ΔT :

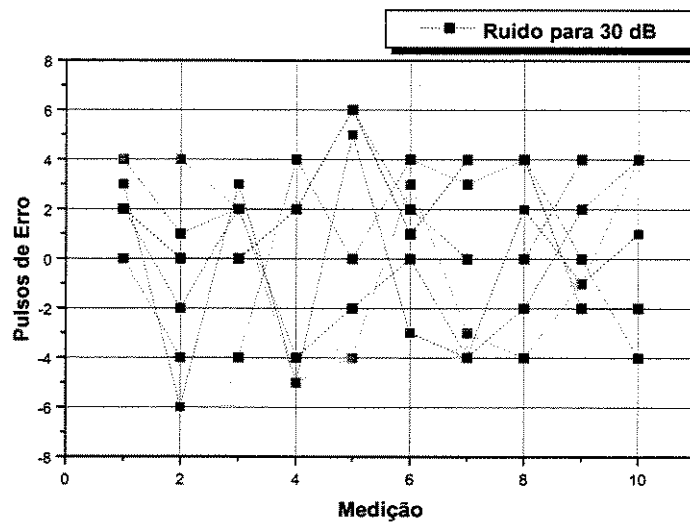


Figura A4-1: Ruído para 30 dB

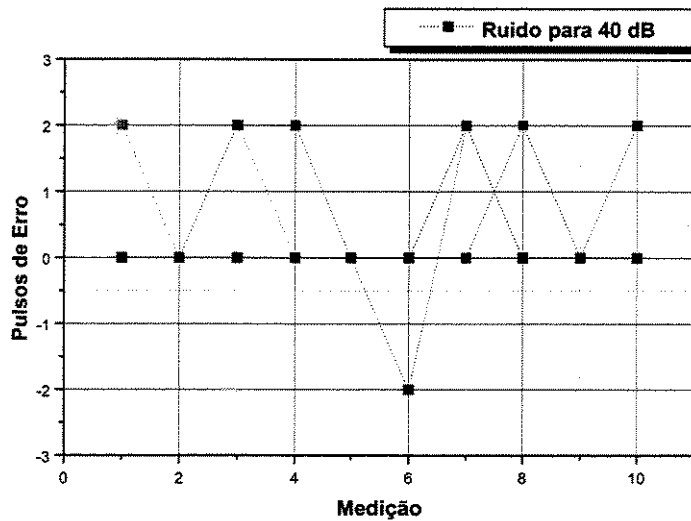


Figura A4-2: Ruído para 40 dB

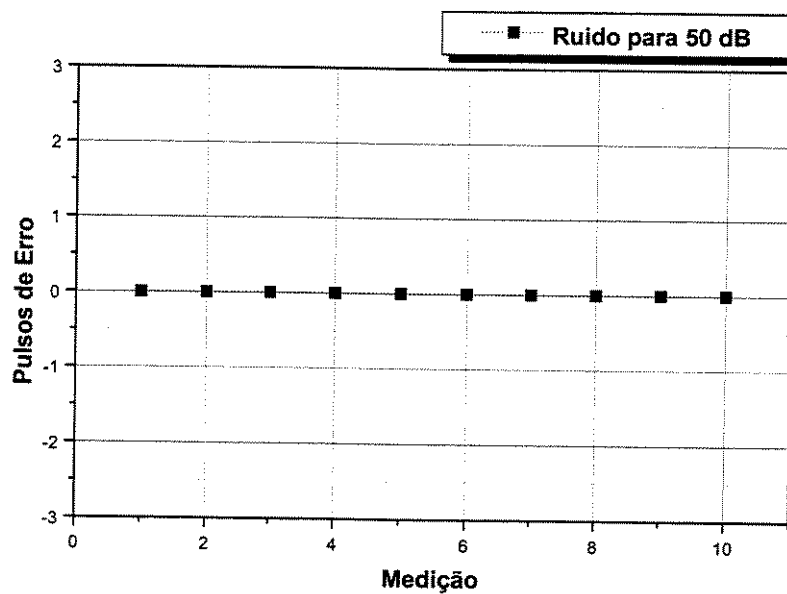


Figura A4-3: Ruído para 50 dB

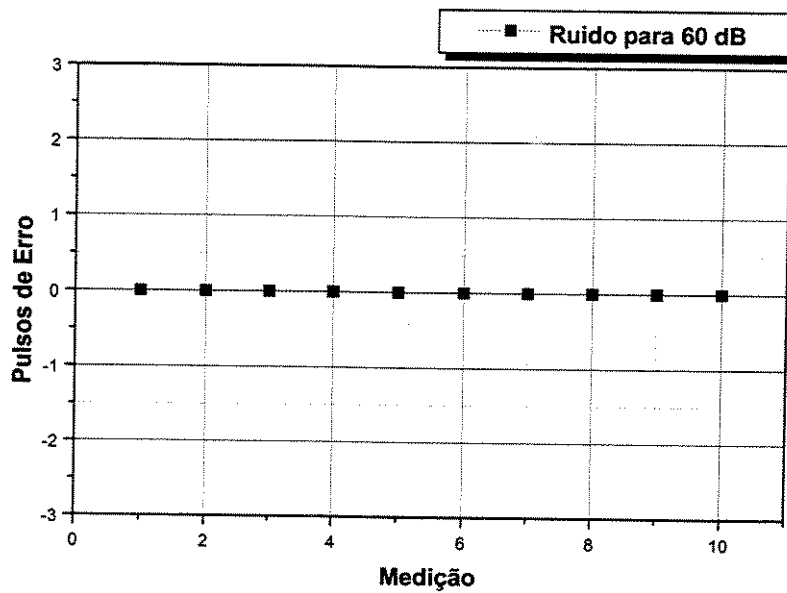


Figura A4-4: Ruído para 60 dB

b) Ruído em T_0 :

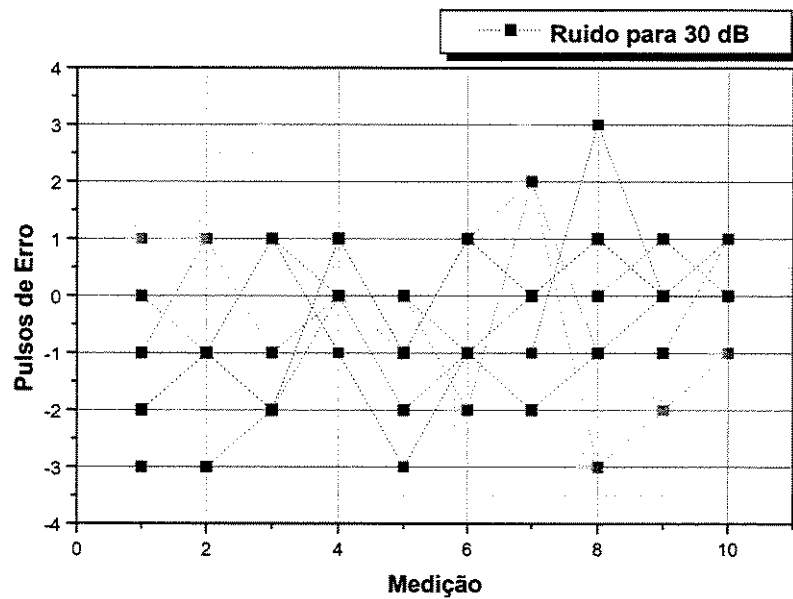


Figura A4-5: Ruído para 30 dB

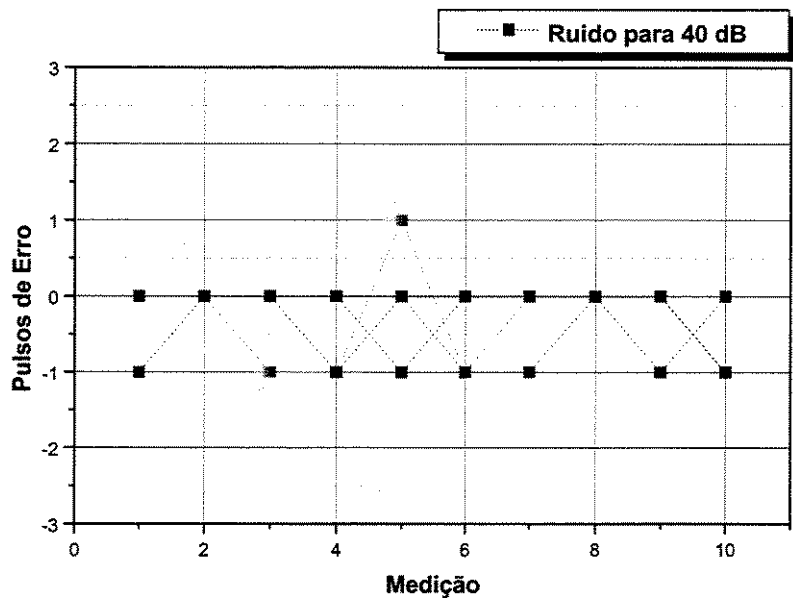


Figura A4-6: Ruído para 40 dB

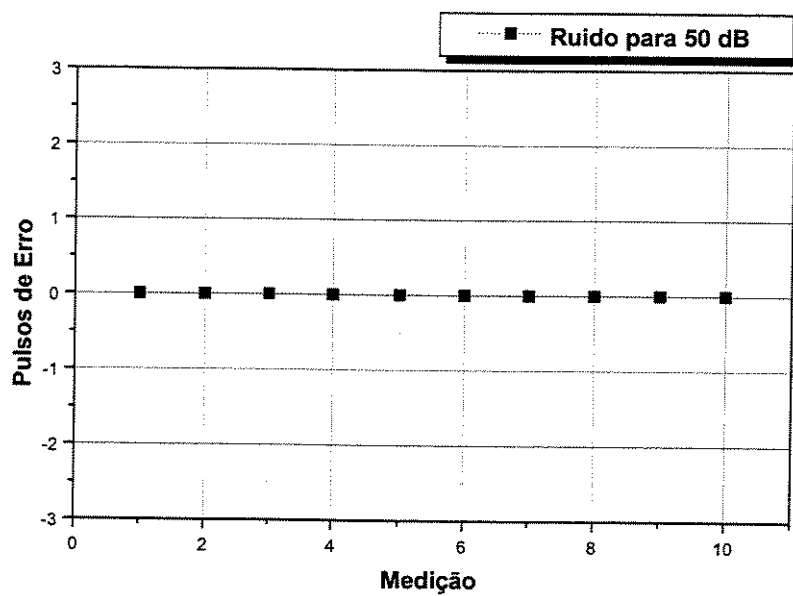


Figura A4-7: Ruído para 50 dB

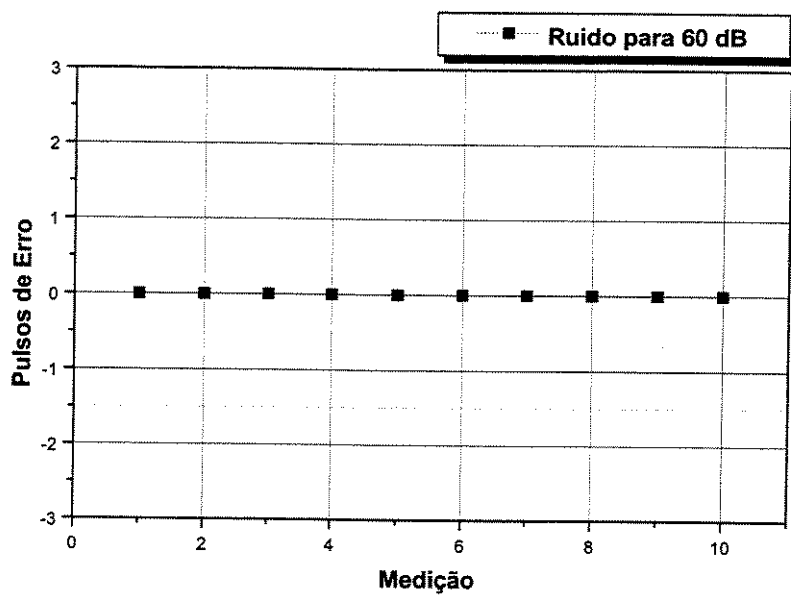


Figura A4-8: Ruído para 60 dB

2 - Figuras para $NP=100$ e $f_c=10.10101$ MHz:

a) Ruído em ΔT :

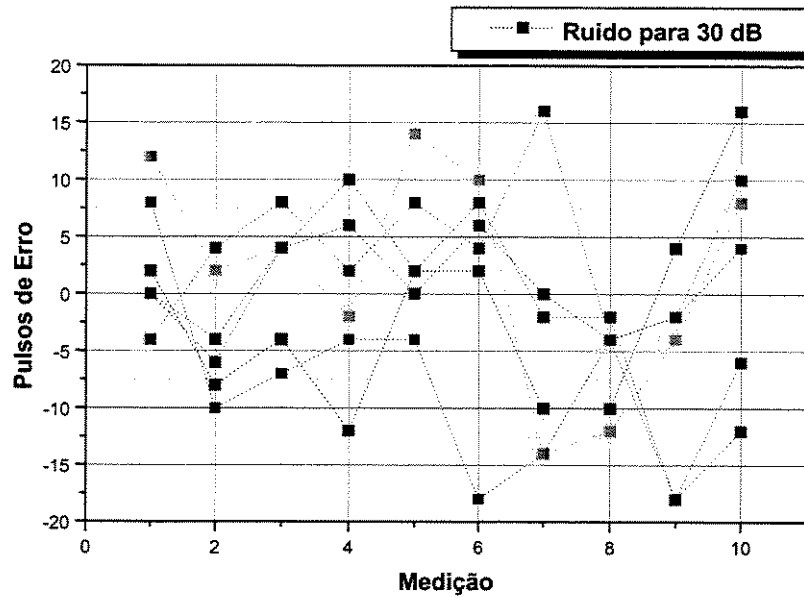


Figura A4-9: Ruído para 30 dB

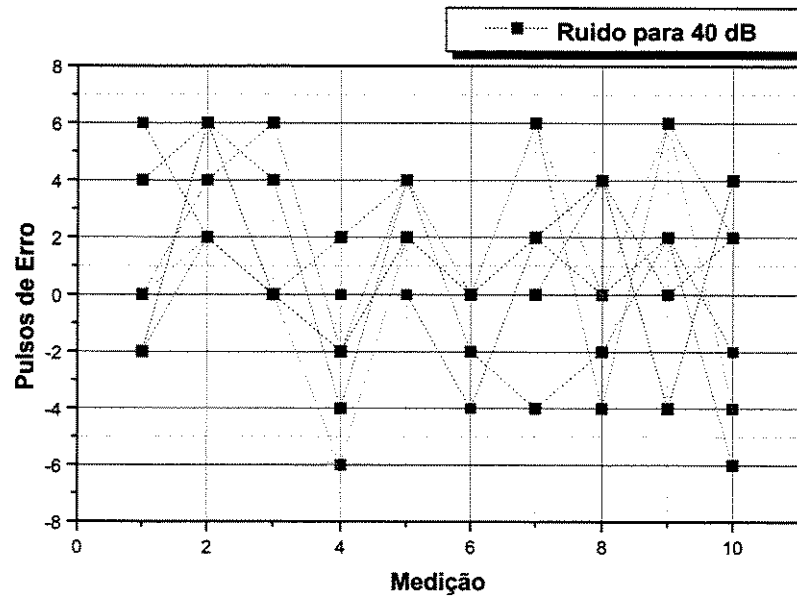


Figura A4-10: Ruído para 40 dB

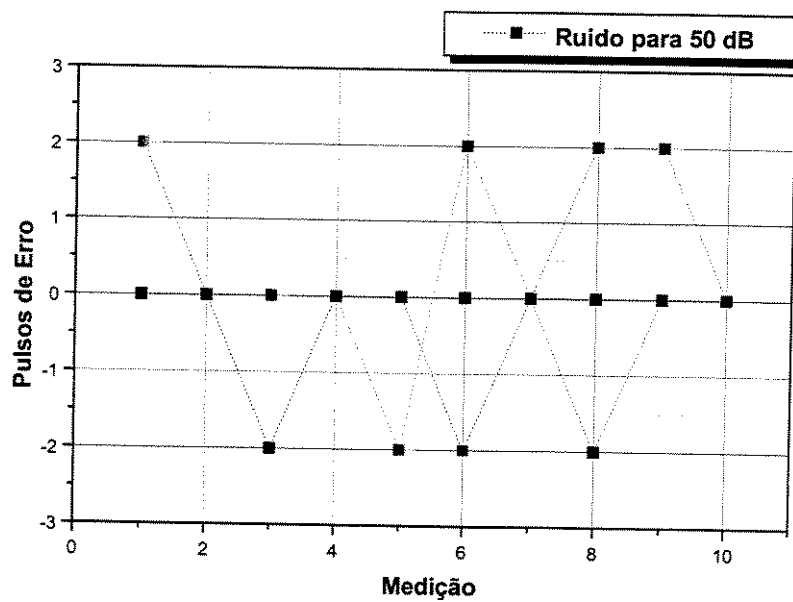


Figura A4-11: Ruído para 50 dB

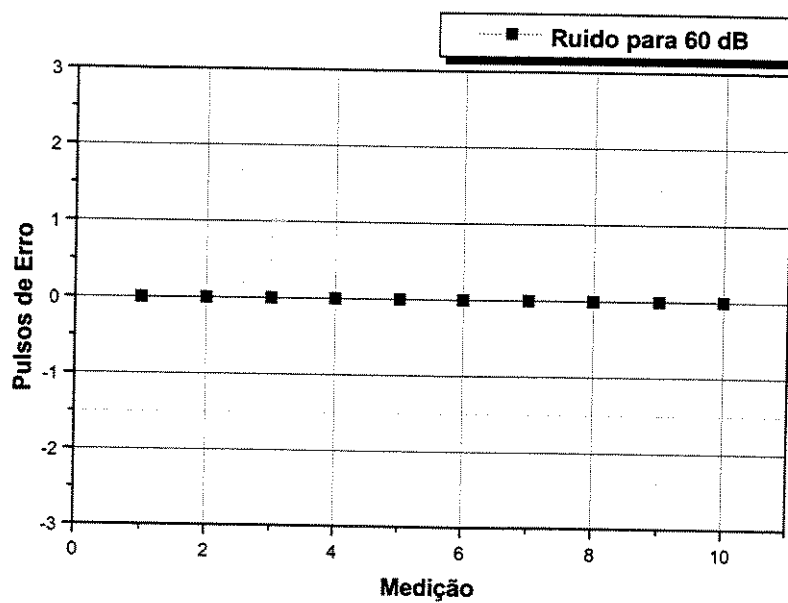


Figura A4-12: Ruído para 60 dB

b) Ruído em T_0 :

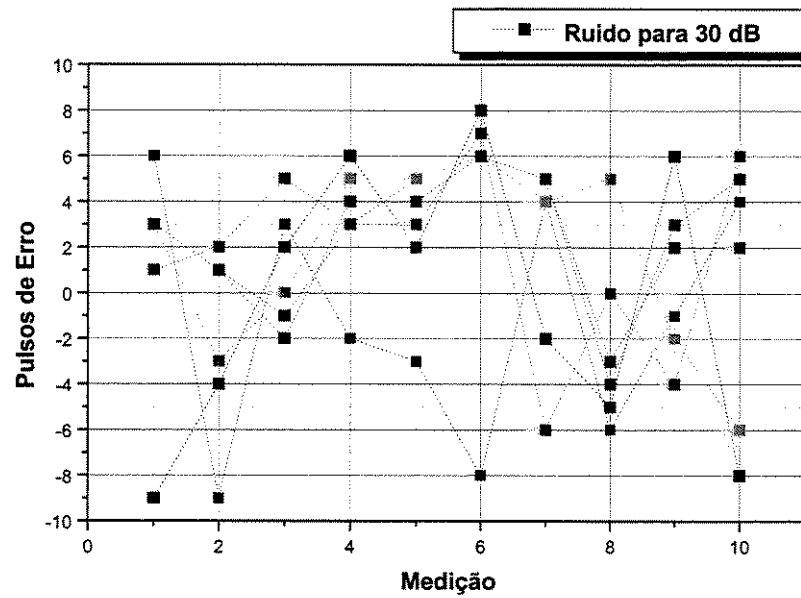


Figura A4-13: Ruído para 30 dB

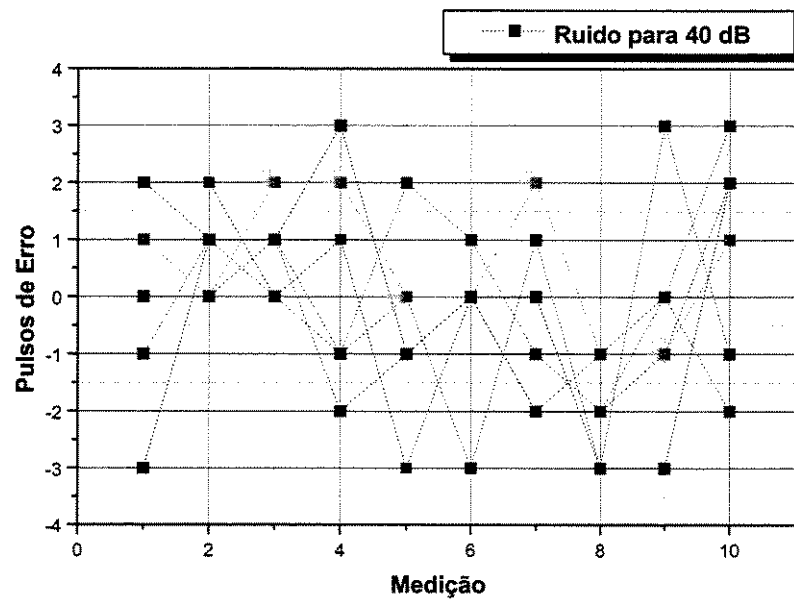


Figura A4-14: Ruído para 40 dB

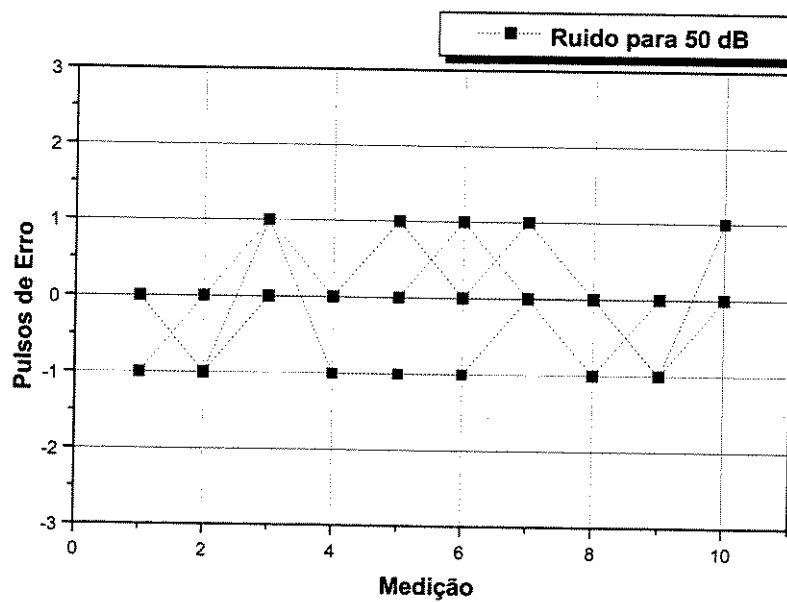


Figura A4-15: Ruído para 50 dB

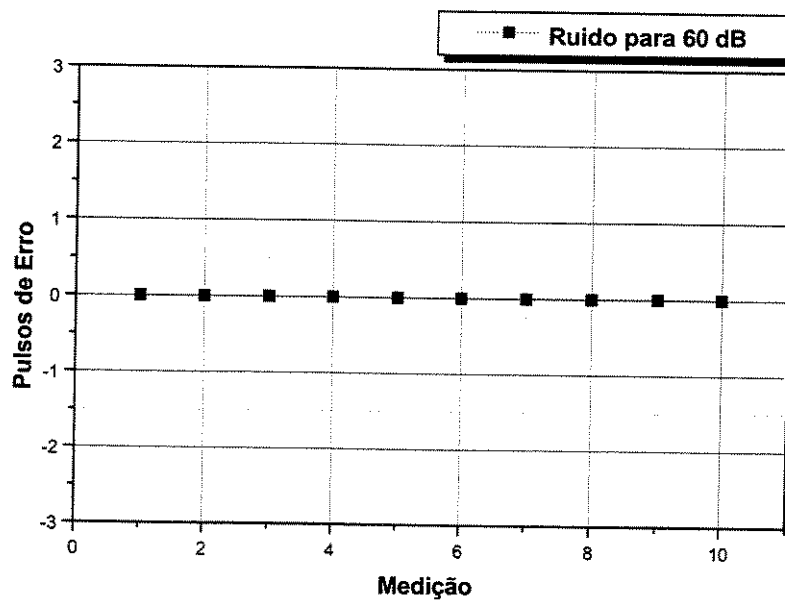


Figura A4-16: Ruído para 60 dB

3 - Figuras para $NP=1000$ e $f_c=10.01001$ MHz:

a) Ruído em ΔT :

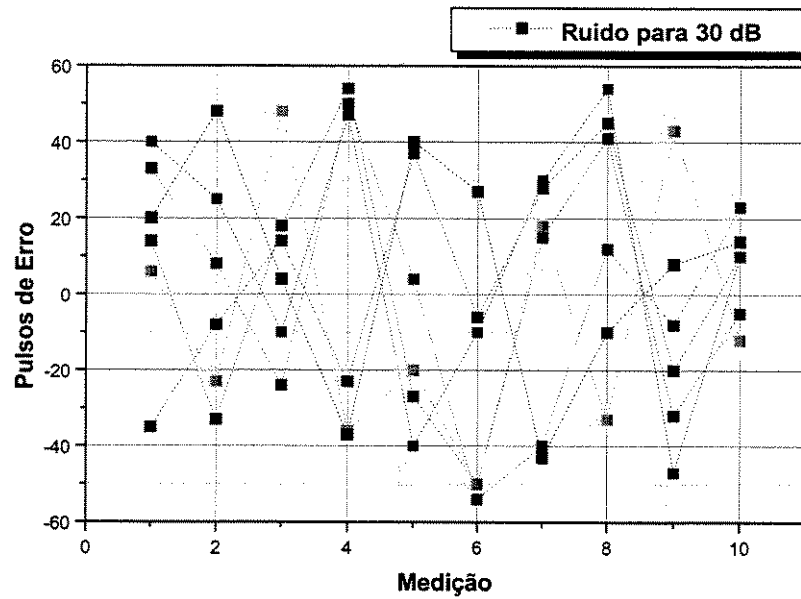


Figura A4-17: Ruído para 30 dB

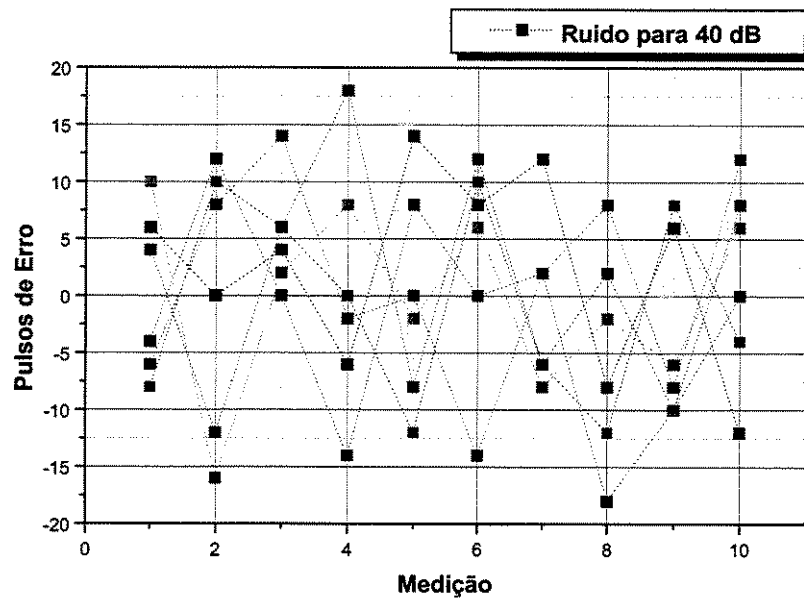


Figura A4-18: Ruído para 40 dB

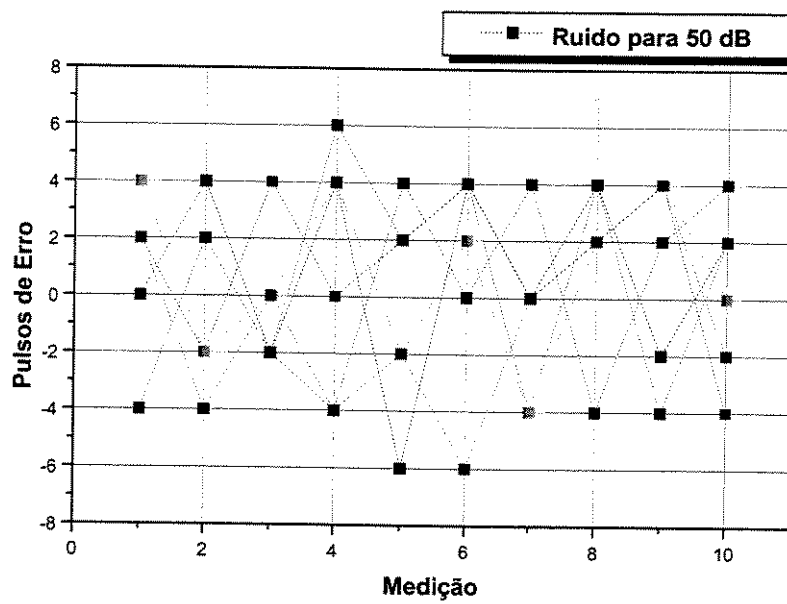


Figura A4-19: Ruído para 50 dB

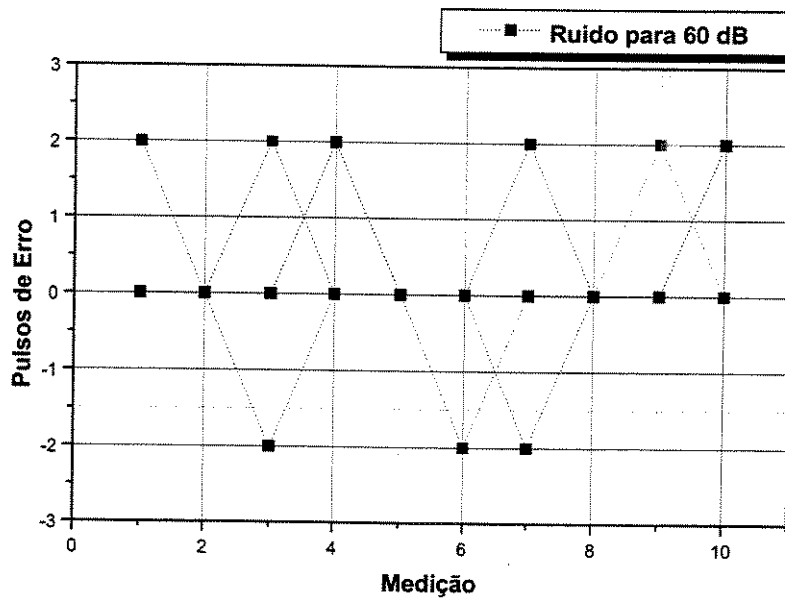


Figura A4-20: Ruído para 60 dB

b) Ruído em T_0 :

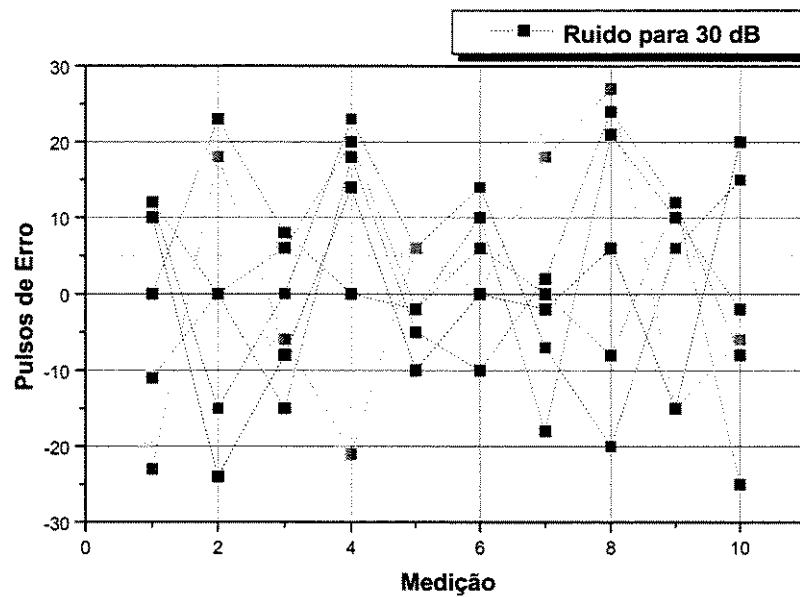


Figura A4-21: Ruído para 30 dB

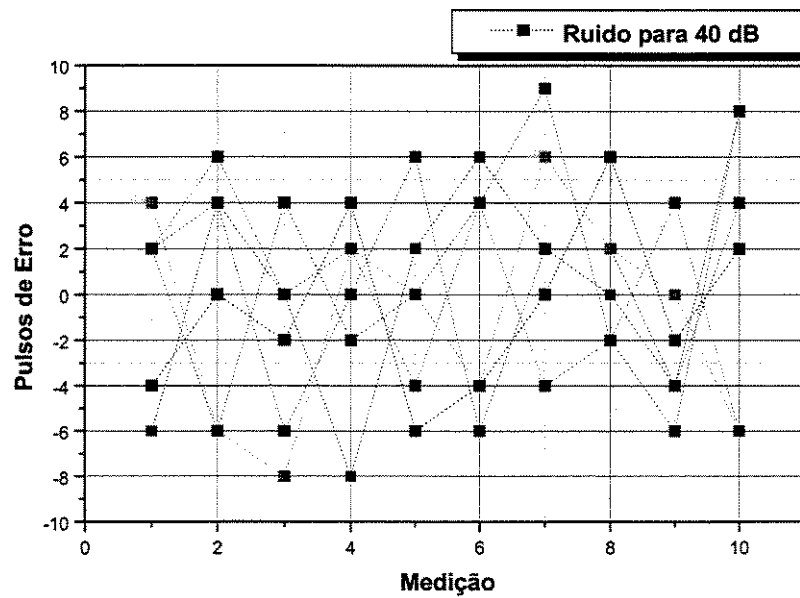


Figura A4-22: Ruído para 40 dB

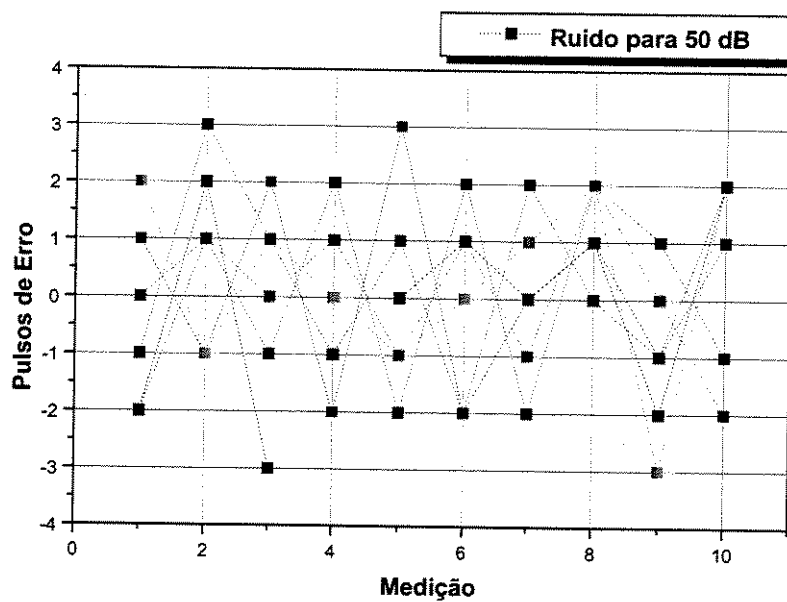


Figura A4-23: Ruído para 50 dB

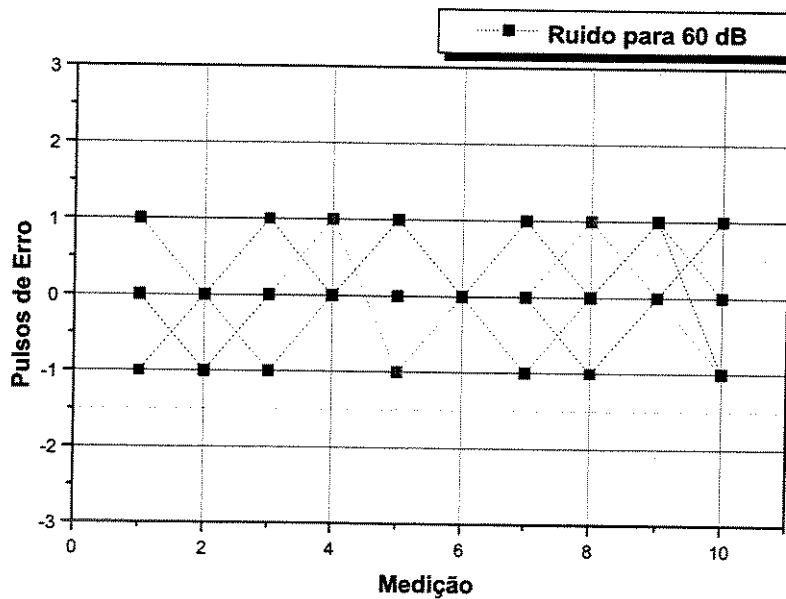


Figura A4-24: Ruído para 60 dB

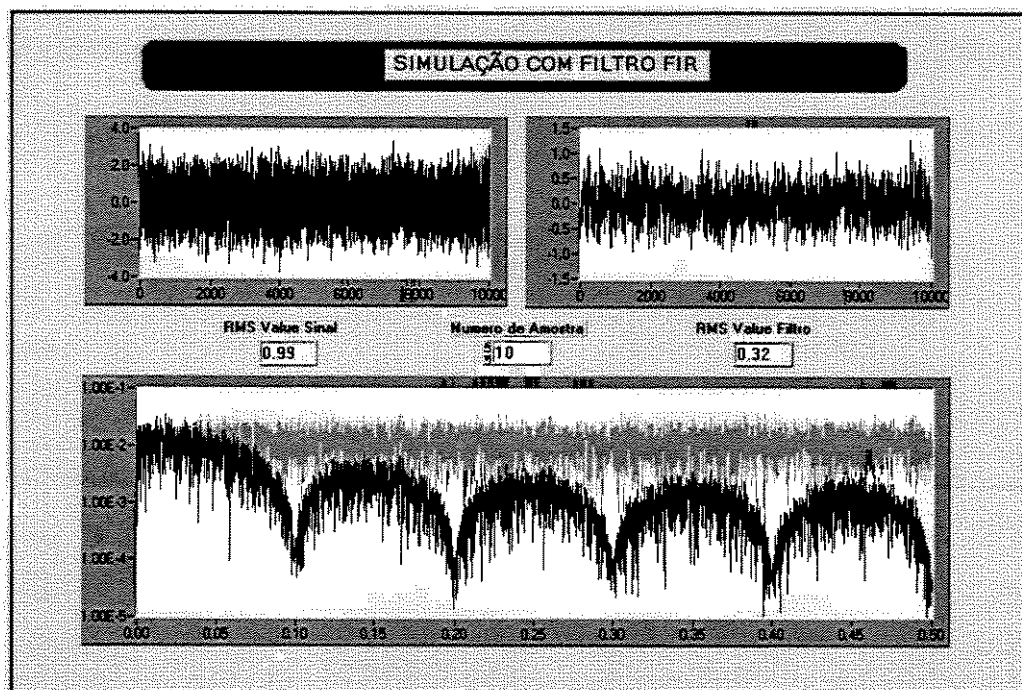


Figura A4-25: Resposta do Filtro para $NP=10$

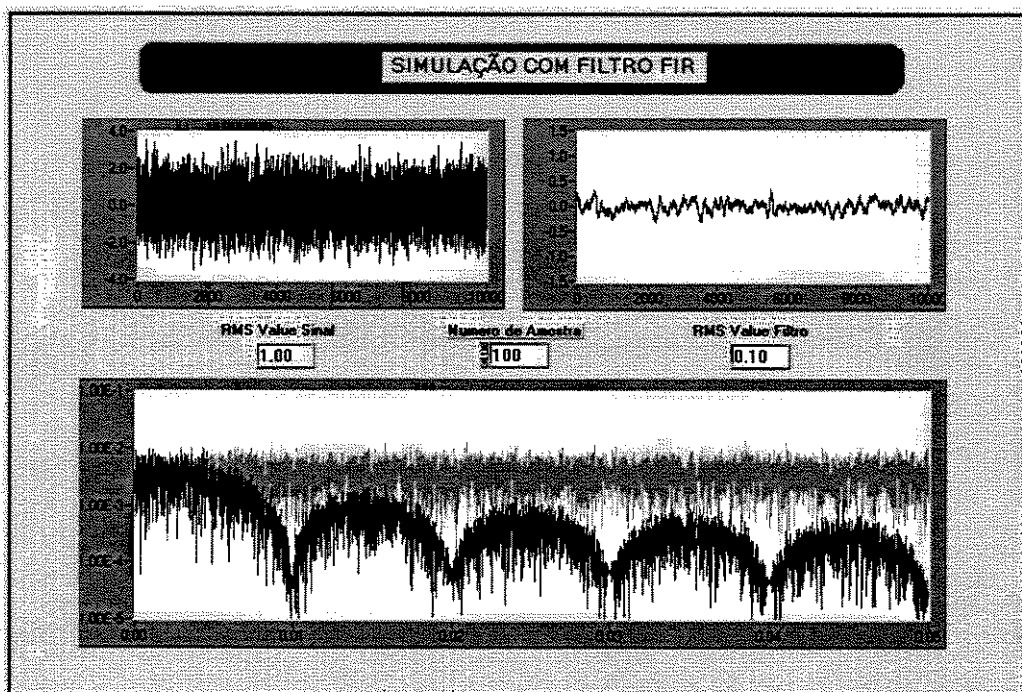


Figura A4-26: Resposta do Filtro para $NP=100$

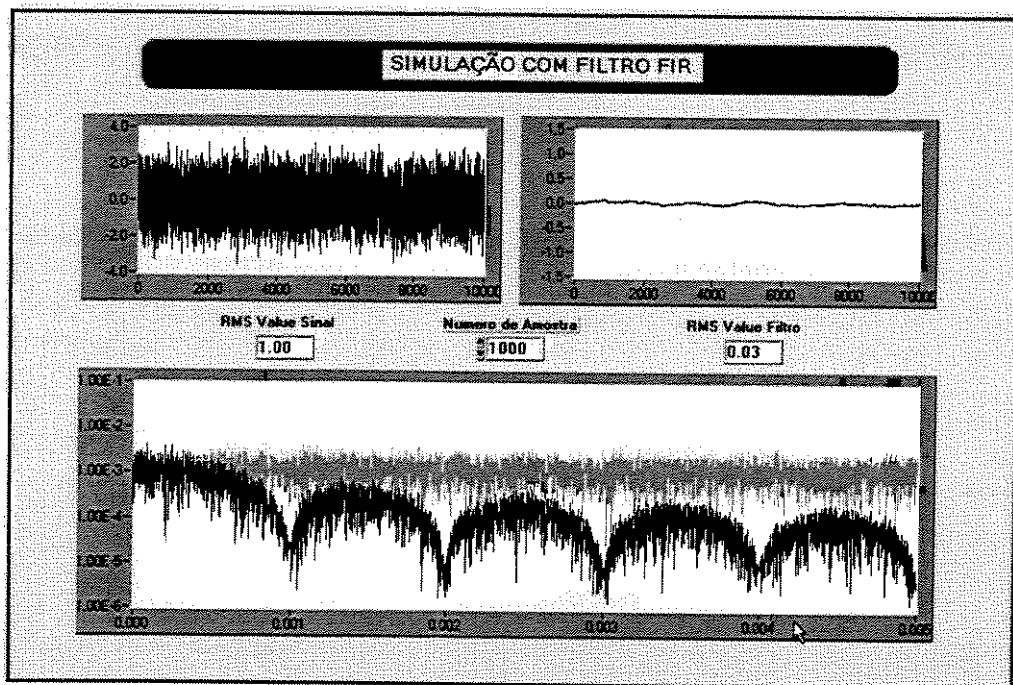


Figura A4-27: Resposta do Filtro para $NP=1000$

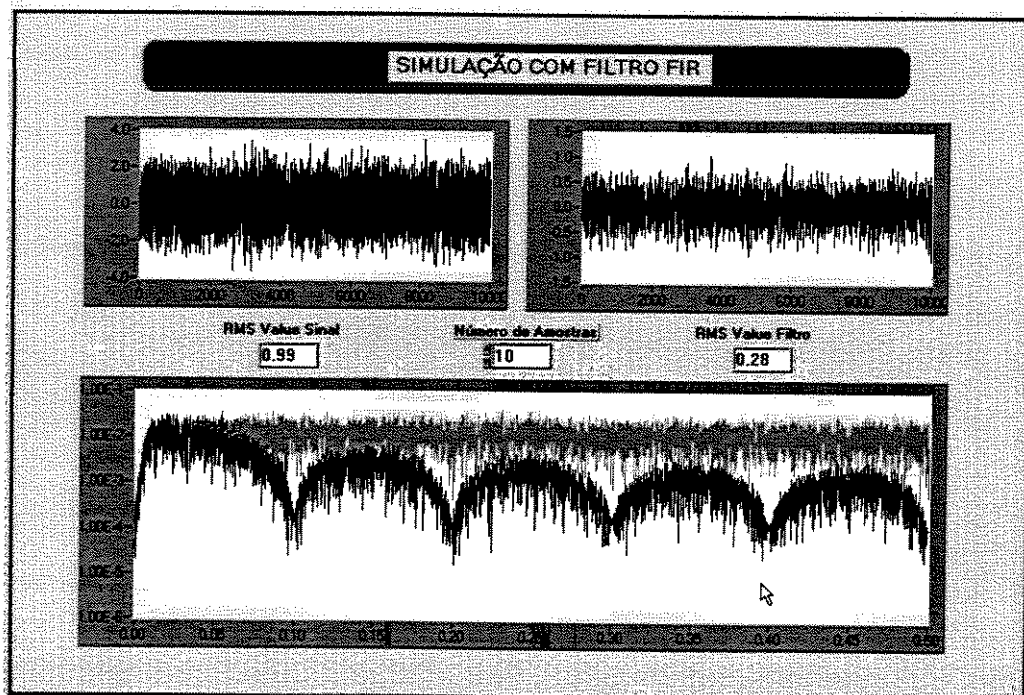


Figura A4-28: Resposta do Filtro para $NP=10$

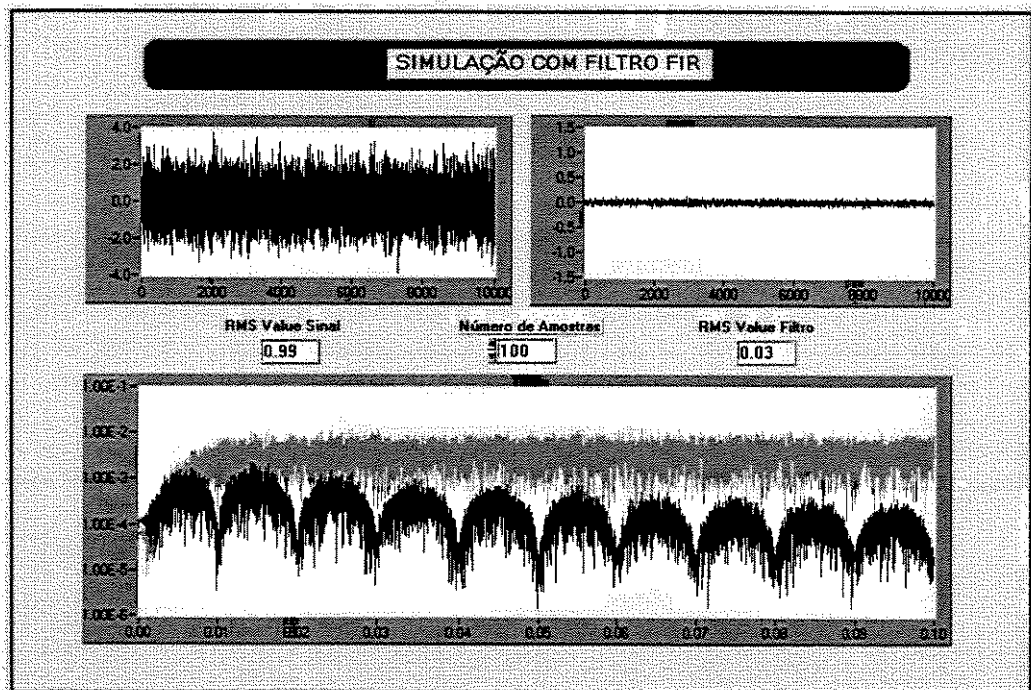


Figura A4-29: Resposta do Filtro para $NP=100$

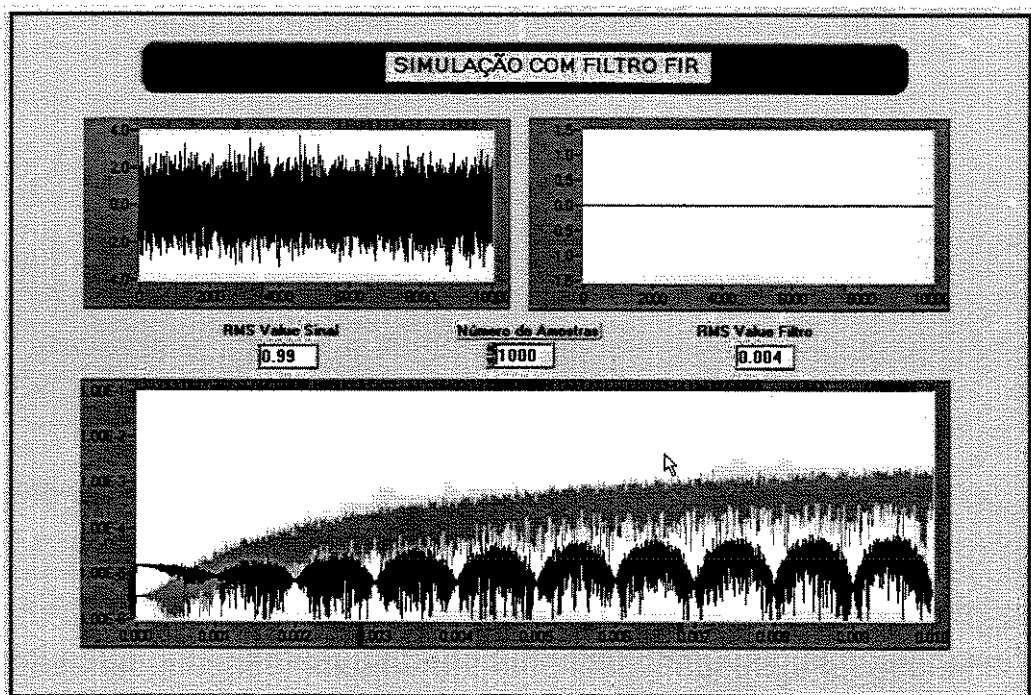


Figura A4-30: Resposta do Filtro para $NP=1000$