

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODOLFO GROSBELLI BARBOSA

**ANÁLISE DE *JITTER* CAUSADO PELO
RANDOM TELEGRAPH NOISE EM UM
OSCILADOR EM ANEL**

Porto Alegre
2024

RODOLFO GROSELLI BARBOSA

**ANÁLISE DE *JITTER* CAUSADO PELO
RANDOM TELEGRAPH NOISE EM UM
OSCILADOR EM ANEL**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Eletrônica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Fábio Fedrizzi Vidor

Porto Alegre
2024

RODOLFO GROSELLI BARBOSA

**ANÁLISE DE *JITTER* CAUSADO PELO
RANDOM TELEGRAPH NOISE EM UM
OSCILADOR EM ANEL**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth, UFRGS

Doutor pela Universidade de Dortmund - Alemanha

Banca Examinadora:

Prof. Dra. Fernanda Gusmão de Lima Kastensmidt, UFRGS

Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Tiago Oliveira Weber, UFRGS

Doutor pela Universidade de São Paulo - Brasil

Prof. Dr. Paulo Francisco Butzen, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre, Março de 2024.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meus pais e irmão, pelo grande incentivo e apoio diários durante todos os anos de estudo que tornaram este trabalho possível.

A meu orientador, Dr. Gilson Inácio Wirth, e co-orientador, Dr. Fábio Fedrizzi Vidor, pela paciência, dedicação e aptidão que apresentaram ao estimular meu desempenho neste estudo.

À CAPES pelo apoio financeiro por meio da bolsa de Mestrado.

À Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Sou muito grato a todos que já trabalharam e lutaram pela manutenção dessa importante instituição de ensino.

RESUMO

Random Telegraph Noise (RTN) é uma relevante fonte de variabilidade em circuitos integrados e um problema crescente devido ao *scaling* dos dispositivos. *Jitter* é uma de suas consequências; além disso, é um importante parâmetro para a medida de desempenho de componentes eletrônicos e de sistemas. Neste trabalho, a relação entre o *Random Telegraph Noise* e diferentes conceitos de *jitter* é estudada. Primeiramente, foi realizada uma análise do atraso de propagação do sinal de um inversor CMOS gerado pelo ruído. Depois, os conceitos *absolute*, *period* e *cycle-to-cycle jitters* são avaliados em um oscilador em anel de cinco estágios. Todos os dados foram gerados, usando a técnica de Monte Carlo, com um simulador SPICE modificado para representar o *Random Telegraph Noise*. Os resultados evidenciaram diversas diferenças entre as relações dos conceitos de *jitter* aplicados e parâmetros do ruído, o que possibilitou uma análise sobre medidas de variabilidade de desempenho do oscilador causada pelo RTN, considerando aplicações diferentes para o circuito.

Palavras-chave: Variabilidade, *Random Telegraph Noise*, Inversor CMOS, *Jitter*, Oscilador em Anel.

ABSTRACT

Random Telegraph Noise is a relevant source of variability in integrated circuits and a growing issue due to device scaling. Jitter is one of its consequences; moreover, it is an important parameter of performance measurements for electronic components and systems. In this work, the relationship between Random Telegraph Noise and different concepts of jitter is studied. Firstly, a gate delay variability study of a CMOS inverter is discussed. Then, absolute, period, and cycle-to-cycle jitter are evaluated in a five-stage ring oscillator. All the data were generated with a SPICE simulator modified to properly account for Random Telegraph Noise, using the Monte Carlo technique. The results highlighted several differences of the relationships between the applied jitter concepts and noise parameters, which enabled an analysis of oscillator performance variability measures, considering different applications for the circuit.

Keywords: Variability, Random Telegraph Noise, CMOS Inverter, Jitter, Ring Oscillator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Preço e número de vendas de transistores no mercado de semicondutores.	11
Figura 2 –	Representação do <i>scaling</i> dos transistores por meio da densidade de integração.	12
Figura 3 –	Representação de formação das armadilhas na interface entre óxido e semicondutor.	14
Figura 4 –	Exemplo de sinal RTN gerado por uma armadilha.	15
Figura 5 –	Sinal RTN com múltiplas armadilhas.	16
Figura 6 –	Troca de estado de uma armadilha no nível da Energia de Fermi.	18
Figura 7 –	Espectro do RTN em escala logarítmica.	20
Figura 8 –	Representação do <i>absolute jitter</i>	22
Figura 9 –	Exemplificação do <i>Period Jitter</i>	22
Figura 10 –	Exemplificação do <i>cycle-to-cycle jitter</i>	23
Figura 11 –	Atraso de propagação do sinal de um inversor (t_p).	24
Figura 12 –	Variação do atraso de propagação do sinal de um inversor.	25
Figura 13 –	Modelo de <i>jitter</i> simplificado para o inversor.	26
Figura 14 –	Oscilador de cinco estágios.	27
Figura 15 –	Modelo de <i>absolute jitter</i> simplificado para o oscilador.	28
Figura 16 –	Modelo de <i>period jitter</i> simplificado para o oscilador.	28
Figura 17 –	Modelo de <i>cycle-to-cycle jitter</i> simplificado para o oscilador.	28
Figura 18 –	Passos simplificados para a obtenção dos resultados do experimento do inversor CMOS.	31
Figura 19 –	Circuito de simulação completo do inversor CMOS.	31
Figura 20 –	Exemplos de medidas de atraso de propagação do sinal de um inversor para armadilhas com diferentes constantes de tempo.	33
Figura 21 –	Desvio padrão normalizado do atraso de propagação do sinal do inversor (σ/μ) em função da constante de tempo das armadilhas (τ).	34
Figura 22 –	Desvio padrão normalizado (σ/μ) do atraso de propagação do sinal do inversor em função da constante de tempo da armadilha normalizada (τ/t_p).	35
Figura 23 –	Passos simplificados para a obtenção dos resultados do experimento do oscilador em anel.	36
Figura 24 –	Oscilador em anel de cinco estágios.	37
Figura 25 –	Geração de diferentes janelas de tempo.	38
Figura 26 –	Resultados para o <i>absolute jitter</i> em função do tempo.	39
Figura 27 –	Módulo da média do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	41
Figura 28 –	Média do módulo do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	42

Figura 29 –	Desvio padrão do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	42
Figura 30 –	<i>Period jitter</i> calculado para diferentes constantes de tempo.	43
Figura 31 –	Média do módulo do PJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	45
Figura 32 –	Desvio padrão do PJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	45
Figura 33 –	<i>Cycle-to-cycle jitter</i>	46
Figura 34 –	Módulo da média do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas. . .	48
Figura 35 –	Média do módulo do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas. . .	48
Figura 36 –	Desvio padrão do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.	49
Figura 37 –	Valores do <i>absolute jitter</i> para uma simulação com múltiplas armadilhas.	51
Figura 38 –	Gráficos do módulo da média do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	52
Figura 39 –	Gráficos da média do módulo do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	52
Figura 40 –	Gráficos do desvio padrão do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	53
Figura 41 –	Valores de <i>period jitter</i> para uma simulação com múltiplas armadilhas em uma janela de tempo específica.	53
Figura 42 –	Gráficos da média do módulo do PJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	54
Figura 43 –	Gráficos do desvio padrão do PJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	55
Figura 44 –	Valores de <i>cycle-to-cycle jitter</i> para uma simulação com múltiplas armadilhas em uma janela de tempo específica.	55
Figura 45 –	Gráficos do módulo da média do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	56
Figura 46 –	Gráficos da média do módulo do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	57
Figura 47 –	Gráficos do desvio padrão do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Dados estimados relacionando nós tecnológicos com a média do impacto de cada armadilha.	17
Tabela 2 –	Resultados do estudo do inversor CMOS, com as médias e desvios padrão de t_p	32
Tabela 3 –	Resultados para o <i>absolute jitter</i>	40
Tabela 4 –	Resultados para o <i>period jitter</i>	44
Tabela 5 –	Resultados para o <i>cycle-to-cycle jitter</i>	47
Tabela 6 –	Resultados do <i>absolute jitter</i> e MTIE para as simulações com múltiplas armadilhas.	51
Tabela 7 –	Resultados do <i>period jitter</i> para as simulações com múltiplas armadilhas.	54
Tabela 8 –	Resultados do <i>cycle-to-cycle jitter</i> para as simulações com múltiplas armadilhas.	56

LISTA DE ABREVIATURAS

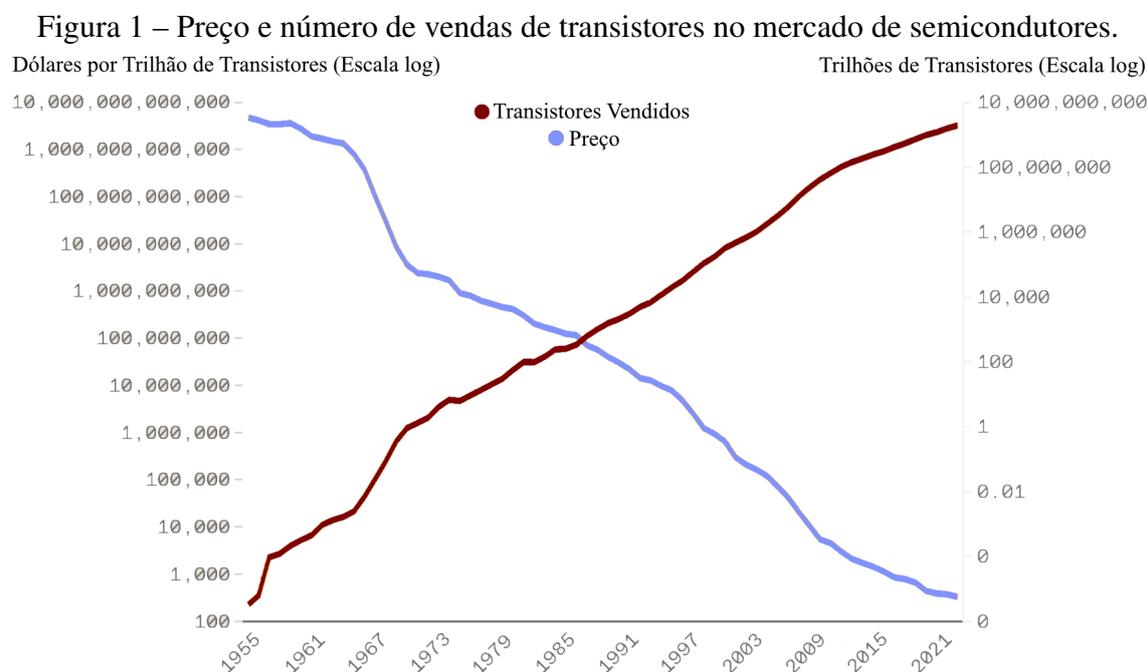
AJ	<i>Absolute Jitter</i>
C2CJ	<i>Cycle-to-cycle Jitter</i>
CI	Circuito Integrado
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Silicon</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor</i>
Laprot	Laboratório de Prototipagem e Teste
L	Comprimento do Canal de Condução do Transistor
MOS	<i>Metal Oxide Silicon</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor</i>
MTIE	<i>Maximum Timing Interval Error</i>
NMOS	<i>Negative Metal Oxide Silicon</i>
PJ	<i>Period Jitter</i>
PMOS	<i>Positive Metal Oxide Silicon</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
PTM	<i>Predictive Transistor Model</i>
RTN	<i>Random Telegraph Noise</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
W	Largura do Canal de Condução do Transistor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	14
2.1	Random Telegraph Noise	14
2.1.1	O Impacto da Armadilha	16
2.1.2	As Constantes de Tempo	17
2.1.3	A Densidade Espectral de Potência do Ruído	18
2.1.4	O Número de Armadilhas e Fatores Limitantes ao Medir RTN	20
2.2	Jitter	21
2.2.1	<i>Absolute Jitter</i>	21
2.2.2	<i>Period Jitter</i>	22
2.2.3	<i>Cycle-to-Cycle Jitter</i>	23
2.2.4	<i>Maximum Time Interval Error</i>	24
2.3	Inversor CMOS	24
2.4	Oscilador em Anel de 5 Estágios	26
3	EXPERIMENTOS E DISCUSSÕES	29
3.1	Inversor CMOS	30
3.1.1	Metodologia Experimental	30
3.1.2	Resultados	32
3.2	Oscilador em Anel de 5 Estágios	36
3.2.1	Metodologia Experimental	36
3.2.2	Resultados para Casos com uma Única Armadilha	39
3.2.3	Resultados para Casos com Múltiplas Armadilhas	50
4	CONCLUSÃO	59
	REFERÊNCIAS	61
	APÊNDICE A PUBLICAÇÃO	66

1 INTRODUÇÃO

O mercado de semicondutores movimentou a venda de mais de 1 trilhão de dispositivos em 2023 (SIA, 2023), fabricou cerca de 10^{21} transistores em 2022 (MOORE, 2022), e foi avaliado em aproximadamente 527,88 bilhões de dólares nos últimos anos, com uma grande perspectiva de crescimento (INSIGHTS, 2022). A demanda por mais *chips* tem incentivado maiores investimentos neste setor, gerando um grande número de pesquisas e desenvolvimento nas últimas décadas. O crescimento e investimento do mercado de semicondutores pode ser percebido por meio do gráfico presente na Figura 1, que mostra o valor dos transistores e a quantidade vendida em função do tempo.



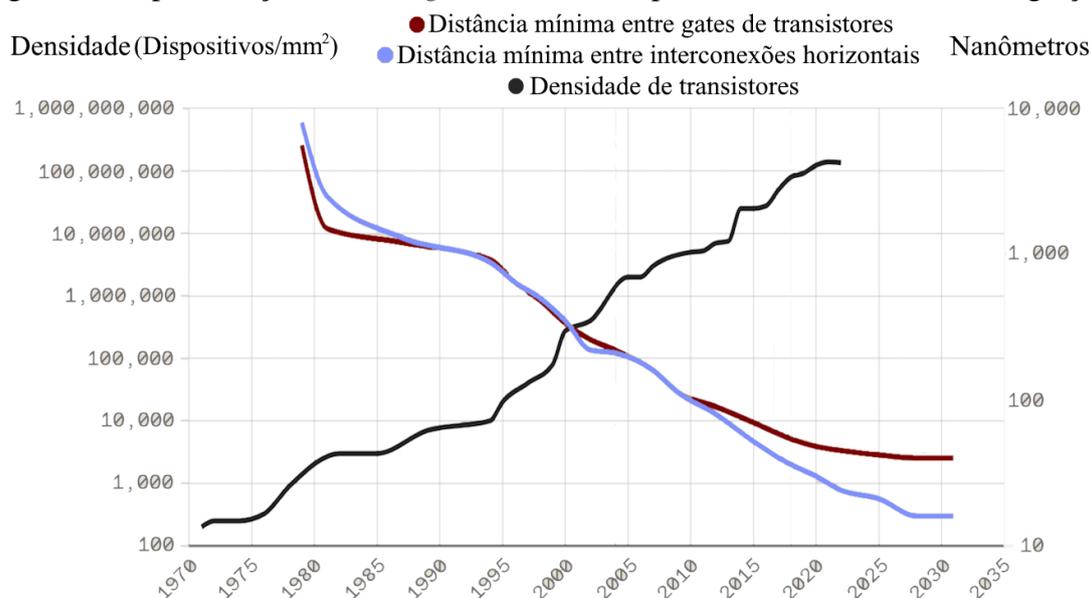
Fonte - Adaptado de (MOORE; SCHNEIDER, 2022).

Com o grande investimento e desenvolvimento desse setor, o processo de manufatura de circuitos nanoeletrônicos já é caracterizado por sua complexidade, onde comportamentos estocásticos têm um efeito relevante nos resultados. Isso leva a preocupações sobre diferentes fontes de variabilidade em dispositivos CMOS nanométricos. O *Random Te-*

legraph Noise (RTN) também conhecido como *Random Telegraph Signal*, é uma dessas fontes de variabilidade que, diferentemente de variações decorrentes de dimensões físicas ou de agentes dopantes, causa uma variabilidade dependente do tempo (WIRTH, 2021a).

Esse ruído resulta em flutuações da corrente de dreno dos transistores devido ao fenômeno elétrico *charge trapping* e, conseqüentemente, em um mau funcionamento de circuitos integrados. Essas flutuações e seus efeitos têm sido medidos e estudados há décadas, se mostrando cada vez mais relevantes. Isso devido, principalmente, ao impacto do RTN, que é inversamente proporcional à área de condução dos transistores (TEGA *et al.*, 2009; TAKEUCHI, 2012; MIKI *et al.*, 2012; ZHANG *et al.*, 2016; WIRTH, 2021a). A Figura 2 representa o *scaling* dos transistores, mostrando medidas de densidade de integração em função do tempo. Além disso, de acordo com (KACZER *et al.*, 2010), outra consequência é a dificuldade de desenvolver novas estimativas sobre a vida útil dos dispositivos de escalas nanométricas, já que a origem desse ruído tem características randômicas que impactam sobre a deterioração dos transistores.

Figura 2 – Representação do *scaling* dos transistores por meio da densidade de integração.



Fonte - Adaptado de (MOORE; SCHNEIDER, 2022).

As primeiras observações dessas flutuações de corrente de dreno em dispositivos semicondutores aconteceram por volta de 1950. O fenômeno era chamado de *burst noise* ou *popcorn noise* (SOBERING, 1999) e associado a transistores bipolares ou de junção p-n. Em 1978, foi observado em JFETs, com canais de condução de comprimento igual a 2μ e largura de 1000μ , que essas flutuações eram causadas por eventos de chaveamento de um elétron. Com o passar do tempo, este fenômeno foi observado em mais semicondutores, como os MOSFETs, e foi apresentando um maior impacto na corrente de dreno com o *scaling* dos dispositivos (KIRTON; UREN, 1989; TEGA, 2014). Atualmente, com a nanotecnologia, o RTN atingiu níveis suficientes para causar uma variabilidade relevante no

desempenho de dispositivos semicondutores (GRASSER *et al.*, 2010; GUO *et al.*, 2018; REGANAZ *et al.*, 2023). Além disso, o RTN já é observado e estudado em materiais promissores para o projeto de transistores que ainda estão em desenvolvimento, como o grafeno (PUCZKARSKI *et al.*, 2018) ou outros materiais 2D (RANJAN *et al.*, 2018).

Desse modo, com o crescente impacto do ruído em semicondutores nanométricos e o complexo comportamento do *Random Telegraph Noise*, vários estudos sobre suas consequências em circuitos estão sendo demandados e realizados pela comunidade científica. O objetivo deste trabalho é estudar o impacto do RTN em um oscilador em anel de cinco estágios por meio de simulações de Monte Carlo realizadas com o software NGSpice. O ruído causa variações nos atrasos dos inversores que compõem o oscilador e, consequentemente, resulta em uma variabilidade nos valores do período do circuito. As avaliações desse trabalho consistiram em aplicações de conceitos de *jitter*, verificando a influência da janela de tempo do experimento e do atraso de propagação do circuito em relação à parâmetros do RTN. Com base nestas avaliações é possível concluir sobre como o ruído impacta o circuito para cada conceito de *jitter*, conforme apresentado ao longo deste estudo.

Os principais parâmetros do RTN são: o número de armadilhas (estados de energia responsáveis pelo fenômeno *charge trapping*), o impacto de uma única armadilha na corrente de dreno do transistor, que pode ser visto como o impacto na tensão de limiar, e as constantes dos tempos de captura e de emissão, que são médias dos tempos necessários para a armadilha capturar e emitir um elétron, respectivamente. Dessa forma, as constantes de tempo são os parâmetros que caracterizam o comportamento do RTN ao longo do tempo. Seus valores, como será discutido neste trabalho, estão relacionados à importantes especificações de medidas de variabilidade de desempenho, como a janela de tempo do experimento.

Para apresentar essas relações e suas consequências, dois casos foram analisados. O primeiro realizou simulações de Monte Carlo de um inversor para investigar a variabilidade do tempo de propagação do sinal desse circuito originadas pelas flutuações da corrente de dreno causadas pelo RTN.

O segundo caso apresenta uma análise sobre o período de oscilação de um oscilador em anel CMOS de cinco estágios, avaliando diferentes medidas de *jitter* (*period*, *absolute* e *cycle-to-cycle jitters*) causados pelo RTN. Qualquer variação no atraso em um dos inversores que compõe o oscilador em anel contribui para uma queda de confiabilidade atrelada a um aumento da variabilidade do comportamento deste circuito.

Os diferentes resultados obtidos evidenciaram a necessidade de relacionar os parâmetros do ruído, a janela de tempo do experimento e os atrasos de propagação do sinal dos inversores que compõem o oscilador para análises de variabilidade de desempenho destes circuitos. Além disso, as interpretações sobre essas importantes relações mudam de acordo com os conceitos de *jitter* aplicados.

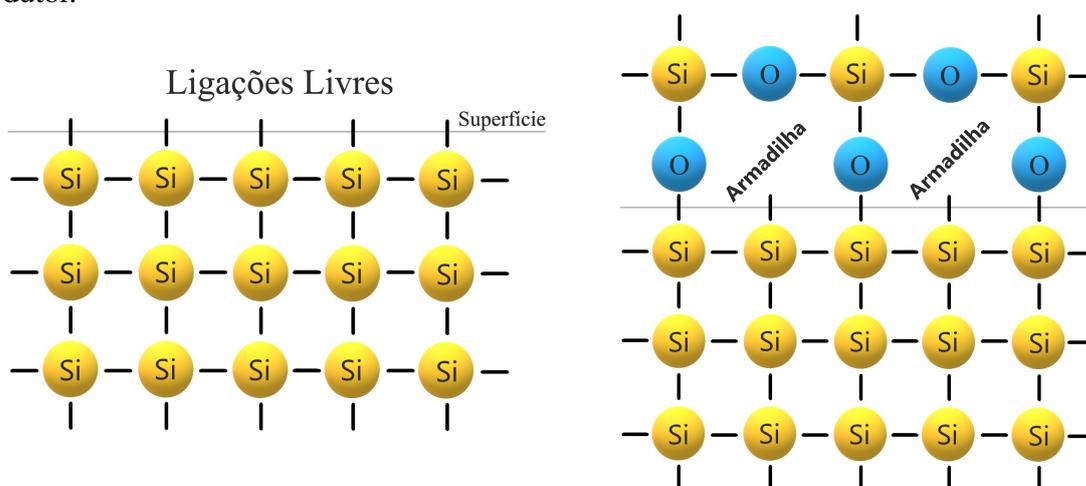
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Random Telegraph Noise

Também chamado de *Random Telegraph Signal (RTS)*, este ruído aparece em transistores MOS como flutuações estocásticas na corrente de dreno, que tem como origem capturas e emissões de elétrons por armadilhas localizadas no óxido e na interface entre óxido e semiconductor desses dispositivos (KIRTON; UREN, 1989).

As armadilhas, também chamadas de defeitos, são definidas como possíveis estados de energia localizados na banda proibida do silício ou do óxido de silício. Elas possuem diversas origens diferentes. Basicamente, quando localizadas na interface do silício, as armadilhas aparecem em má formação do cristal ou por conta de impurezas que formam ligações livres nesses átomos. Na interface entre óxido e semiconductor, as má formação podem acontecer com a adição do oxigênio, como mostrado na Figura 3 (HELMS; POINDEXTER, 1994).

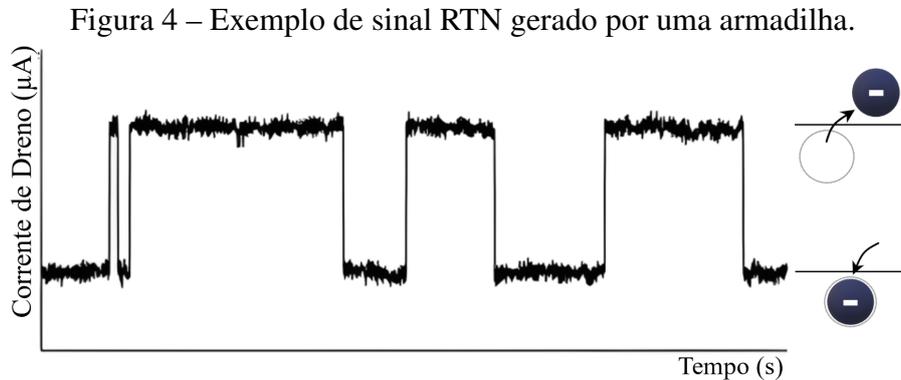
Figura 3 – Representação de formação das armadilhas na interface entre óxido e semiconductor.



Fonte - Adaptado de (PIERRET, 1996).

O sinal do RTN gerado por uma armadilha em um transistor MOS é apresentado pela Figura 4. Quando um elétron é capturado pelo defeito, a condutância do transistor diminui

(RALLS *et al.*, 1984) e, conseqüentemente, há uma queda no valor da corrente de dreno. Quando o elétron é emitido pela armadilha a corrente volta a aumentar.



Fonte - Adaptado de (WIRTH; DA SILVA, 2008).

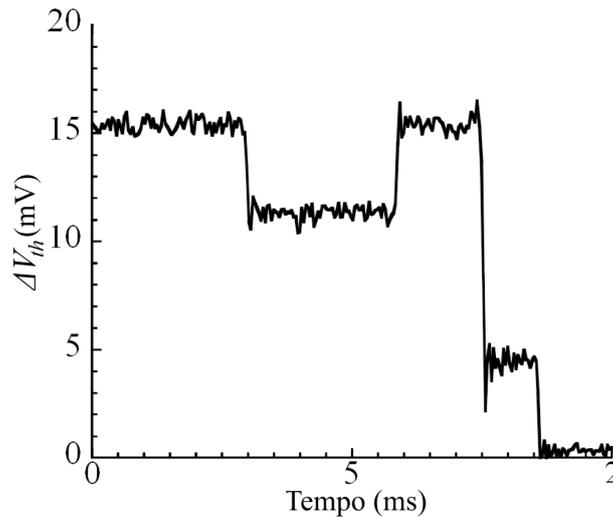
Assim, o sinal do RTN gerado por uma armadilha tem 2 níveis. A amplitude que os diferencia é o impacto da armadilha na corrente de dreno (ΔI_D). Esta flutuação de corrente usualmente é abordada como uma flutuação da tensão de limiar dos transistores, sendo assim chamada de impacto na tensão de limiar (ΔV_{th}).

A média dos tempos que a armadilha permanece em seus estados (vazia ou ocupada) dá nome a outros dois importantes parâmetros do RTN: a constante de tempo de captura (τ_c) e a de emissão (τ_e). Esses períodos são vistos como o tempo esperado que leva para uma armadilha capturar e emitir um elétron, respectivamente. Dessa forma, esses parâmetros caracterizam o comportamento do ruído no domínio do tempo.

Quando há um maior número de armadilhas em um mesmo dispositivo, basicamente seus efeitos são somados, e as flutuações da corrente de dreno ou da tensão de limiar apresentam vários níveis, como mostrado na Figura 5. Assim, para um número de n armadilhas, a corrente ou tensão de limiar apresentará um total de 2^n níveis causados pelo RTN.

Os efeitos do *Random Telegraph Noise* são muito mais relevantes em transistores menores, devido, principalmente, ao fato que o impacto da armadilha é inversamente proporcional à área de condução dos dispositivos, e o número de armadilhas é proporcional. Assim, quando os transistores são maiores, possuem muitas armadilhas com um pequeno impacto. Dessa forma, o impacto na corrente de dreno resultante do efeito de todas as armadilhas tende a convergir para um mesmo valor, diminuindo a variância dos valores de corrente. Isso porque a quantidade dessas armadilhas que permanecem ocupadas em um mesmo instante também tende a convergir. Por outro lado, quando há poucas armadilhas com um maior impacto, a probabilidade de a corrente de dreno do dispositivo atingir valores mais extremos é maior, visto que combinações de estados dos defeitos que geram uma maior ou menor corrente são mais prováveis (quando todas as armadilhas estão ocupadas ou vazias, por exemplo).

Figura 5 – Sinal RTN com múltiplas armadilhas.



Fonte - Adaptado de (TEGA, 2014).

A energia que define as armadilhas, a quantidade de armadilhas e os tempos de captura e de emissão são variáveis aleatórias do RTN. Nas próximas subseções, os parâmetros do *Random Telegraph Noise* serão abordados mais profundamente e as relações apresentadas até aqui serão melhor esclarecidas.

2.1.1 O Impacto da Armadilha

Ao capturar um elétron, a armadilha apresenta um impacto na corrente de dreno do transistor devido, principalmente, ao efeito do espalhamento de Coulomb e da diminuição de cargas livres no condutor (WIRTH *et al.*, 2014). A profundidade no óxido, a densidade de corrente onde a armadilha está localizada, e a posição do defeito ao longo do canal são alguns dos fatores que alteram o impacto causado na corrente de dreno ou na tensão de limiar dos transistores (ASHRAF, 2010) (WIRTH *et al.*, 2014).

Quando há uma queda na corrente de dreno devido à captura de um elétron, a tensão de limiar dos transistores tende a aumentar. As equações 1 e 2 demonstram a variação da tensão limiar resultante (V_{th}) devido ao RTN. V_{th0} é a tensão de limiar inicial, sem o efeito do RTN. ΔV_{th} é a variação da tensão de limiar provocada pelo ruído. N_T é o número de armadilhas no transistor, δV_{th_i} é a variação da tensão de limiar causada pela armadilha "i", que assume valores de acordo com uma distribuição exponencial definida pela tecnologia ((TAKEUCHI *et al.*, 2009) e (ASENOV *et al.*, 2003)). $x(t)_i$ é o estado de cada armadilha "i" no instante de tempo t , e pode assumir o valor de 1, estando a armadilha ocupada, ou 0 se desocupada.

$$V_{th} = V_{th0} + \Delta V_{th} \quad (1)$$

$$\Delta V_{th} = \sum_{i=1}^{N_T} x(t)_i \delta V_{th_i} \quad (2)$$

O impacto específico de cada armadilha varia muito pouco entre diferentes medidas. Por isso, esse parâmetro é visto como uma "digital" de cada defeito, e é usado para identificar as armadilhas. Além disso, como mencionado anteriormente, o impacto da armadilha é um dos parâmetros mais importantes do RTN atrelados ao *scaling* dos transistores. O impacto de cada defeito aumenta com a diminuição da área de condução do dispositivo ($W \times L$), onde W é a largura do canal de condução e L o comprimento. A Equação 3 estima o impacto de uma armadilha na tensão de limiar de um MOSFET e indica a relação entre esse parâmetro e a área do canal de condução do dispositivo, onde q é a carga elementar e C_{ox} a capacitância do óxido por unidade de área (TEGA, 2014; REISINGER, 2014). Essa equação considera uma armadilha que capturou uma carga q na interface entre óxido e semicondutor, espalhada em direção lateral sobre a área da porta do transistor.

$$\Delta V_{th} = -\frac{q}{LWC_{ox}} \quad (3)$$

Com esta equação, o autor (REISINGER, 2014) estimou os valores apresentados na Tabela 1, onde $\overline{\Delta V_{th}}$ é a média do impacto das armadilhas que foi calculada para determinados nós tecnológicos. Esses números foram validados por meio da comparação com dados experimentais, e exemplificam a importância da relação entre o impacto de cada armadilha e a área do dispositivo.

Tabela 1 – Dados estimados relacionando nós tecnológicos com a média do impacto de cada armadilha.

Nó Tecnológico	$\overline{\Delta V_{th}}$ (mV)
100nm	0,05
40nm	2,9
16nm	18,1

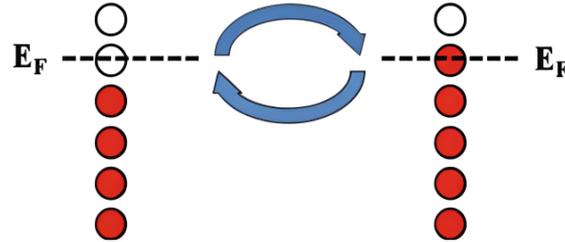
Fonte - (REISINGER, 2014).

2.1.2 As Constantes de Tempo

Os tempos que a armadilha permanece em seus estados (vazia ou ocupada) são exponencialmente distribuídos, resultando em um processo de Poisson. Seus valores dependem da energia de aprisionamento dos defeitos, definida em uma distribuição *U-Shape* (YAMAMOTO, 2004). Além disso, são afetados pelo campo elétrico e pela temperatura (GRASSER *et al.*, 2010).

As armadilhas que contribuem para o *Random Telegraph Noise* são aquelas que possuem tempos de captura e de emissão semelhantes ($\tau_c \approx \tau_e$). Estes defeitos têm uma energia de aprisionamento semelhante à energia de Fermi (E_F), com isso, a armadilha troca de estado constantemente, como apresentado pela Figura 6, onde os círculos vermelhos são estados de energia ocupados e os brancos, vazios.

Figura 6 – Troca de estado de uma armadilha no nível da Energia de Fermi.



Fonte - (WIRTH *et al.*, 2014).

Dessa forma, as constantes de tempo estão diretamente relacionadas à probabilidade de troca de estado das armadilhas. Segundo (FRANK; MIKI, 2014), essas probabilidades dependem apenas dos estados atuais dos defeitos, o que descreve o RTN como um processo de Markov. Isto explica a palavra "*Random*" em seu nome, visto que é um processo independente de memória.

Considerando que os tempos que as armadilhas permanecem em seus estados seguem um processo de Poisson discreto, a relação entre a probabilidade das trocas de estado e as constantes de tempo é dada pelas equações 4 e 5, onde $P_{c,v}$ e $P_{e,v}$ são as probabilidades de ocorrerem a captura e a emissão de um elétron pela armadilha, respectivamente. v é o estado em que o dispositivo se encontra em relação a sua tensão de porta e Δt é o passo de simulação (CAMARGO, 2012).

$$P_{c,v} = \frac{\tau_{e,v}}{\tau_{e,v} + \tau_{c,v}} \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\tau_{e,v}} + \frac{1}{\tau_{c,v}}\right)\Delta t\right] \right\} \quad (4)$$

$$P_{e,v} = \frac{\tau_{c,v}}{\tau_{e,v} + \tau_{c,v}} \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{1}{\tau_{e,v}} + \frac{1}{\tau_{c,v}}\right)\Delta t\right] \right\} \quad (5)$$

2.1.3 A Densidade Espectral de Potência do Ruído

Com os tempos de captura e emissão, são possíveis estimações sobre a densidade espectral de potência do ruído. Considerando um processo ergódico - processo aleatório onde o valor esperado em um instante fixo é igual à média do conjunto amostral - é possível definir a Equação 6 (YAMAMOTO, 2004), onde $\bar{\tau}_c$ é a média amostral do tempo de captura, $\langle \tau_c \rangle$ é a média dos possíveis valores de τ_c e p_c é a probabilidade de que o ruído permanecerá em nível alto durante o período t . Para a média do tempo de emissão a equação é equivalente, apresentada por 7.

$$\int_0^{\infty} t p_c(t) dt = \langle \tau_c \rangle = \bar{\tau}_c \quad (6)$$

$$\int_0^{\infty} t p_e(t) dt = \langle \tau_e \rangle = \bar{\tau}_e \quad (7)$$

A média harmônica entre τ_c e τ_e resulta em τ , chamada de constante de tempo, que está relacionada à frequência de corte (f_c) da densidade de potência espectral do ruído (PSD).

$$\tau = \frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_e} \quad (8)$$

$$f_c = \frac{1}{\tau} \quad (9)$$

A PSD do RTN gerado por apenas uma armadilha pode então ser calculada por meio da Equação 10 (MACHLUP, 1954). Nessa equação, os tempos de captura e de emissão são considerados constantes.

$$S(f) = \frac{4\Delta I_D^2}{(\bar{\tau}_c + \bar{\tau}_e) \left[\left(\frac{1}{\bar{\tau}_c} + \frac{1}{\bar{\tau}_e} \right)^2 + (2\pi f)^2 \right]} \quad (10)$$

No entanto, em diversas aplicações, temos interesse em uma polarização do transistor por meio de um sinal periódico. Nos casos em que o transistor é polarizado por um sinal de período T com uma frequência maior que a frequência do ruído, as constantes de tempo passam a ser dependentes do tempo ($\tau_c(t)$ e $\tau_e(t)$), e a PSD do RTN pode ser calculada por meio de 11 (WIRTH *et al.*, 2014). β_{eq} é dado por 12, δ_i é a amplitude da flutuação da tensão da armadilha, ω é a frequência angular e ω_i a frequência angular de corte dada por 13.

$$S(f) = \frac{\delta_i^2}{\pi} \frac{\beta_{eq}}{(1 + \beta_{eq})^2} \frac{1}{\omega_i} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2} \quad (11)$$

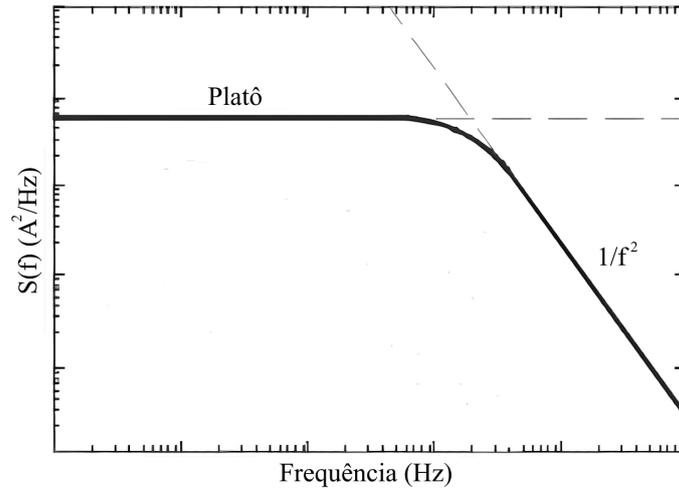
$$\beta_{eq} = \left\langle \frac{1}{\tau_c(t)} \right\rangle / \left\langle \frac{1}{\tau_e(t)} \right\rangle \quad (12)$$

$$\omega_i = \left\langle \frac{1}{\tau_c} \right\rangle + \left\langle \frac{1}{\tau_e} \right\rangle \quad (13)$$

Em ambos os casos, no domínio da frequência, a PSD do RTN de uma única armadilha forma uma curva Lorentziana, representada pela Figura 7. Essa curva tem a característica de formar um platô em frequências mais baixas e, nas frequências mais altas, ser proporcional a $1/f^2$.

O comportamento do RTN será uma combinação do efeito de cada armadilha. A PSD, nesse caso, será um somatório da contribuição de cada uma das armadilhas do dispositivo, o que pode ser interpretado como uma soma das Lorentzianas. Além disso, se os valores

Figura 7 – Espectro do RTN em escala logarítmica.



Fonte - Adaptado de (WIRTH *et al.*, 2014).

das constantes de tempo do RTN forem distribuídas de acordo com uma log-normal, a PSD do ruído será $1/f$ (WIRTH *et al.*, 2014).

2.1.4 O Número de Armadilhas e Fatores Limitantes ao Medir RTN

É esperado que o número de defeitos em um dispositivo seja maior do que é possível medir (KACZER *et al.*, 2008). Isso porque em um experimento há fatores limitantes que prejudicam a análise do RTN, como a resolução de medida e a janela de tempo (o período total) do experimento. Se as constantes de tempo das armadilhas são longas ou curtas demais, a estimativa da variabilidade causada por elas em dispositivo torna-se impossível. Exemplificando, se a constante de tempo for longa demais, pode ser inviável medir sua atividade; e se for curta demais, equipamentos usados para a medida do efeito da armadilha pode não ter uma resolução suficiente para observar as trocas de estado do defeito. Há também outros fatores limitantes, o que ficará claro ao longo deste trabalho, na discussões sobre o resultado dos experimentos.

Dessa forma, o número esperado de armadilhas observáveis é calculado considerando valores das constantes de tempo, o que é representado pela Equação 14. $E[N_{trTW}]$ é o valor esperado para o número de armadilhas em uma determinada janela de tempo. N_{dec} é a densidade de armadilhas por área e por década de tempo. $t_{max,eff}$ e $t_{min,eff}$ são as constantes de tempo da armadilha mais lenta e da mais rápida ativas na janela de tempo de interesse, respectivamente. Esta equação foi proposta em (WIRTH, 2021a) e considera que as constantes de tempo dos defeitos estão distribuídas de acordo com uma *log-uniform*.

$$E[N_{trTW}] = N_{dec} W L \log\left(\frac{t_{max,eff}}{t_{min,eff}}\right) \quad (14)$$

Para estimar $t_{max,eff}$ e $t_{min,eff}$ são necessárias análises do circuito em que a equação será utilizada. Esta discussão será apresentada para o inversor CMOS e para o oscilador

em anel no próximo capítulo.

As relações entre o domínio do tempo e da frequência são essenciais para estimar os parâmetros do *Random Telegraph Noise* (WIRTH, 2021b). Com a Equação 14 é possível obter a 15, que é uma equação equivalente para o domínio da frequência para estimar o número de armadilhas ativas para uma largura de banda específica. Nela, N_{dec} agora é a densidade de armadilhas por área e por década de frequência. f_H e f_L são as frequências relacionadas às constantes de tempo $t_{max,eff}$ e $t_{min,eff}$, respectivamente.

$$E[N_{trBW}] = N_{dec} W L \log\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \quad (15)$$

2.2 Jitter

Jitter é o desvio de uma sequência de instantes de referência de seus valores ideais. Está entre as mais importantes especificações de medida de desempenho para componentes eletrônicos e sistemas. Com medidas de *jitter*, é possível encontrar causas de mau funcionamento de circuitos para efetivamente diminuir seu efeito no desempenho geral do sistema (IEEE STANDARD FOR JITTER AND PHASE NOISE, 2021). Essa incerteza de tempo, quando apresentada ao carregar um capacitor ou ao causar atraso em inversores, se estende a todos os sistemas eletrônicos. Entre exemplos de mau funcionamentos causados por *jitter*, é possível citar a impossibilidade de finalizar uma operação em sistemas digitais (e.g. multiplicação), erros em transferências de dados e erros em operações de escrita e leitura de memórias (DA DALT; SHEIKHOLESAMI, 2018).

Há diferentes conceitos de *jitter* para diversas aplicações. Alguns dos principais são o *absolute jitter*, o *period jitter*, e o *cycle-to-cycle jitter*, que serão apresentados nesta seção. A literatura carece de uma padronização da nomenclatura desses conceitos, de forma que é comum encontrá-los com nomes diferentes ou com definições distintas. O *absolute jitter* (DA DALT; SHEIKHOLESAMI, 2018), por exemplo, também pode ser chamado de *time interval error* (SITIME, 2014).

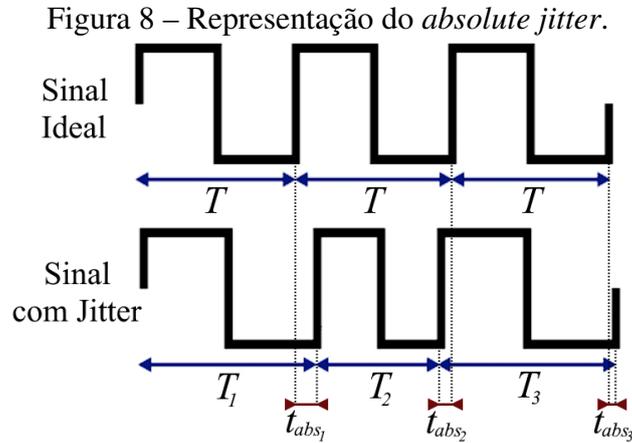
2.2.1 Absolute Jitter

O *absolute jitter* (AJ) (DA DALT; SHEIKHOLESAMI, 2018), tem como finalidade a comparação entre instantes de tempo de transições específicas dos *clocks* de um sinal ideal com período T , sem atrasos, e um sinal com *jitter*. Ou seja, compara-se o tempo necessário para os sinais atingirem uma borda específica do clock. Dessa forma, o uso desse conceito de *jitter* é útil para, por exemplo, aplicações onde o *clock* é utilizado para a captura de dados, como em recuperação de relógio (*clock data recovery*).

A Equação 16 define o valor da amostra n do *absolute jitter* (t_{abs_n}). T_i é o valor da amostra i do período do sinal com *jitter*, e T é o período do sinal ideal. A Figura 8 exemplifica a comparação dos dois sinais para a medida do AJ. É possível perceber a ca-

racterística cumulativa, visto que seu resultado depende de valores de períodos anteriores.

$$t_{abs_n} = \sum_{i=1}^n T_i - nT \quad (16)$$



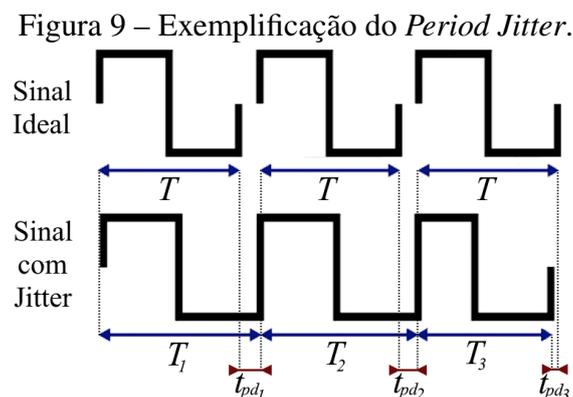
Fonte - Adaptado de (DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018).

2.2.2 Period Jitter

O *period jitter* (PJ) (IEEE STANDARD FOR JITTER AND PHASE NOISE, 2021; DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018; JEDEC, 2003) compara os períodos de um sinal com *jitter* e o período de um sinal ideal. Pode ser descrito como a diferença entre um período do *clock* e seu valor nominal. A definição do PJ é dada pela Equação 17, onde t_{pd_n} é o valor da amostra n para o *period jitter*. T_n é a amostra n do período de um sinal com *jitter* e T o período de um sinal ideal.

$$t_{pd_n} = T_n - T \quad (17)$$

A Figura 9 exemplifica o cálculo do *period jitter* com a comparação dos períodos de um sinal com *jitter* e um sinal ideal de período T .



Fonte - Adaptado de (DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018).

Este *jitter* também pode ser definido em termos do *absolute jitter*, como é mostrado pela Equação 18.

$$t_{pd_n} = t_{abs_n} - t_{abs_{n-1}} \quad (18)$$

O conceito *period jitter* é particularmente interessante quando há preocupações sobre o desempenho de circuitos digitais, visto que é uma comparação de um intervalo de tempo, e não de um tempo específico, como é o caso do *absolute jitter*.

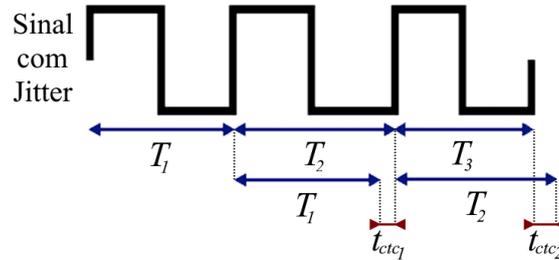
2.2.3 Cycle-to-Cycle Jitter

O *cycle-to-cycle jitter* (IEEE STANDARD FOR JITTER AND PHASE NOISE, 2021; DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018) é a variação no tempo do período de um sinal entre ciclos adjacentes, ao longo de uma amostra aleatória de pares de ciclos adjacentes. Ou seja, este *jitter* compara períodos de um mesmo sinal, diferentemente do *absolute* e do *period jitter*.

A Equação 19 define este *jitter* em função dos períodos do sinal avaliado. A Figura 10 exemplifica este cálculo.

$$t_{ctc_n} = T_n - T_{n-1} \quad (19)$$

Figura 10 – Exemplificação do *cycle-to-cycle jitter*.



Fonte - Elaborado pelo autor.

O *cycle-to-cycle jitter* também pode ser definido em função do *absolute* e do *period jitter*, como mostram as equações 20 e 21, respectivamente.

$$t_{ctc_n} = t_{abs_{n+1}} - 2t_{abs_n} + t_{abs_{n-1}} \quad (20)$$

$$t_{ctc_n} = t_{pd_n} - t_{pd_{n-1}} \quad (21)$$

Este conceito é importante para a especificação do desempenho de PLL. Porém, ele não aborda o desvio de frequência ao longo do tempo, visto que não estabelece uma relação entre *clocks* que não são adjacentes.

2.2.4 Maximum Time Interval Error

O *maximum time interval error* (MTIE) é simplesmente o valor pico-a-pico do *absolute jitter* (também chamado de *time interval error*). Para um intervalo $[t, t + \Delta t]$, sua equação é definida como 22. Assim, as aplicações deste conceito estão relacionadas às mesmas do AJ.

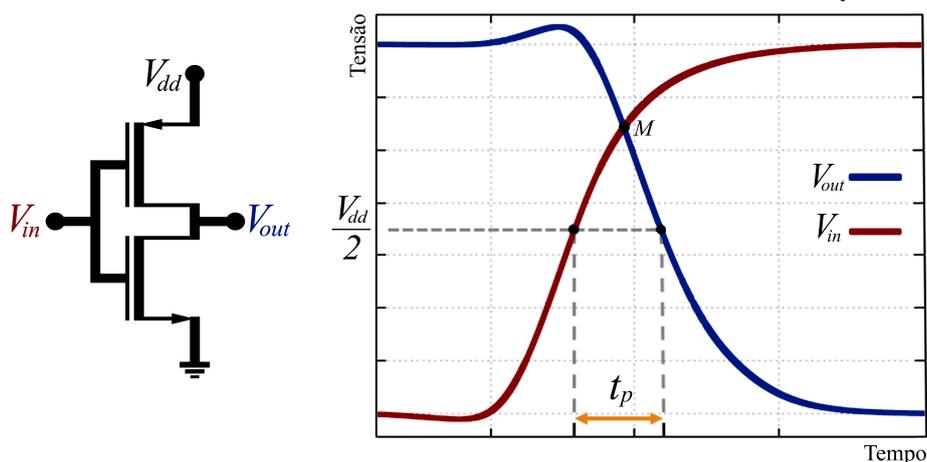
$$MTIE_t(\Delta t) := \max_{t <= t_1 <= t + \Delta t} t_{abs} - \min_{t <= t_1 <= t + \Delta t} t_{abs} \quad (22)$$

2.3 Inversor CMOS

O inversor é a porta lógica mais simples, um dispositivo fundamental para sistemas digitais. Ele faz parte de diversos circuitos importantes, como células de memória, linhas de atraso e osciladores, que são o objeto de estudo deste trabalho. Ademais, portas lógicas mais complexas podem ser reduzidas a um inversor equivalente pela associação série/paralelo dos transistores (RABAEY; CHANDRAKASAN; NIKOLIC, 2004). A compreensão sobre os impactos do *Random Telegraph Noise* no inversor facilita e contribui para a análise do oscilador em anel, que será apresentada nas próximas seções.

O RTN tem como principal consequência a geração de *jitter* em inversores, relacionado ao atraso de propagação do sinal deste circuito (t_p). Quando os transistores estão "casados" esse atraso pode ser definido como a diferença de tempo entre os pontos em que a tensão de entrada (V_{in}) e a de saída (V_{out}) atingem a metade da tensão de alimentação ($V_{dd}/2$) (RABAEY, 1996), como aponta a Figura 11.

Figura 11 – Atraso de propagação do sinal de um inversor (t_p).



Fonte - Elaborado pelo autor.

O casamento dos transistores, consiste na escolha de dimensões dos canais de condução visando minimizar o atraso de propagação do sinal e maximizar a margem de ruído. Para isso, a tensão de limiar dos transistores deve ser semelhante, aproximando a tensão

média de chaveamento (V_M) a $V_{dd}/2$. V_M estima o ponto onde o inversor troca de um estado para o outro com base na tensão de limiar dos transistores. Este ponto está indicado por M na Figura 11, onde $V_{in} = V_{out}$. A tensão média de chaveamento pode ser definida pela Equação 23, e suas complementares 24, 25 e 26 (SEDRA; SMITH, 1998). Os parâmetros k_p e k_n são as transcondutâncias dos transistores PMOS e NMOS, respectivamente. k' é o parâmetro de transcondutância, C_{ox} é a capacitância do óxido, μ é a mobilidade dos portadores, ϵ_{ox} é a constante dielétrica do óxido e t_{ox} é a espessura do óxido. W e L são, respectivamente, a largura e o comprimento do canal de condução do transistor. Para buscar esse balanceamento da tensão média de chaveamento, normalmente o inversor é projetado de forma que o transistor NMOS fique com um canal de condução de 1,5 a 2 vezes menor que o canal de condução do transistor PMOS. Dessa forma, o NMOS costuma ser mais suscetível ao impacto do *Random Telegraph Noise* neste circuito.

$$V_M = \frac{\sqrt{\frac{k_p}{k_n}}(V_{dd} - |V_{thp}|) + V_{thn}}{\sqrt{\frac{k_p}{k_n}} + 1} \quad (23)$$

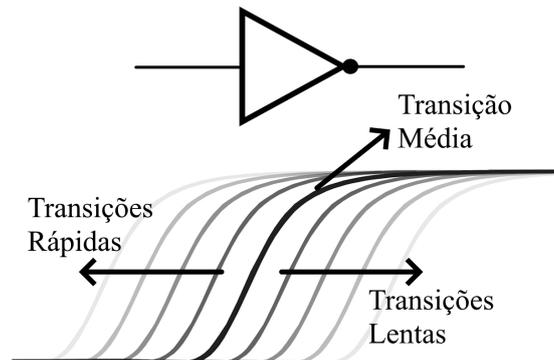
$$k = k' \left(\frac{W}{L} \right) \quad (24)$$

$$k' = \mu C_{ox} \quad (25)$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (26)$$

Portanto, o RTN age sobre as tensões de limiar dos transistores mudando a tensão média de chaveamento e, conseqüentemente, gerando uma variabilidade dos valores do atraso de propagação do sinal do inversor, representada pela Figura 12. Assim, o valor de t_p será definido pelos estados das armadilhas durante a transição do sinal desse circuito.

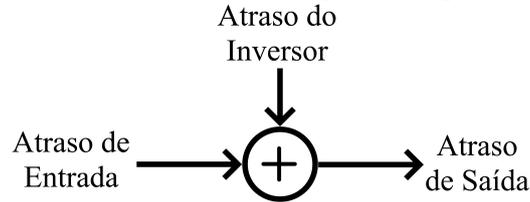
Figura 12 – Variação do atraso de propagação do sinal de um inversor.



Fonte - Elaborado pelo autor.

A Figura 13 mostra um modelo simplificado para o *jitter* no inversor. Todo atraso gerado pelo circuito, incluindo o RTN, são somados aos atrasos presentes em V_{in} para formar o sinal com o atraso resultante em V_{out} .

Figura 13 – Modelo de *jitter* simplificado para o inversor.



Fonte - Adaptado de (DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018).

Uma relação quantitativa entre o atraso do inversor e os efeitos do RTN pode ser percebida pelas equações 27 e 28 (SEDRA; SMITH, 1998). Quando o sinal do inversor passa de um nível baixo para um alto, as variáveis usadas na equação são relativas ao transistor PMOS, de outra forma, relativas ao NMOS. α é um fator determinado pelos valores da tensão de alimentação e a tensão de limiar do transistor. C é a capacitância equivalente do circuito.

$$t_p = \frac{\alpha C}{\frac{1}{2}k'(\frac{W}{L})V_{dd}} \quad (27)$$

$$\alpha = 2 / \left[\frac{7}{4} - \frac{3V_{th}}{V_{dd}} + \left(\frac{V_{th}}{V_{dd}} \right)^2 \right] \quad (28)$$

Portanto, o atraso de propagação do sinal do inversor sofrerá uma variação com o impacto do RTN definida por α .

2.4 Oscilador em Anel de 5 Estágios

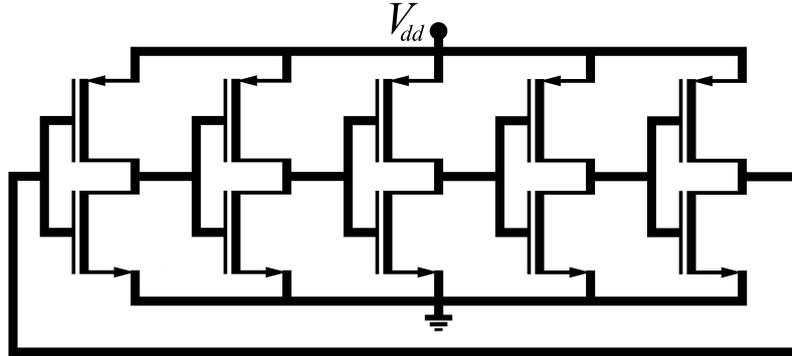
O oscilador em anel é um dos circuitos integrados mais fabricados do mundo. Compacto, com um ótimo desempenho em altas frequências e com uma larga escala de ajuste para a frequência de oscilação, é usado em diversas aplicações. Por esses motivos, é submetido a diferentes conceitos de *jitter*, incluindo os apresentados na Seção 2.2.

Sua construção é baseada em um número de estágios de atraso, que corresponde a um número ímpar, igual a quantidade de inversores. A Figura 14 exemplifica o circuito de um oscilador de 5 estágios.

Para cada ciclo do oscilador, cada inversor causa dois atrasos: quando o sinal faz a transição do nível baixo para o alto e vice-versa. Dessa forma, se os inversores tiverem o mesmo t_p para qualquer caso, a frequência de oscilação será igual a $\frac{1}{2Mt_p}$, onde M é o número de estágios do oscilador. (KUSUMA; KUMAR, 2015).

$$f_o = \frac{1}{2Mt_p} \quad (29)$$

Figura 14 – Oscilador de cinco estágios.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Também é possível evidenciar o atraso de cada transistor, separadamente. Dessa forma, o período do oscilador é dado por 30 (DA SILVA; BOTH; WIRTH, 2022), e a frequência por 31, onde t_{p,n_i} é o atraso do inversor quando o NMOS " i " faz a transição de um nível alto para o baixo, e t_{p,p_i} quando o PMOS " i " faz a transição do sinal de um nível baixo para o alto. t_{p,n_i} e t_{p,p_i} podem ser calculados por meio da Equação 27.

$$t_{per} = \sum_{i=1}^M t_{p,n_i} + \sum_{i=1}^M t_{p,p_i} \quad (30)$$

$$f_o = \frac{1}{t_{per}} \quad (31)$$

Com estas equações, ao considerar o atraso de propagação (t_p) de cada inversor como uma soma de um atraso nominal (t_{nom}) e uma contribuição de atraso causado pelo RTN ($X[n]$) (Equação 32), onde $X[n]$ é uma variável estocástica dependente de um tempo discreto n , é possível perceber que o *jitter* resultante do *Random Telegraph Noise* no oscilador ($Y_{osc}[n]$) será uma soma do efeito do ruído em cada inversor " i ", como mostra a Equação 33.

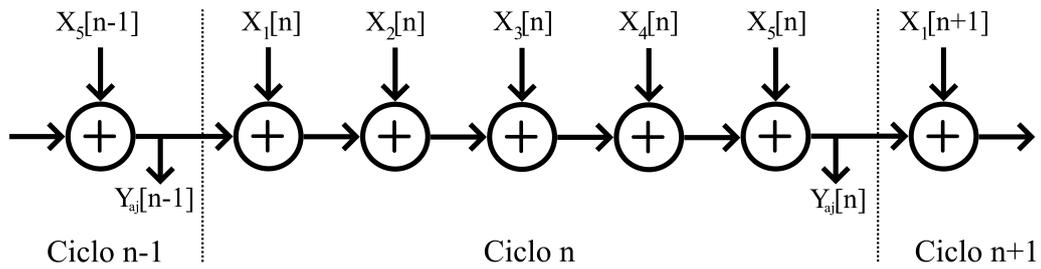
$$t_p = t_{nom} + X[n] \quad (32)$$

$$Y_{osc}[n] = \sum_{i=1}^M X_i[n] \quad (33)$$

Assim, aplicando os conceitos de cada *jitter* estudados na Seção 2.2, em um oscilador de 5 estágios é possível relacionar o atraso estocástico do RTN com cada *jitter* por meio dos esquemáticos apresentados nas figuras 15, 16 e 17. Nessas figuras, $X_i[n]$ é o efeito do RTN para um inversor i , em um ciclo n . Y_{aj} , Y_{pj} e Y_{c2c} são os efeitos do ruído para o *absolute*, o *period* e o *cycle-to-cycle jitter* no oscilador, respectivamente.

Para o *absolute jitter*, os efeitos do RTN de cada inversor são somados juntamente com o atraso de todos os ciclos anteriores já avaliados.

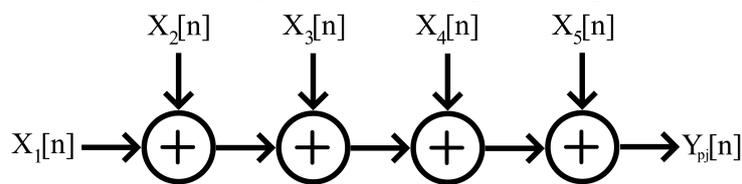
Figura 15 – Modelo de *absolute jitter* simplificado para o oscilador.



Fonte - Adaptado de (DA DALT; SHEIKHOESLAMI, 2018).

O *period jitter*, por sua vez, apenas compara o período n do oscilador com um período ideal. Com isso, o atraso causado pelo RTN é apenas a soma de todos os efeitos em cada inversor de um mesmo ciclo.

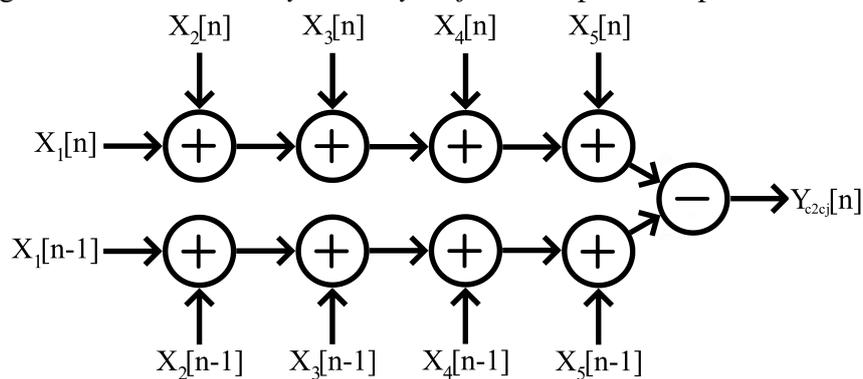
Figura 16 – Modelo de *period jitter* simplificado para o oscilador.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Por fim, o *cycle-to-cycle jitter* compara a soma dos efeitos do RTN dos inversores para dois ciclos consecutivos.

Figura 17 – Modelo de *cycle-to-cycle jitter* simplificado para o oscilador.



Fonte - Elaborado pelo autor.

3 EXPERIMENTOS E DISCUSSÕES

Todos os experimentos foram realizados utilizando simulações SPICE com o software Ngspice para Linux.

O Ngspice é um simulador de sinais e níveis mistos, seus códigos são baseados em três pacotes de software de código aberto: Spice3f5, Cider1b1 e Xspice. Ele tem mais de 15 anos de desenvolvimento e aprimoramentos. Seu código é base para diversos projetos e softwares como o Kicad e o eSim. Mais informações podem ser obtidas no site do desenvolvedor (NGSPICE, 2023).

No primeiro experimento, do inversor CMOS, foi utilizada a versão 24 deste simulador. Para as demais simulações, a versão 38. Apesar da diferença de versões, ambas utilizam o mesmo código para a geração do *Random Telegraph Noise*, criada pelo Laboratório de Prototipação e Testes (Laprot) da UFRGS. Essa extensão gera valores aleatórios que impactam a tensão de limiar dos transistores a cada passo das simulações, considerando parâmetros do ruído (constantes de tempo, amplitude e número de armadilhas) e as distribuições de probabilidade associadas a eles. A cada passo da simulação, a probabilidade de um evento de captura ou de emissão é avaliada e o estado da armadilha é atualizado de acordo. A tensão de limiar do transistor é então ajustada de acordo com os estados da armadilhas (ocupadas ou vazias). Mais informações sobre essa modificação do Ngspice podem ser encontradas em (BOTH; Firpo Furtado; WIRTH, 2018; WIRTH *et al.*, 2012).

Após as simulações, os dados obtidos foram processados para cálculos de *jitter* e para a plotagem de gráficos por meio do software Matlab R2022a (MATHWORKS, 2023).

Cada experimento será abordado em subcapítulos diferentes, primeiramente apresentando a metodologia experimental, e depois analisando e comparando os resultados obtidos. Todos os experimentos exploram apenas o comportamento dos circuitos no domínio do tempo.

3.1 Inversor CMOS

O inversor é relevante para o estudo do impacto das armadilhas do RTN por sua simplicidade e seu vasto uso em semicondutores, como discutido na Seção 2.3. O *jitter* causado pelo RTN em inversores pode resultar na queda de desempenho e em mau funcionamento de vários circuitos (TOH; LIU; NIKOLIC, 2011).

O experimento que será apresentado nesta seção teve como objetivo estudar a relação entre as constantes de tempo do RTN e a variabilidade do tempo de atraso de propagação do sinal de um inversor CMOS, por meio de uma análise de Monte Carlo (BARBOSA; BOTH; WIRTH, 2021). A discussão desenvolvida nessa seção contribui para o entendimento das próximas seções deste trabalho, onde serão analisadas simulações do oscilador em anel.

3.1.1 Metodologia Experimental

Os passos simplificados para a realização desse experimento são apresentados pela Figura 18. Esses passos são repetidos por um número igual ao de simulações necessárias. Para adicionar o *Random Telegraph Noise* à cada simulação, primeiramente é necessário adicionar parâmetros ao modelo BSIM4v6 dos transistores usados, que descrevem os valores das constantes de tempo, do número de armadilhas e do impacto do ruído na tensão de limiar. Esses parâmetros são usados no código adicional do Ngspice desenvolvido pelo Laprot da UFRGS, em equações que caracterizam o RTN. Observa-se que não é possível replicar este experimento desta forma em uma versão comum do software Ngspice.

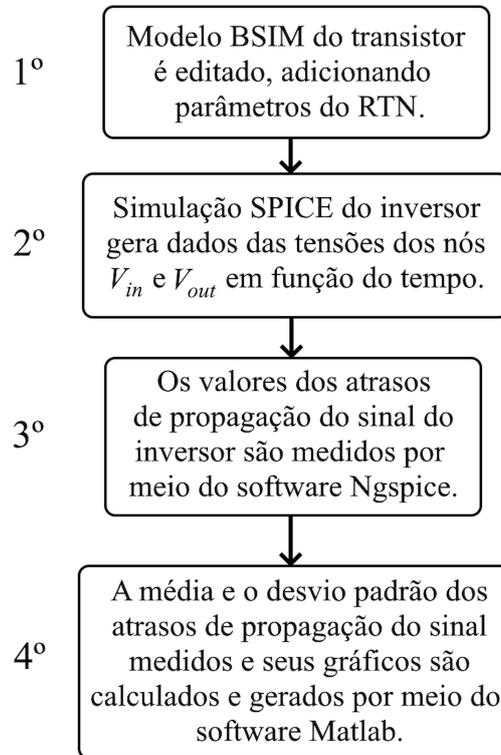
Depois, com o RTN adicionado aos transistores escolhidos do circuito, a simulação é realizada. Nela, os sinais de entrada e saída do inversor mudam constantemente, e dados das tensões desses nós em função do tempo são gerados. No *script* de simulação, além da descrição do circuito, há uma parte de controle que mede os atrasos de propagação do inversor por meio da função "meas", usando os dados das tensões dos nós obtidos.

Dessa forma, para cada simulação realizada com o Ngspice, um arquivo de texto é gerado com os valores dos atrasos de propagação do sinal medidos. Por fim, esses dados são enviados para o software Matlab 2022b, onde são calculadas suas médias e desvios padrão, e são gerados os gráficos necessários.

O circuito completo para o experimento é apresentado pela Figura 19. Ele é composto por três inversores alimentados por $V_{dd} = 0,5V$, uma fonte de sinal de onda quadrada com 1MHz e amplitude de 0,5V; e um capacitor, cuja capacitância é um dos fatores controláveis do experimento com 3 níveis: 40fF, 200fF e 1pF. O objetivo deste fator controlável é mudar o valor esperado de t_p , possibilitando uma análise sobre a relação entre esta variável e o RTN. Os transistores são da tecnologia PTM (PTM, 2020), de baixa potência, *high-K*, *metal gate*, *strained-Si*, e de nó tecnológico 16nm (BSIM4v6). As dimensões W/L do canal de condução foram de 20nm/16nm para os transistores NMOS e

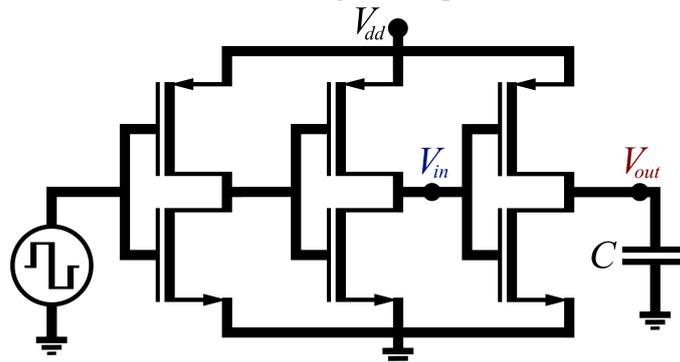
de 40nm/16nm para os PMOS. Além disso, foi mantida a temperatura padrão do software para todas as simulações (27 °C).

Figura 18 – Passos simplificados para a obtenção dos resultados do experimento do inversor CMOS.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 19 – Circuito de simulação completo do inversor CMOS.



Fonte - Elaborado pelo autor.

O RTN foi simulado apenas no terceiro inversor, onde foram adicionadas 10 armadilhas no transistor PMOS e 5 no NMOS, mantendo uma densidade de armadilhas comum para esta tecnologia (WANG; SADEGH MOTTAGHIAN; FARROKH BAROUGH, 2012). Os dois primeiros inversores, mais próximos à fonte de onda quadrada, serviram apenas para a normalização do sinal da fonte, gerando o sinal de entrada V_{in} . Para o impacto de

cada armadilha simulada foi escolhida uma flutuação da tensão de limiar de 5mV quando aplicada ao transistor NMOS e de 2,5mV quando aplicada ao PMOS, estando estes valores em concordância com valores tipicamente reportados na literatura (GRASSER *et al.*, 2010), e considerando a área do canal de condução dos dispositivos. As constantes de tempo foram outro fator controlável do experimento, com 9 níveis: 10^{-2} s, 10^{-3} s, 10^{-4} s, 10^{-5} s, 10^{-6} s, 10^{-7} s, 10^{-8} s, 10^{-9} s e 10^{-10} s. As constantes de tempo usadas na simulação estão em progressão geométrica porque se espera elas estejam distribuídas de acordo com uma *log-uniform*. τ_c e τ_e foram iguais entre si em todas as simulações, resultando em uma constante de tempo (τ) de mesmo valor (Equação 8).

Assim, com dois fatores controláveis, o experimento foi realizado de forma completamente cruzada, gerando 27 simulações diferentes, cada uma resultando em mil medidas dos valores de propagação do sinal (t_p) entre V_{in} e V_{out} . Para a análise destas simulações, foram calculados a média e o desvio padrão de t_p .

3.1.2 Resultados

As médias (μ) e os desvios padrão (σ) dos atrasos de propagação do sinal (t_p) resultantes das simulações do inversor são apresentados na Tabela 2. A média resultante é muito semelhante na maioria dos casos em que a carga capacitiva é a mesma. O desvio padrão das médias para C igual a 40fF, 200fF e 1pF é de $2,83 \cdot 10^{-11}$, $1,59 \cdot 10^{-10}$ e $1,18 \cdot 10^{-9}$, respectivamente. Isto ocorre porque o número de armadilhas e o impacto de cada armadilha na tensão de limiar dos transistores são os mesmos em todas as execuções, o que leva estes casos a um mesmo valor esperado para a média de t_p .

Tabela 2 – Resultados do estudo do inversor CMOS, com as médias e desvios padrão de t_p .

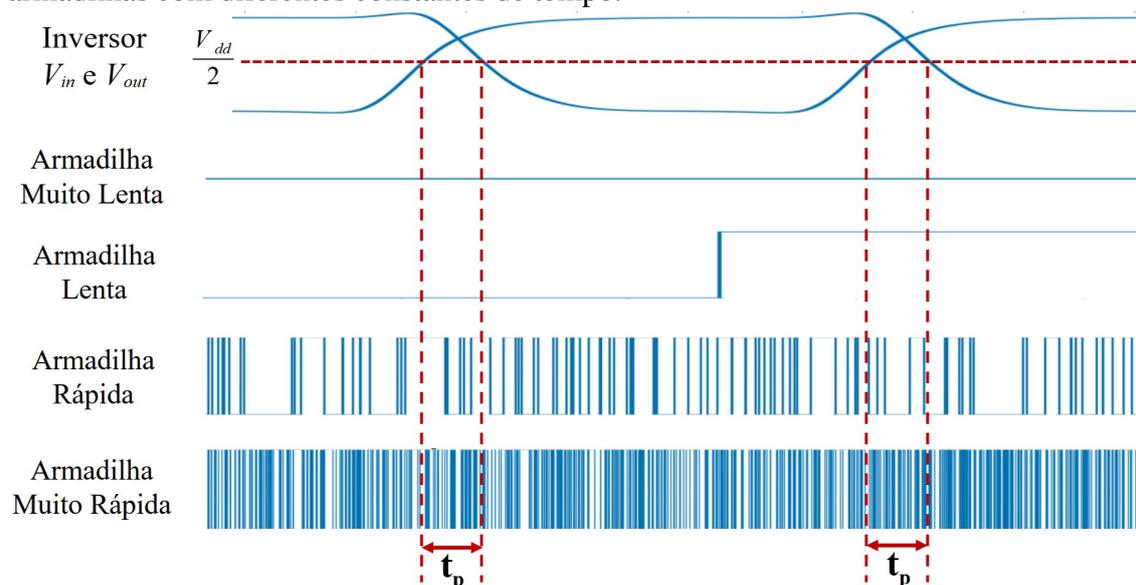
τ (s)	C					
	40fF		200fF		1pF	
	μ (s)	σ (s)	μ (s)	σ (s)	μ (s)	σ (s)
10^{-2}	$1,69 \cdot 10^{-9}$	$2,30 \cdot 10^{-14}$	$8,40 \cdot 10^{-9}$	$2,29 \cdot 10^{-14}$	$3,85 \cdot 10^{-8}$	$2,53 \cdot 10^{-14}$
10^{-3}	$1,58 \cdot 10^{-9}$	$3,41 \cdot 10^{-11}$	$8,61 \cdot 10^{-9}$	$2,80 \cdot 10^{-10}$	$4,28 \cdot 10^{-8}$	$1,00 \cdot 10^{-9}$
10^{-4}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$7,07 \cdot 10^{-11}$	$8,52 \cdot 10^{-9}$	$3,97 \cdot 10^{-10}$	$4,22 \cdot 10^{-8}$	$2,10 \cdot 10^{-9}$
10^{-5}	$1,63 \cdot 10^{-9}$	$7,53 \cdot 10^{-11}$	$8,14 \cdot 10^{-9}$	$3,97 \cdot 10^{-10}$	$4,07 \cdot 10^{-8}$	$2,06 \cdot 10^{-9}$
10^{-6}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$8,23 \cdot 10^{-11}$	$8,26 \cdot 10^{-9}$	$4,17 \cdot 10^{-10}$	$4,12 \cdot 10^{-8}$	$1,92 \cdot 10^{-9}$
10^{-7}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$8,11 \cdot 10^{-11}$	$8,24 \cdot 10^{-9}$	$4,10 \cdot 10^{-10}$	$4,12 \cdot 10^{-8}$	$1,97 \cdot 10^{-9}$
10^{-8}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$8,07 \cdot 10^{-11}$	$8,22 \cdot 10^{-9}$	$3,66 \cdot 10^{-10}$	$4,10 \cdot 10^{-8}$	$1,28 \cdot 10^{-9}$
10^{-9}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$6,54 \cdot 10^{-11}$	$8,21 \cdot 10^{-9}$	$1,91 \cdot 10^{-10}$	$4,10 \cdot 10^{-8}$	$4,56 \cdot 10^{-10}$
10^{-10}	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$2,81 \cdot 10^{-11}$	$8,22 \cdot 10^{-9}$	$6,37 \cdot 10^{-11}$	$4,10 \cdot 10^{-8}$	$1,34 \cdot 10^{-10}$

O desvio padrão, por outro lado, mostra que a variabilidade do atraso de propagação

do sinal muda com os diferentes valores das constantes de tempo das armadilhas.

Para uma melhor compreensão dos resultados, um exemplo com armadilhas que possuem diferentes constantes de tempo será apresentado por meio da Figura 20. Na imagem, vemos duas medidas do atraso de propagação do sinal de um inversor e quatro sinais de armadilhas, que representam seus impactos na tensão de limiar dos transistores em função do tempo.

Figura 20 – Exemplos de medidas de atraso de propagação do sinal de um inversor para armadilhas com diferentes constantes de tempo.



Fonte - Elaborado pelo autor.

O caso da armadilha muito lenta ocorre quando sua constante de tempo tem valores próximos ou maiores que todo o período do experimento. Com isto, é improvável detectar seu impacto na variabilidade do atraso de propagação do sinal do inversor, visto que a armadilha tende a permanecer em um mesmo estado durante todas as medidas.

Por outro lado, quando a armadilha é lenta, temos uma máxima medida de variabilidade neste exemplo, pois seus estados são diferentes durante todo o período de transição dos sinais do inversor, causando o menor atraso possível (quando a armadilha está vazia, na primeira medida de t_p) e o maior atraso possível (quando a armadilha está ocupada, na segunda medida de t_p).

A armadilha rápida troca de estados durante as transições do sinal do inversor, o que resulta em uma menor diferença entre os dois valores de t_p medidos.

Por fim, a armadilha muito rápida tem uma constante de tempo muito menor que o valor de t_p . Com isso, ela troca de estados muitas vezes durante a transição do sinal do inversor, e isso faz com que o valor do atraso causado por ela convirja para um número esperado. Dessa forma, a diferença entre as medidas de t_p será pequena.

Portanto, a relação entre as constantes de tempo das armadilhas, o atraso de pro-

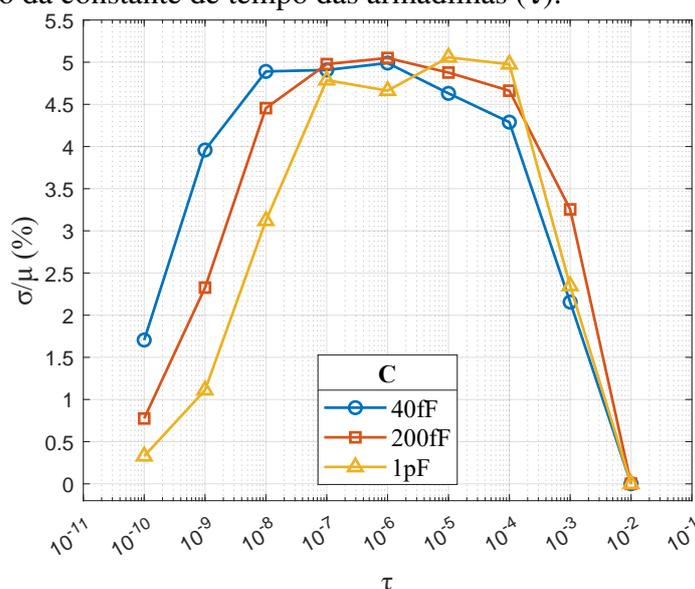
pagação do sinal e a janela de tempo do experimento é fundamental para a análise de variabilidade causada pelo RTN em um inversor.

A Figura 21 apresenta novamente os resultados do experimento, agora em um gráfico do desvio padrão normalizado (σ/μ) em função da constante de tempo das armadilhas. Percebe-se que as armadilhas mais lentas e as mais rápidas apresentam valores menores para o desvio padrão.

O caso das armadilhas mais lentas é explicado pela relação entre τ e a janela de tempo, que é um fator limitante do experimento. Exemplificando, se as armadilhas forem lentas o suficiente, elas poderão permanecer no mesmo estado elétrico durante todo o tempo de simulação, sem causar variabilidade em t_p , como o caso da armadilha muito lenta do exemplo anterior. Dessa forma, poucas trocas de estado durante a janela de observação do experimento resultam em um valor menor para o desvio padrão do atraso de propagação do sinal.

Por outro lado, o caso das armadilhas mais rápidas possuem outro fator limitante. Neste caso, é o próprio valor de t_p . Conforme discutido anteriormente (Seção 2.3), o valor resultante de uma medida do t_p depende dos estados elétricos de cada armadilha durante o período de transição do sinal do inversor. Se as armadilhas forem muito rápidas, com τ muito menor que t_p , a variabilidade resultante é menos relevante, porque quando há muitas mudanças no estado elétrico das armadilhas durante a transição do sinal, t_p tende a convergir para um valor esperado, como observado no exemplo da Figura 20, no caso da armadilha muito rápida.

Figura 21 – Desvio padrão normalizado do atraso de propagação do sinal do inversor (σ/μ) em função da constante de tempo das armadilhas (τ).



Fonte - Elaborado pelo autor.

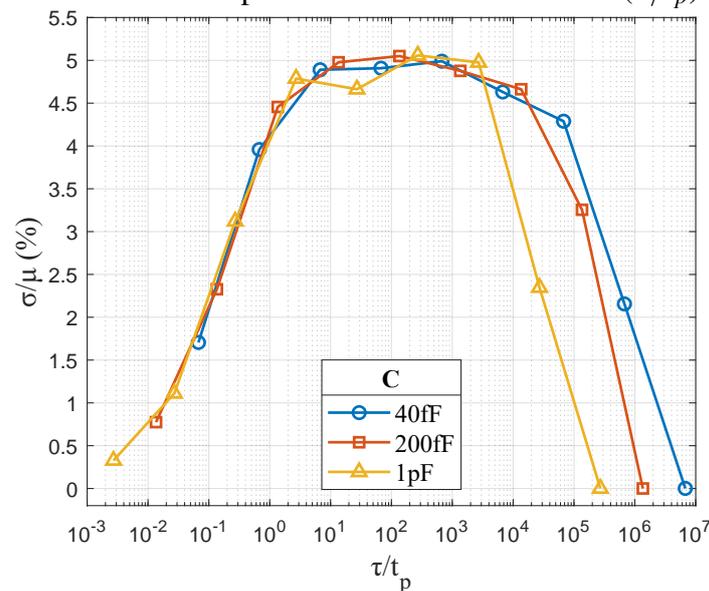
A diferença entre os resultados com capacitâncias distintas também está relacionada

às relações entre o atraso de propagação do inversor, a janela de tempo do experimento e as constantes de tempo das armadilhas. Com capacitâncias maiores, t_p aumenta, o que também aumenta a janela de tempo do experimento, possibilitando mais mudanças no estado elétrico de defeitos com um mesmo τ durante esse período. Para armadilhas mais lentas, isso contribui para um aumento do desvio padrão, visto que suas atividades elétricas terão uma probabilidade maior de acontecerem, e assim podem ser melhor observadas. Para as armadilhas mais rápidas pode significar uma redução do desvio padrão devido à troca excessiva dos estados das armadilhas durante a transição do sinal do inversor, o que leva o valor de t_p a convergir para um valor esperado.

Portanto, com este estudo foi possível afirmar que o número esperado de armadilhas ativas observáveis em uma determinada janela de tempo ($E[N_{trTW}]$) pode ser estimada com as constantes de tempo das armadilhas observáveis mais rápidas e mais lentas. O que define seus valores são suas relações com a janela de tempo do experimento e t_p , respectivamente. Utilizando a Equação 14, por exemplo, é possível calcular $E[N_{trTW}]$ considerando, neste caso, $t_{max,eff}$ como a constante de tempo da armadilha mais lenta, cuja a atividade é observável na janela de tempo. Por outro lado, $t_{min,eff}$ pode ser estimado pelo valor da constante de tempo do defeito mais rápido observável, o que depende de t_p .

O caso das armadilhas mais rápidas pode ser melhor compreendido com a Figura 22, que mostra um gráfico com os mesmos resultados apresentados anteriormente, mas agora o eixo das abscissas é τ/t_p . É fácil perceber que a variabilidade aumenta, atingindo seu máximo, quando τ se aproxima de t_p . Isso significa que τ/t_p pode ser uma medida adequada para avaliar $t_{min,eff}$.

Figura 22 – Desvio padrão normalizado (σ/μ) do atraso de propagação do sinal do inversor em função da constante de tempo da armadilha normalizada (τ/t_p).



Fonte - Elaborado pelo autor.

3.2 Oscilador em Anel de 5 Estágios

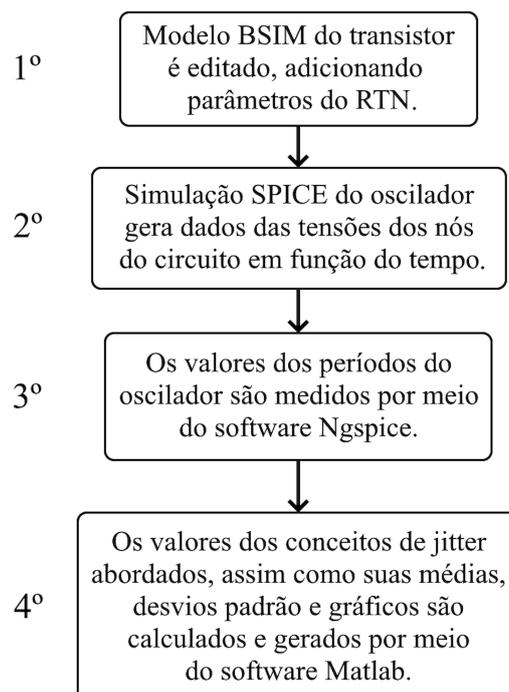
Este experimento tem como objetivo o estudo da variabilidade dependente do tempo, causada pelo RTN, do desempenho de um oscilador em anel de 5 estágios, por meio de medidas de seu período. Para esta análise os três conceitos de *jitter* estudados na Seção 2.2 foram utilizados.

A diferença do comportamento das armadilhas no domínio do tempo, definido pelas suas constantes de tempo de captura e de emissão, influencia os resultados dos conceitos de *jitter* de maneiras distintas, podendo levar a uma má interpretação sobre a variabilidade do desempenho do oscilador. Serão então analisados os gráficos e valores dos desvios padrão e médias do *absolute*, *period* e *cycle-to-cycle jitter*, relacionando as constantes de tempo aos resultados, e apontando as diferenças para cada caso.

3.2.1 Metodologia Experimental

A Figura 23 apresenta os passos simplificados deste experimento. Esses passos são repetidos a cada simulação necessária. O primeiro passo é, assim como realizado no experimento do inversor, adicionar o *Random Telegraph Noise* a cada simulação, acrescentando parâmetros que descrevem as características do RTN ao modelo BSIM4v6 dos transistores que conterão o ruído. Visto que esses parâmetros são usados no código adicional do Ngspice desenvolvido pelo Laprot da UFRGS, este experimento também não pode ser replicado com uma versão comum do Ngspice.

Figura 23 – Passos simplificados para a obtenção dos resultados do experimento do oscilador em anel.



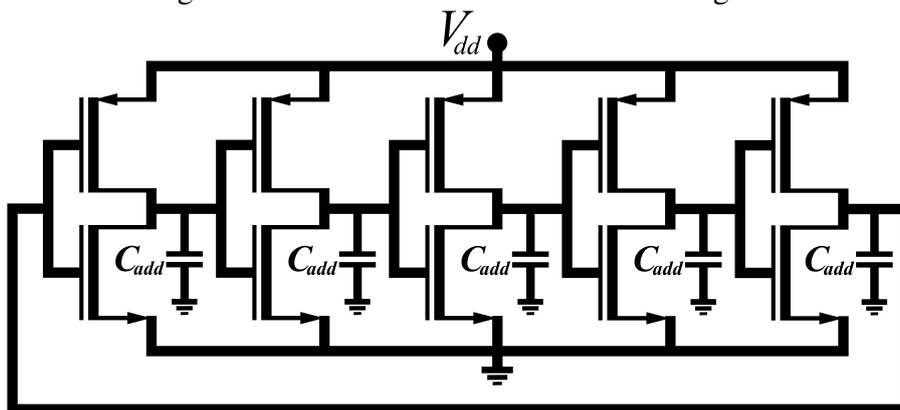
Fonte - Elaborado pelo autor.

Com o RTN adicionado aos transistores escolhidos do circuito, a simulação é realizada. Nela, o oscilador apresenta mais de 100 mil oscilações de seu sinal, e dados das tensões elétricas dos nós em função do tempo são gerados. No *script* de simulação, além da descrição do circuito, há uma parte de controle que mede os períodos do oscilador por meio da função "meas", usando os dados das tensões dos nós obtidos.

Dessa forma, para cada simulação realizada com o Ngspice, um arquivo de texto é gerado com os valores dos períodos do oscilador medidos. Esses dados são enviados para o software Matlab 2022b, onde são calculados o *absolute*, o *period* e o *cycle-to-cycle jitters*, além de suas médias e desvio padrão. Por fim, os gráficos necessários foram gerados com o mesmo software.

O oscilador em anel de cinco estágios usado nas simulações (conforme mostrado na Figura 24) foi construído com cinco inversores cujos transistores são da mesma tecnologia e possuem as mesmas dimensões utilizadas no estudo do inversor CMOS (tecnologia PTM (PTM, 2020), de baixa potência, *high-K*, *metal gate*, *strained-Si*, e de nó tecnológico 16nm (BSIM4v6), com W/L de 20nm/16nm para os transistores NMOS e de 40nm/16nm para os PMOS). Além disso, o circuito possui capacitâncias adicionadas, representadas por C_{add} , que serão sempre iguais entre si, e serão novamente um fator controlável do experimento com três níveis: 0 (sem capacitância adicional), 1fF e 10fF, alterando a frequência do oscilador. O circuito foi alimentado com $V_{dd} = 0,5V$. A temperatura padrão do software (27 °C) foi mantida para todas as simulações.

Figura 24 – Oscilador em anel de cinco estágios.



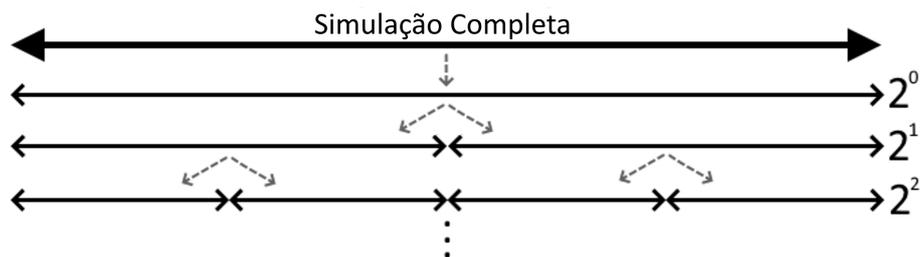
Fonte - Elaborado pelo autor.

O experimento consistiu em duas etapas, com simulações que se diferenciam por valores de parâmetros do ruído. Na primeira, apenas uma armadilha foi adicionada ao circuito em um dos transistores NMOS, com um valor escolhido para o impacto na tensão de limiar (ΔV_{th}) de 5mV. A constante de tempo da armadilha foi um fator controlável novamente, com 5 níveis, de $10^{-6}s$ a $10^{-10}s$. Em seguida, foram realizadas quinze simulações de Monte Carlo, cada uma coletando 100.000 valores dos períodos do sinal do oscilador em um experimento totalmente cruzado. As simulações tiveram um período total fixo,

onde o sinal do oscilador apresentou mais de 100 mil períodos. Dessa forma, parte da simulação foi descartada. O período total das simulações foi de $10\mu s$, $100\mu s$ e $1000\mu s$ quando C_{add} foi de 0, 1fF e 10fF, respectivamente. O passo das simulações foi de 1ps.

Houve também uma divisão do número de dados do experimento, gerando diferentes janelas de tempo de observação. Elas foram construídas por meio da divisão do número do total de dados coletados (períodos do oscilador) por potências de 2, de 2^0 até 2^{15} , como mostra a Figura 25. Para todas as partes resultantes, foram calculados os conceitos de *jitter* estudados, usando a média dos dados de cada janela para estimar o período ideal T , necessário para as equações 16 e 17 do *absolute* e *period jitter*. Com isto, o desvio padrão, o módulo da média, e a média do módulo dos *jitters* foram calculados. Por fim, as médias dessas medidas de tendência e dispersão de cada partição foram utilizadas como dados finais a serem avaliados. Desse modo, a janela de tempo total das simulações foi dividida em 16 níveis, criando um novo fator controlável.

Figura 25 – Geração de diferentes janelas de tempo.



Fonte - Elaborado pelo autor.

A diferença entre o módulo da média e a média do módulo de cada *jitter* é importante para a análise dos dados, e por isso estes dois resultados foram apresentados. O primeiro porque indica o valor esperado para os *jitters*, e o segundo indica um valor esperado para a amplitude dos *jitters*.

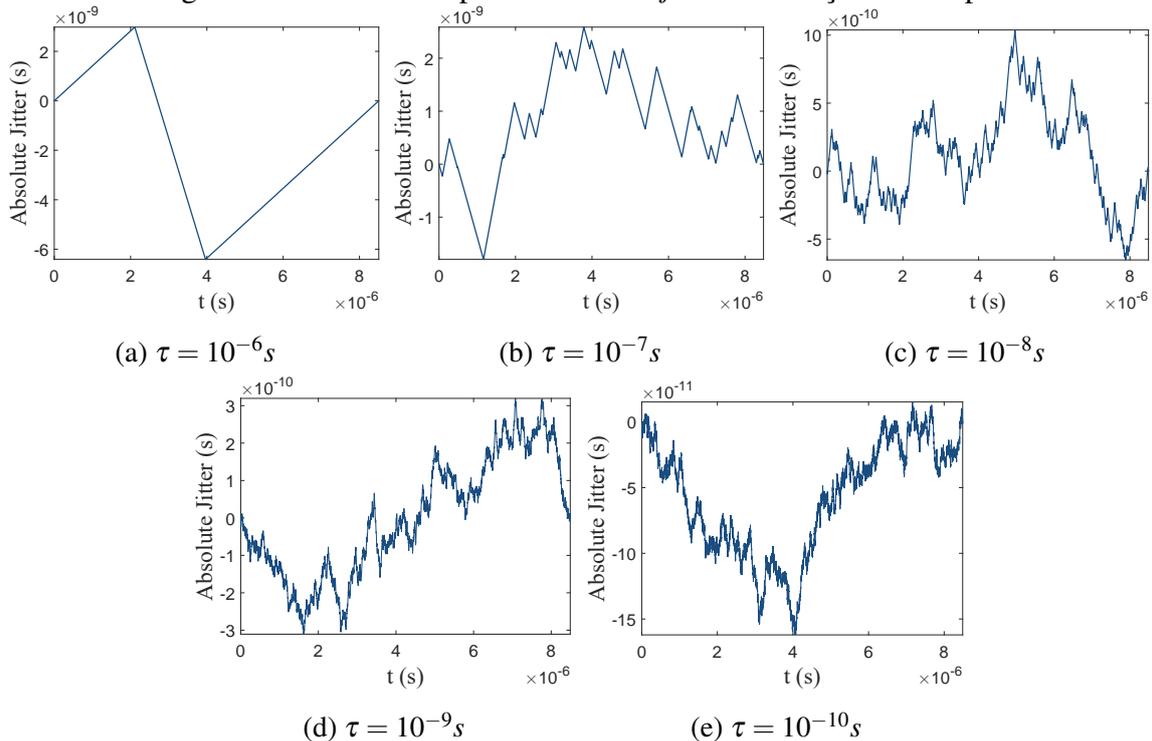
A segunda etapa do experimento consistiu em rodar simulações com cinco armadilhas, uma em cada transistor NMOS do oscilador em anel, todas com diferentes valores para as constantes de tempo. No total foram 3 simulações, uma para cada valor de capacitância, coletando o mesmo número de dados de períodos do oscilador da primeira etapa. A flutuação da tensão de limiar escolhida para cada armadilha também foi de 5mV. Cálculos iguais foram repetidos para essas simulações, encontrando valores de média, média do módulo e desvio padrão para o *absolute*, o *period* e o *cycle-to-cycle jitter* para diferentes janelas de tempo. Os gráficos destes resultados foram plotados de duas formas, adicionando um gráfico com valores normalizados pelo valor esperado para o período do oscilador, T .

3.2.2 Resultados para Casos com uma Única Armadilha

3.2.2.1 Absolute Jitter

Nas simulações com uma única armadilha, o comportamento dos valores do *absolute jitter* ao longo do tempo é como apresentado na Figura 26, que mostra gráficos para armadilhas com τ distintos. Quando estão ocupadas, as armadilhas contribuem para o aumento do *absolute jitter*, visto que aumentam o atraso de propagação dos inversores (os dispositivos ficam mais lentos). Da mesma forma, à medida que as armadilhas emitem os portadores de carga, tornando-se vazias, o valor resultante do *jitter* começa a diminuir, devido ao aumento da frequência do oscilador. Observe que os valores do *absolute jitter* sempre retornam a zero no final da simulação. Isso porque, ao final da janela de tempo, o período do sinal avaliado e o do sinal ideal (T), estimado com a média dos dados, serão idênticos. Portanto, quando considerado o máximo da janela de tempo, ambos os sinais mantêm o mesmo resultado para este período, levando a um *absolute jitter* igual a zero.

Figura 26 – Resultados para o *absolute jitter* em função do tempo.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Comparando os gráficos é possível afirmar que quanto mais tempo as armadilhas permanecerem em um mesmo estado elétrico - ou seja, quanto maior é a constante de tempo da armadilha - maior será o valor pico-a-pico do *absolute jitter* (MTIE). Isso é devido ao comportamento cumulativo deste *jitter*. Um tempo menor para a atividade de captura e emissão dos portadores de carga resulta em um número cumulativo menos relevante, uma vez que os valores do *absolute jitter* aumentam e diminuem com maior frequência. O desvio padrão e os valores médios de todas as simulações para o *absolute jitter* são apre-

sentados na Tabela 3. Percebe-se que esse comportamento se mantém para simulações com diferentes capacitâncias.

Tabela 3 – Resultados para o *absolute jitter*.

		$\tau(s)$	$ \mu(s) $	$\mu(s)$ para $ AJ $	$\sigma(s)$
C_{add}	0	10^{-6}	$1,71 \cdot 10^{-9}$	$2,66 \cdot 10^{-9}$	$2,71 \cdot 10^{-9}$
		10^{-7}	$8,06 \cdot 10^{-10}$	$1,06 \cdot 10^{-9}$	$9,63 \cdot 10^{-10}$
		10^{-8}	$1,12 \cdot 10^{-10}$	$2,05 \cdot 10^{-10}$	$3,49 \cdot 10^{-10}$
		10^{-9}	$2,63 \cdot 10^{-13}$	$1,35 \cdot 10^{-10}$	$1,58 \cdot 10^{-10}$
		10^{-10}	$5,81 \cdot 10^{-11}$	$5,84 \cdot 10^{-11}$	$4,29 \cdot 10^{-11}$
	1fF	10^{-6}	$7,41 \cdot 10^{-9}$	$8,26 \cdot 10^{-9}$	$6,77 \cdot 10^{-9}$
		10^{-7}	$4,47 \cdot 10^{-9}$	$6,09 \cdot 10^{-9}$	$5,53 \cdot 10^{-9}$
		10^{-8}	$3,99 \cdot 10^{-10}$	$1,20 \cdot 10^{-9}$	$1,47 \cdot 10^{-9}$
		10^{-9}	$5,91 \cdot 10^{-10}$	$6,11 \cdot 10^{-10}$	$4,91 \cdot 10^{-10}$
		10^{-10}	$5,55 \cdot 10^{-11}$	$1,42 \cdot 10^{-10}$	$1,73 \cdot 10^{-10}$
	10fF	10^{-6}	$3,01 \cdot 10^{-8}$	$4,14 \cdot 10^{-8}$	$4,84 \cdot 10^{-8}$
		10^{-7}	$8,53 \cdot 10^{-9}$	$1,35 \cdot 10^{-8}$	$1,55 \cdot 10^{-8}$
		10^{-8}	$6,36 \cdot 10^{-9}$	$6,42 \cdot 10^{-9}$	$4,45 \cdot 10^{-9}$
		10^{-9}	$2,62 \cdot 10^{-9}$	$2,93 \cdot 10^{-9}$	$2,59 \cdot 10^{-9}$
		10^{-10}	$9,17 \cdot 10^{-10}$	$9,24 \cdot 10^{-10}$	$5,15 \cdot 10^{-10}$

A Figura 27 mostra o módulo da média, a 28 a média do módulo, e a 29 o desvio padrão dos dados coletados, quando submetidos a diferentes valores de janelas de tempo e de capacitâncias adicionais. Em janelas de tempo mais curtas, as médias e o desvio padrão apresentam resultados menores e semelhantes para todas as simulações. Isso acontece porque se a janela de tempo for muito pequena em comparação com a constante de tempo da armadilha, não haverá uma significativa quantidade de mudanças de estado desta armadilha durante esse período. Assim, o *jitter* terá valores menores, visto que o período ideal estimado, T , será semelhante à maioria dos períodos medidos.

Por outro lado, conforme a janela de tempo aumenta, mais atividades das armadilhas são observadas (primeiramente para armadilhas mais rápidas). Assim, T é melhor estimado, o que contribui para valores mais relevantes para os resultados. Além disso, devido à propriedade cumulativa, o *absolute jitter* apresenta valores cada vez maiores com uma janela de tempo mais longa para todos os casos, aumentando também as médias. Porém, como discutido anteriormente, a propriedade cumulativa se destaca em armadilhas mais lentas, resultando em um *absolute jitter* mais relevante para estes casos, em janelas de tempo maiores.

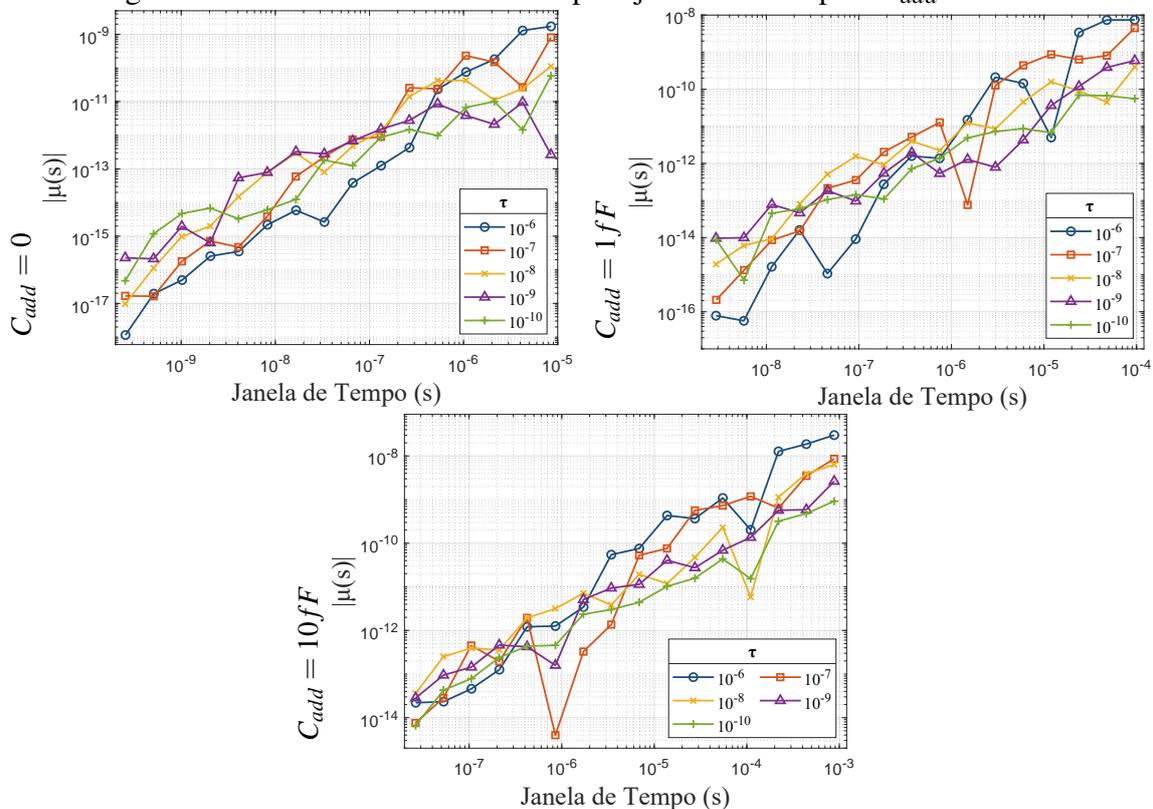
Com o aumento da capacitância adicional do circuito (C_{add}), os períodos do oscilador aumentam e, conseqüentemente, a janela de tempo também. Com isto, temos gráficos semelhantes, mas com resultados de valores medidos ainda maiores para o *absolute jitter*. É

possível perceber que, em todos os casos, uma armadilha mais lenta apresenta resultados de médias e desvio padrão maiores que as outras quando a janela de tempo atinge valores da ordem de sua constante de tempo.

Porém, além da janela de tempo, há outro motivo para as armadilhas mais rápidas apresentarem um valor menor para as médias e desvio padrão. Como discutido na Seção 3.1, há casos em que as constantes de tempo das armadilhas tendem a ser muito menores que o t_p dos inversores. Consequentemente, o número de trocas de estado das armadilhas durante um período de oscilação será suficientemente grande para que o atraso atinja valores próximos a um valor esperado. Este fator contribui para uma diferença maior entre os resultados das armadilhas rápidas e lentas.

Portanto, para o *absolute jitter*, as armadilhas mais lentas tendem a apresentar resultados de variabilidade maiores, quando a janela de tempo é suficientemente grande para que a atividade da armadilha seja observada. Porém, em todos os casos, devido à sua característica cumulativa, os valores de média e desvio padrão do *absolute jitter* tendem a sempre aumentar com a janela de tempo de observação, independentemente das constantes de tempo das armadilhas e da frequência do oscilador, controlada por C_{add} .

Figura 27 – Módulo da média do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 28 – Média do módulo do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.

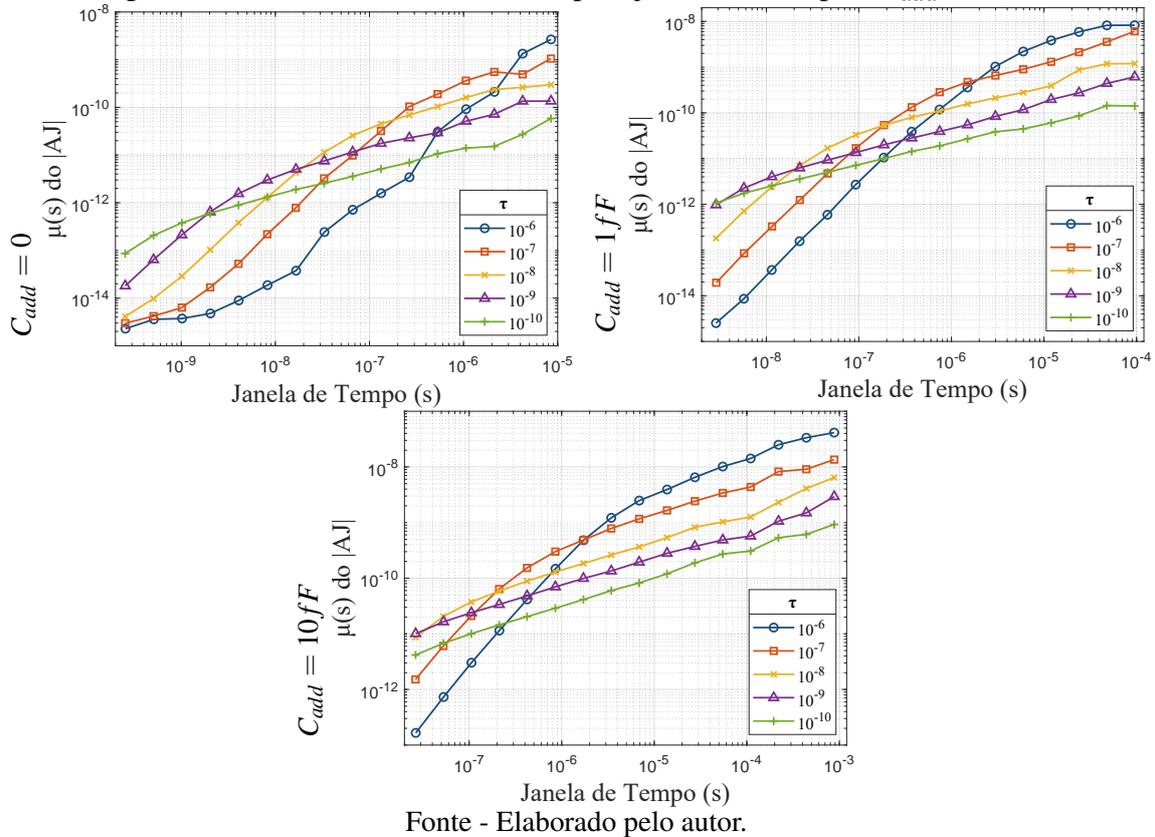
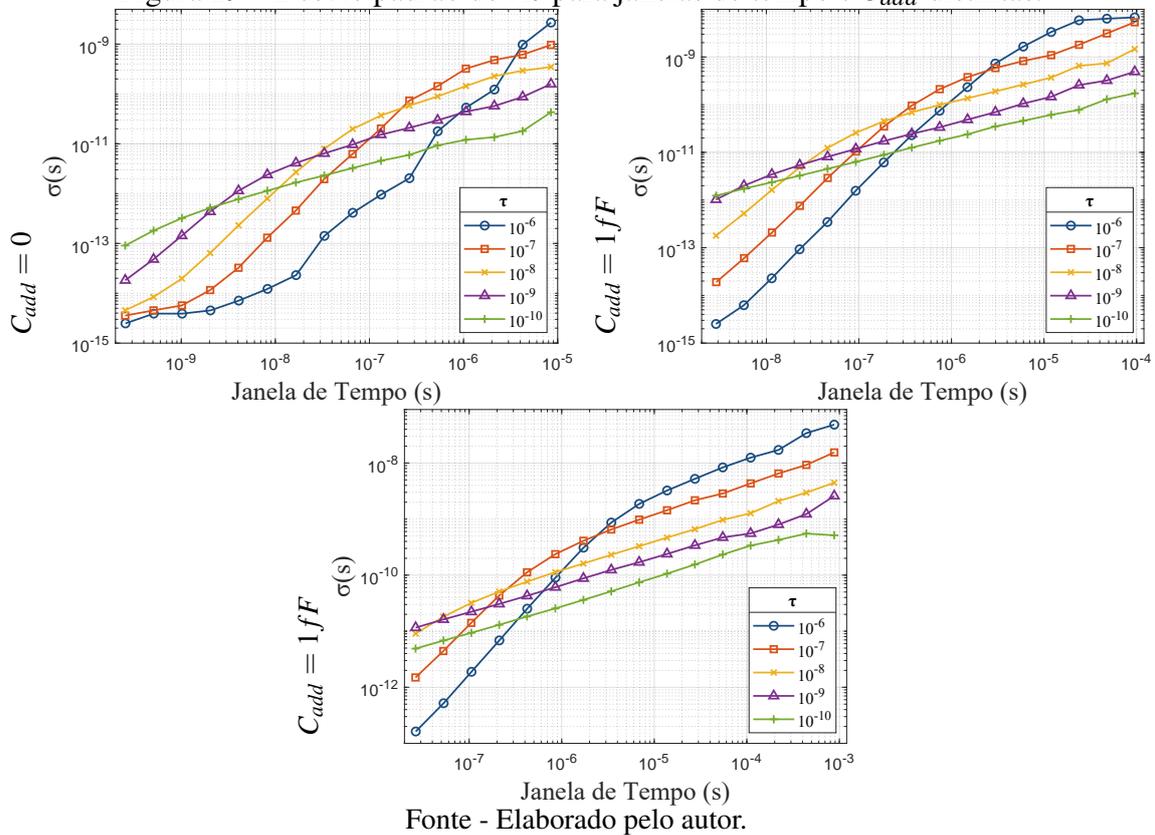
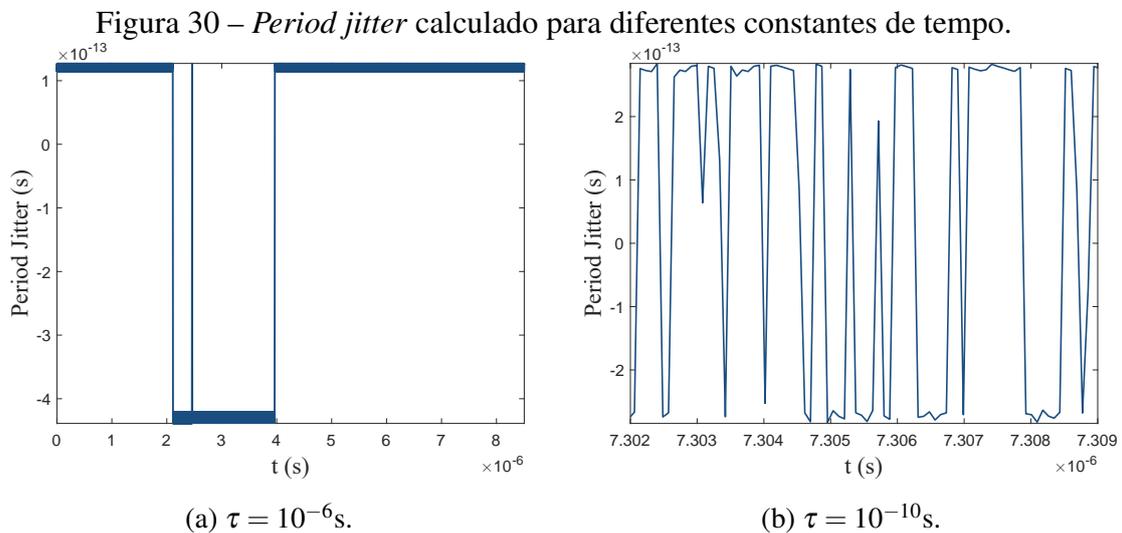


Figura 29 – Desvio padrão do AJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



3.2.2.2 Period Jitter

A Figura 30a exemplifica o *period jitter* com os dados de simulação de uma armadilha mais lenta ($\tau = 10^{-6}$ s), e a Figura 30b mostra esse *jitter* com os dados de simulação de uma armadilha mais rápida ($\tau = 10^{-10}$ s). Com armadilhas lentas, o *period jitter* geralmente mostra dois níveis, de forma semelhante ao sinal RTN. Isso acontece porque durante as transições de sinal do oscilador a armadilha geralmente fica em um mesmo estado (ocupada ou vazia), levando a apenas dois valores de *period jitter*. Por outro lado, quando a armadilha é rápida o suficiente, seus estados elétricos mudam durante as transições de sinal do oscilador, levando a valores intermediários de *jitter*, conforme apresentado no gráfico da armadilha mais rápida.



Fonte - Elaborado pelo autor.

O desvio padrão e a média do módulo de cada caso com uma janela de simulação completa são apresentados na Tabela 4. Os valores do módulo da média não foram apresentados porque ficaram próximos de zero, como esperado, devido ao modo como o *jitter* é calculado. Esses valores resultantes foram atribuídos apenas a erros de quantização. Por outro lado, a média do módulo e o desvio padrão apresentaram valores relevantes e, em casos com a mesma capacitância adicional, muito semelhantes.

Entre as simulações com capacitâncias adicionais iguais a zero, é possível perceber que a da armadilha mais lenta, com $\tau = 10^{-6}$, apresentou um menor resultado. Com períodos mais curtos, essa simulação não teve duração suficiente para estimar o desvio padrão da armadilha mais lenta adequadamente. Conforme a capacitância aumenta, o período da simulação também aumenta, e as armadilhas mais lentas passam a apresentar um desvio padrão semelhante às outras. Isso porque, em todas as simulações as constantes de tempo são iguais entre si. Assim, o valor esperado do tempo que a armadilha permanece em qualquer um dos seus estados é igual para todas as simulações, considerando que a janela de tempo é grande o suficiente para observar a atividade das armadilhas com

eficiência.

Além disso, quando a capacitância adicional é aumentada, as armadilhas mais rápidas passam a apresentar valores de média do módulo e desvio padrão do *jitter* menores do que outras armadilhas. Isso ocorre porque, para essas simulações, ocorrem cada vez mais trocas nos estados das armadilhas durante o período de oscilação do circuito. Como discutido anteriormente, por meio da Figura 30b, isso leva a valores intermediários e menores de *period jitter*, diminuindo também a média do módulo e o desvio padrão resultantes.

Tabela 4 – Resultados para o *period jitter*.

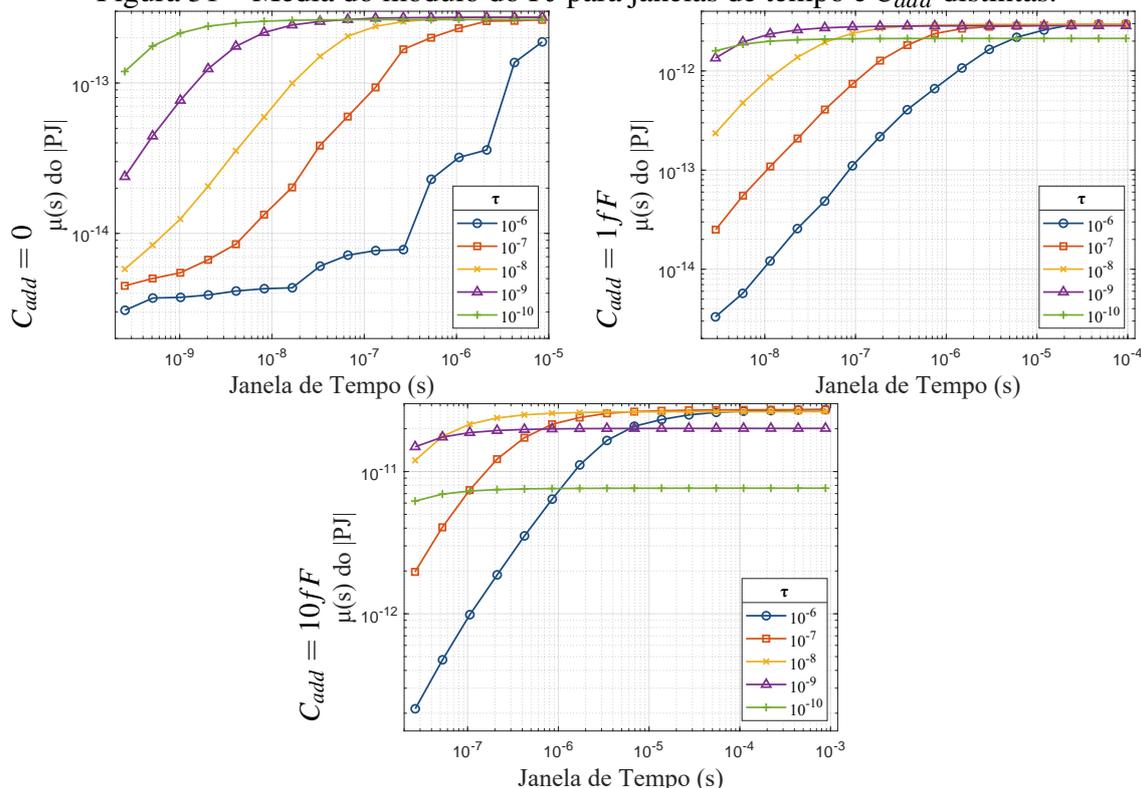
		τ (s)	μ (s) para IPJl	σ (s)
C_{add}	0	10^{-6}	$1,88 \cdot 10^{-13}$	$2,27 \cdot 10^{-13}$
		10^{-7}	$2,63 \cdot 10^{-13}$	$2,69 \cdot 10^{-13}$
		10^{-8}	$2,75 \cdot 10^{-13}$	$2,75 \cdot 10^{-13}$
		10^{-9}	$2,74 \cdot 10^{-13}$	$2,75 \cdot 10^{-13}$
		10^{-10}	$2,64 \cdot 10^{-13}$	$2,67 \cdot 10^{-13}$
	1fF	10^{-6}	$2,95 \cdot 10^{-12}$	$2,97 \cdot 10^{-12}$
		10^{-7}	$2,96 \cdot 10^{-12}$	$2,97 \cdot 10^{-12}$
		10^{-8}	$2,96 \cdot 10^{-12}$	$2,96 \cdot 10^{-12}$
		10^{-9}	$2,89 \cdot 10^{-12}$	$2,85 \cdot 10^{-12}$
		10^{-10}	$2,13 \cdot 10^{-12}$	$2,33 \cdot 10^{-12}$
	10fF	10^{-6}	$2,73 \cdot 10^{-11}$	$2,73 \cdot 10^{-11}$
		10^{-7}	$2,72 \cdot 10^{-11}$	$2,72 \cdot 10^{-11}$
		10^{-8}	$2,64 \cdot 10^{-11}$	$2,66 \cdot 10^{-11}$
		10^{-9}	$2,01 \cdot 10^{-11}$	$2,18 \cdot 10^{-11}$
		10^{-10}	$7,64 \cdot 10^{-12}$	$9,37 \cdot 10^{-12}$

As figuras 31 e 32 apresentam os gráficos com os valores da média do módulo e do desvio padrão do *period jitter* em função das diferentes janelas de tempo. O módulo da média novamente não será mostrado por apresentar apenas erros de quantização. O efeito das armadilhas rápidas discutido anteriormente pode ser observado com clareza nestes gráficos. As armadilhas com menores constantes de tempo passam a ser menos relevantes que as mais lentas quando o período do oscilador é aumentado por meio do valor de C_{add} .

Quando as janelas de tempo são mais curtas, a estimativa da variabilidade do período do oscilador poderá resultar em valores diferentes dos analisados anteriormente. Isso porque, nestes casos muitas vezes não há suficientes trocas de estado das armadilhas, e o número baixo de dados torna difícil estimar um bom valor esperado para o período ideal T . Conseqüentemente, o desvio padrão e a média do módulo do *period jitter* apresentam valores mais baixos.

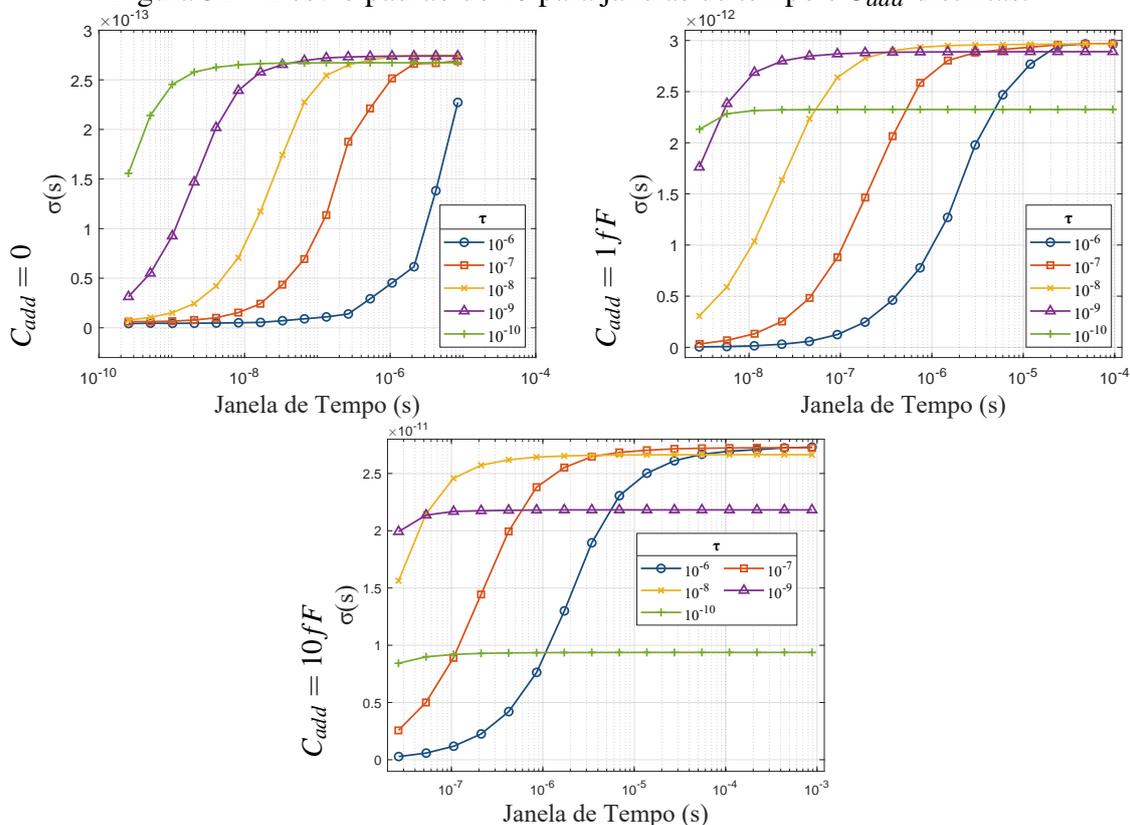
Por outro lado, quanto mais longa a janela de tempo, melhor a estimativa da contribuição de armadilhas mais lentas para a média e o desvio padrão do *period jitter*. Por

Figura 31 – Média do módulo do PJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 32 – Desvio padrão do PJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



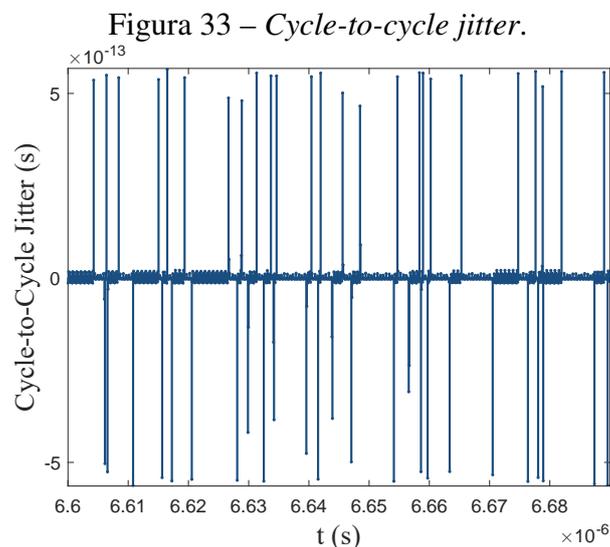
Fonte - Elaborado pelo autor.

este motivo, como é possível observar nos gráficos, as armadilhas mais rápidas chegam ao máximo do desvio padrão e média do módulo em janelas de tempo mais curtas.

Assim, o *period jitter* causado pelo RTN apresenta um platô para cada armadilha, dependente da relação entre a constante de tempo das armadilhas e o período do oscilador. Além disso, a estimativa deste platô depende da relação entre a janela de tempo e as constantes de tempo das armadilhas.

3.2.2.3 Cycle-to-cycle Jitter

O *cycle-to-cycle jitter* é calculado apenas pela diferença entre dois valores de períodos consecutivos. Assim, quando a armadilha permanece no mesmo estado durante dois períodos consecutivos, o *jitter* causado por ela apresentará um valor igual a zero. Por outro lado, quando há trocas de estado da armadilha que resultam em dois períodos consecutivos diferentes, o gráfico do *cycle-to-cycle jitter* apresentará um valor diferente de zero. Para exemplificar, a Figura 33 mostra os resultados deste *jitter* em função do tempo para parte de uma simulação. Todo pulso, então, indica mudanças de estados da armadilha. A magnitude do pulso depende da diferença entre os dois períodos consecutivos do oscilador, ou seja, da diferença entre os atrasos promovidos pela armadilha. O pulso máximo, por exemplo, ocorre quando a armadilha permanece vazia em um período completo do oscilador, causando o mínimo de atraso, e durante o próximo período permanece com um elétron capturado, causando o máximo de atraso.



Fonte - Elaborado pelo autor.

A Tabela 5 mostra o valor absoluto da média, a média do módulo e o desvio padrão do *cycle-to-cycle jitter*. Todos tendem a aumentar quando as armadilhas ficam mais rápidas e quando o período do oscilador aumenta devido à capacitância adicionada. Isso porque, com um menor valor de τ , mais trocas de estados da armadilha ocorrem e evitam um *cycle-to-cycle jitter* igual a zero. E, com uma maior C_{add} , a probabilidade das trocas

de estado acontecerem entre dois períodos consecutivos é maior, visto que o período do oscilador aumenta. Além disso, quanto mais tempo uma armadilha permanece carregada, maior seu atraso resultante para o oscilador. Por isso, quando o período do oscilador é maior, aumenta também o atraso que a armadilha pode causar, aumentando os valores do *jitter*.

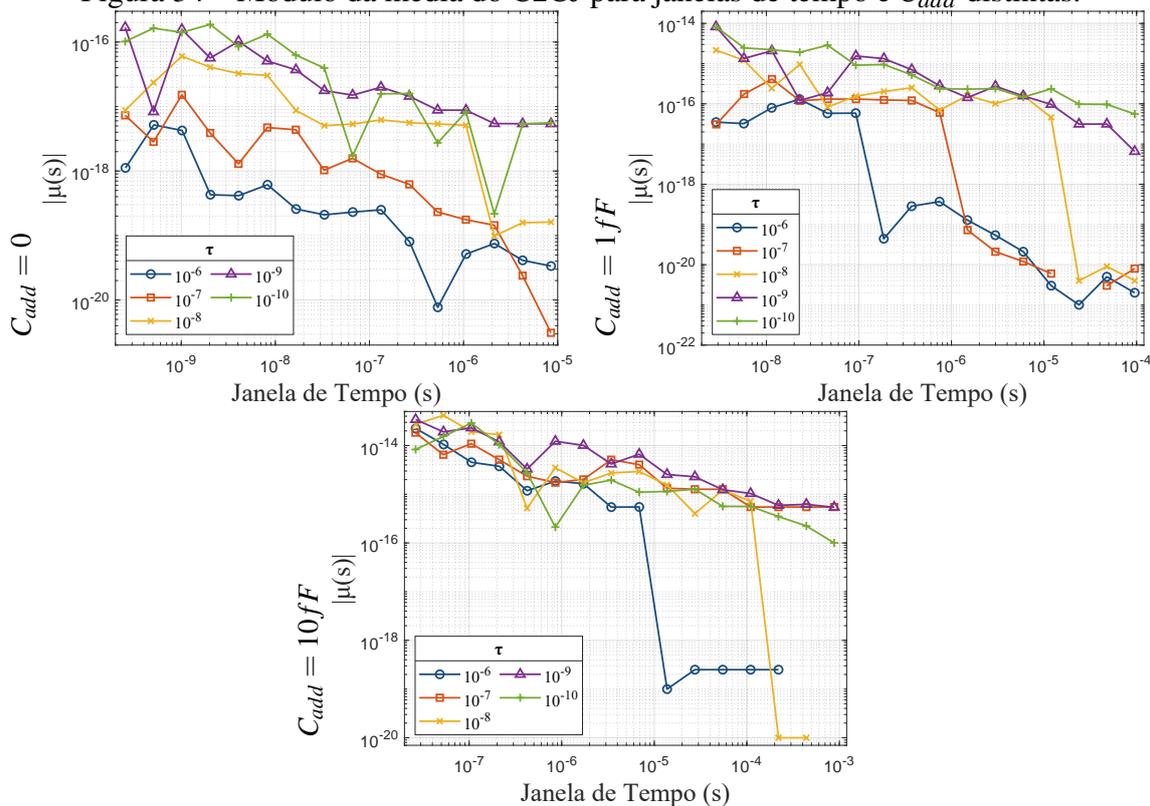
Tabela 5 – Resultados para o *cycle-to-cycle jitter*.

		$\tau(s)$	$ \mu(s) $	$\mu(s)$ para C2CJ	$\sigma(s)$
C_{add}	0	10^{-6}	$3,36 \cdot 10^{-20}$	$5,12 \cdot 10^{-15}$	$7,38 \cdot 10^{-15}$
		10^{-7}	$3,10 \cdot 10^{-21}$	$7,88 \cdot 10^{-15}$	$1,49 \cdot 10^{-14}$
		10^{-8}	$1,61 \cdot 10^{-19}$	$9,02 \cdot 10^{-15}$	$3,42 \cdot 10^{-14}$
		10^{-9}	$5,41 \cdot 10^{-18}$	$2,93 \cdot 10^{-14}$	$1,08 \cdot 10^{-13}$
		10^{-10}	$5,61 \cdot 10^{-18}$	$1,60 \cdot 10^{-13}$	$2,79 \cdot 10^{-13}$
	1fF	10^{-6}	$2,00 \cdot 10^{-21}$	$3,39 \cdot 10^{-15}$	$1,29 \cdot 10^{-13}$
		10^{-7}	$8,00 \cdot 10^{-21}$	$2,95 \cdot 10^{-14}$	$4,04 \cdot 10^{-13}$
		10^{-8}	$4,00 \cdot 10^{-21}$	$2,71 \cdot 10^{-13}$	$1,22 \cdot 10^{-12}$
		10^{-9}	$6,53 \cdot 10^{-18}$	$1,81 \cdot 10^{-12}$	$3,13 \cdot 10^{-12}$
		10^{-10}	$5,57 \cdot 10^{-17}$	$2,64 \cdot 10^{-12}$	$3,30 \cdot 10^{-12}$
	10fF	10^{-6}	0	$2,39 \cdot 10^{-13}$	$3,50 \cdot 10^{-12}$
		10^{-7}	$5,46 \cdot 10^{-16}$	$2,27 \cdot 10^{-12}$	$1,07 \cdot 10^{-11}$
		10^{-8}	0	$1,58 \cdot 10^{-11}$	$2,82 \cdot 10^{-11}$
		10^{-9}	$5,40 \cdot 10^{-16}$	$2,45 \cdot 10^{-11}$	$3,08 \cdot 10^{-11}$
		10^{-10}	$1,00 \cdot 10^{-16}$	$1,07 \cdot 10^{-11}$	$1,33 \cdot 10^{-11}$

Em diferentes janelas de tempo o valor absoluto da média do *cycle-to-cycle jitter*, mostrado na Figura 34, é mais alto em janelas de tempo mais curtas. O valor médio esperado deste *jitter* é igual a zero, porque seus valores mudam entre positivo e negativo com magnitudes semelhantes. Por esse motivo, o valor médio absoluto diminui com uma maior janela de tempo, aproximando-se do valor esperado. Quando submetido a maiores capacitâncias adicionais, o oscilador mostrou valores de média maiores devido ao aumento do efeito das armadilhas em períodos mais longos.

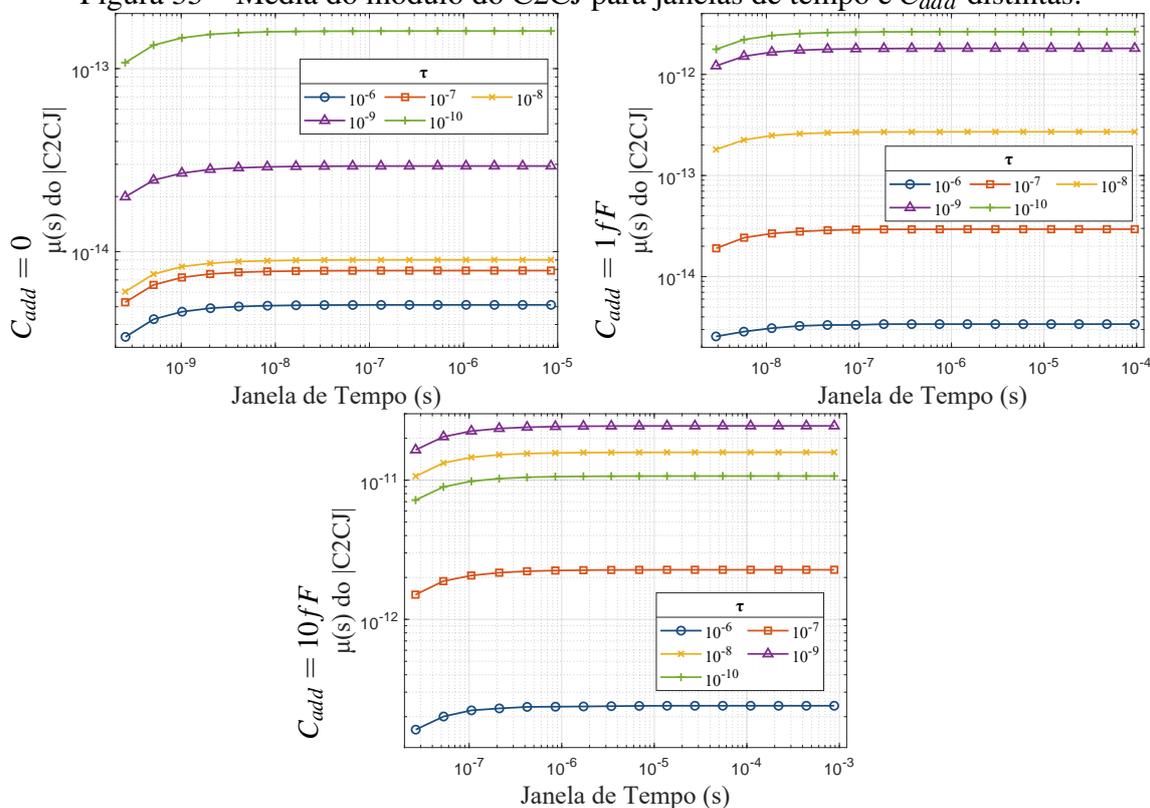
Para média do módulo e o desvio padrão do *jitter* (figuras 35 e 36), janelas de tempo mais curtas resultam em menores valores, devido a impossibilidade de observar a atividade das armadilhas adequadamente. Em janelas mais longas, o desvio padrão tende a convergir para valores diferentes, visto que, quanto mais rápida a armadilha for, mais resultados diferentes de zero o *cycle-to-cycle jitter* irá apresentar. Porém, quando o período do oscilador aumenta devido à capacitância, as armadilhas mais rápidas, se comparadas a outras, perdem relevância também para este tipo de *jitter*, em virtude dos valores de atraso resultantes convergirem para um valor esperado quando há muitas trocas de estados das armadilhas em um mesmo período.

Figura 34 – Módulo da média do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



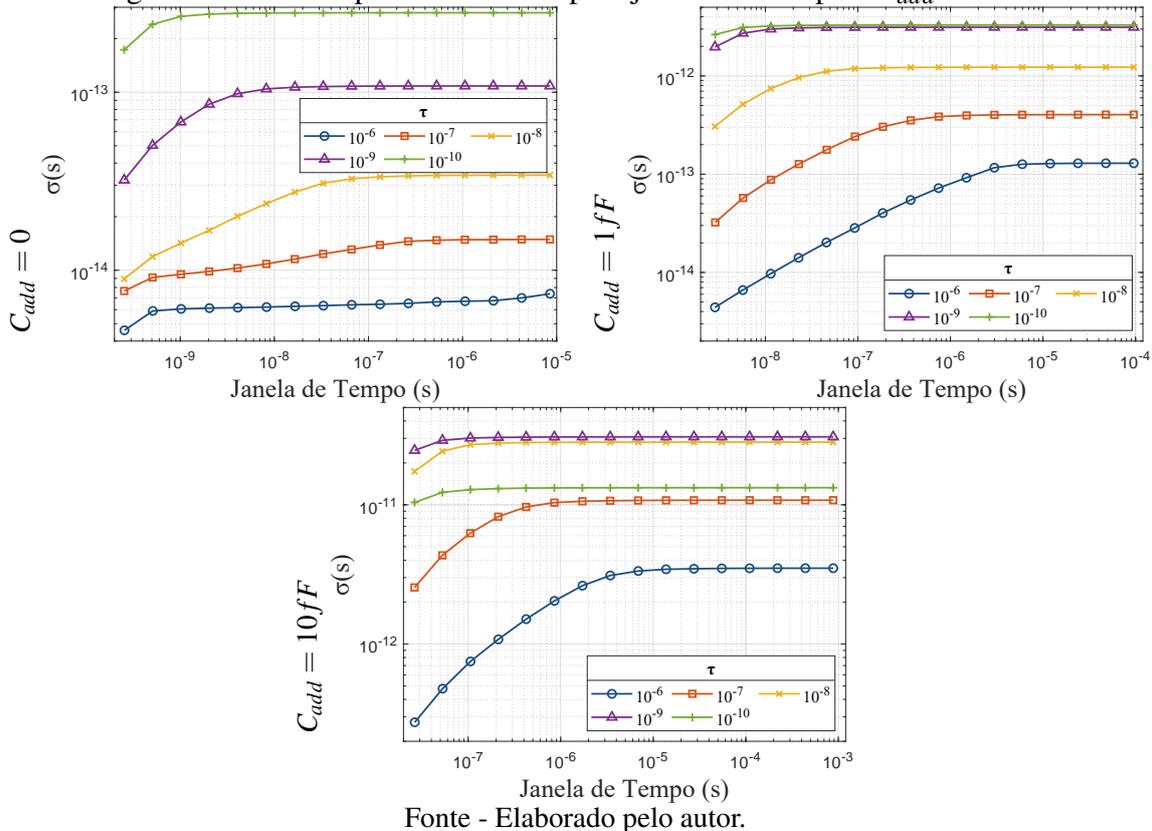
Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Média do módulo do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 36 – Desvio padrão do C2CJ para janelas de tempo e C_{add} distintas.



Por tanto, o *cycle-to-cycle jitter* causado pelo RTN tem como característica uma forte dependência da relação entre as constantes de tempo das armadilhas e o período do oscilador. Isso porque a média do módulo e o desvio padrão deste *jitter* apresentaram valores distintos para as armadilhas simuladas, em todas as janelas de tempo, de forma que seus resultados para as armadilhas mais rápidas tendem a convergir para um número significativamente maior em janelas de tempo mais longas, se comparados aos resultados de outras armadilhas. Porém, o aumento do período do oscilador por meio da capacitância adicionada mudou de forma relevante esta comparação, visto que as armadilhas mais rápidas passaram a apresentar resultados menores para essas medidas estatísticas aplicadas. O módulo da média, por sua vez, trouxe resultados esperados, mostrando sua dependência de uma janela de tempo suficientemente longa para convergir para seu resultado esperado igual a zero.

3.2.2.4 Considerações Finais

Os conceitos de *jitter* aplicados aos resultados da simulação do oscilador de cinco estágios apresentaram diferenças relevantes quando submetidos a armadilhas com diferentes constantes de tempo.

Entre os três conceitos abordados, as médias e o desvio padrão do *absolute jitter* mostraram resultados muito maiores em simulações com armadilhas mais lentas, e devido

a sua característica cumulativa seus valores são sempre crescentes em função da janela de tempo. A armadilha com maior efeito para este *jitter* é a que possui a maior constante de tempo observável, dependente da janela de tempo.

Já o *cycle-to-cycle* tem uma característica contrária a do *absolute jitter*, pois tende a ser impactado de maneira mais significativa por armadilhas mais rápidas, em qualquer da janela de tempo, pois mais trocas de estado das armadilhas evitam que este *jitter* apresente valores iguais a zero. Suas medidas de dispersão e tendência atingem um platô nos gráficos em função da janela de tempo, que depende da relação entre a constante de tempo da armadilha, a janela de tempo, e o período do oscilador.

O *period jitter* também apresenta um platô com as mesmas características nesses gráficos, mas que possui um valor máximo independente do número de trocas de estados, e dependente do tempo em que a armadilha permanece em cada estado.

Todos os resultados apresentaram fatores limitantes já discutidos no estudo do inversor CMOS, que são as relações entre constantes de tempo e a janela de tempo, e entre as constantes de tempo e o período do oscilador (t_p no caso do inversor).

3.2.3 Resultados para Casos com Múltiplas Armadilhas

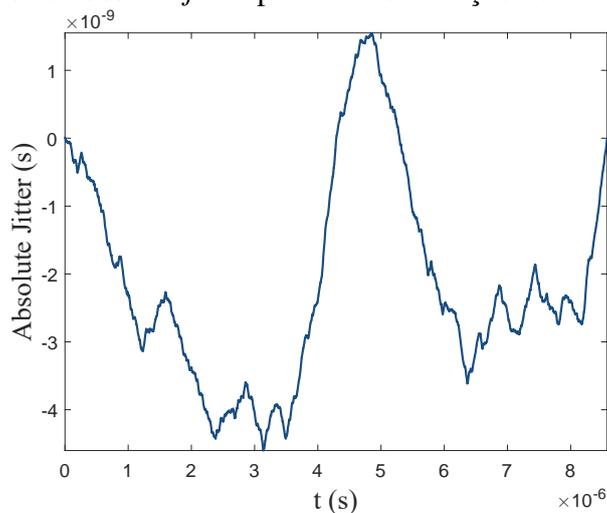
Esta segunda etapa do experimento consiste na simulação do mesmo oscilador em anel, agora com cinco armadilhas, uma em cada transistor NMOS. Os valores das constantes de tempo de cada defeito são os mesmos usados anteriormente: 10^{-6} s, 10^{-7} s, 10^{-8} s, 10^{-9} s e 10^{-10} s, valores diferentes para cada armadilha. Além disso, foram mantidos os fatores controláveis C_{add} e janela de tempo.

Como discutido na Seção 2.4, o atraso do oscilador é a soma de cada atraso de propagação do sinal apresentado pelos inversores. Este capítulo tem como objetivo a análise das consequências desta combinação dos efeitos das armadilhas para os três conceitos de *jitter* já abordados. Para isso, manteve-se os valores das constantes de tempo das armadilhas, as condições de janelas de tempo e as capacitâncias adicionadas para tornar possível a comparação com as simulações anteriores.

3.2.3.1 Absolute Jitter

A Figura 37 apresenta os valores do *jitter* para a simulação com múltiplas armadilhas e $C_{add} = 0$. A combinação dos estados das armadilhas define a derivada desse gráfico. Se a maioria das armadilhas permanecem mais tempo carregadas que vazias durante um período do oscilador, o valor do *jitter* tende a aumentar.

Os resultados para estas simulações são apresentados pela Tabela 6, incluindo o MTIE, que representa o valor pico a pico do *absolute jitter* (Seção 2.2.4). Esses resultados consideram todos os dados coletados (janela de tempo completa). Ao compará-los com os das simulações anteriores (Tabela 3), percebe-se que com múltiplas armadilhas os valores foram semelhantes aos resultados apresentados pelas simulações com apenas a armadilha

Figura 37 – Valores do *absolute jitter* para uma simulação com múltiplas armadilhas.

Fonte - Elaborado pelo autor.

mais lenta ($\tau = 10^{-6}$). Isso confirma a importância do efeito de armadilhas lentas para o *absolute jitter* quando a janela de tempo é grande o suficiente para observar sua atividade elétrica, visto que, mesmo com a soma dos efeitos, as armadilhas mais rápidas pouco alteraram o resultado.

Tabela 6 – Resultados do *absolute jitter* e MTIE para as simulações com múltiplas armadilhas.

C_{add}	$ \mu(s) $	$\mu(s)$ do $ AJ (s)$	$\sigma(s)$	MTIE(s)
0	$2,13 \cdot 10^{-9}$	$2,33 \cdot 10^{-9}$	$1,53 \cdot 10^{-9}$	$6,15 \cdot 10^{-9}$
1fF	$8,84 \cdot 10^{-9}$	$1,14 \cdot 10^{-8}$	$1,14 \cdot 10^{-8}$	$4,41 \cdot 10^{-8}$
10fF	$4,09 \cdot 10^{-9}$	$4,61 \cdot 10^{-8}$	$5,45 \cdot 10^{-8}$	$2,15 \cdot 10^{-7}$

As figuras 38, 39 e 40 apresentam os gráficos do módulo da média do *absolute jitter*, a média do módulo, e do desvio padrão, para diferentes valores de janelas de tempo. Desta vez, nas mesmas figuras também foram plotados gráficos dos mesmos dados, normalizados com o período médio do oscilador.

Ao plotar os dados normalizados da média do módulo (gráfico 39b) e do desvio padrão (gráfico 40b), foi possível perceber uma diferença entre o crescimento desses dados quando $C_{add} = 10fF$ em janelas de tempo normalizadas mais longas. Há uma queda no valor desses resultados se comparados com as curvas de simulações com outras capacitâncias adicionadas. Isso ocorreu porque a relação entre o período do oscilador e a constante de tempo das armadilhas foi um fator limitante nestes casos. O período do oscilador foi grande o suficiente para diminuir até o efeito de armadilhas mais lentas, devido ao excesso de trocas de estado durante as transições do sinal do circuito. Com isso, o atraso resultante das armadilhas converge para um valor esperado, atenuando a amplitude do

absolute jitter.

Apesar da relevância das armadilhas mais lentas para o *absolute jitter*, quando a janela de observação é pequena, destacam-se os resultados das armadilhas mais rápidas. Assim, nesta simulação de 5 transistores com RTN, em janelas de tempo menores houve um resultado semelhante ao das armadilhas rápidas do primeiro modelo de simulação.

Figura 38 – Gráficos do módulo da média do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.

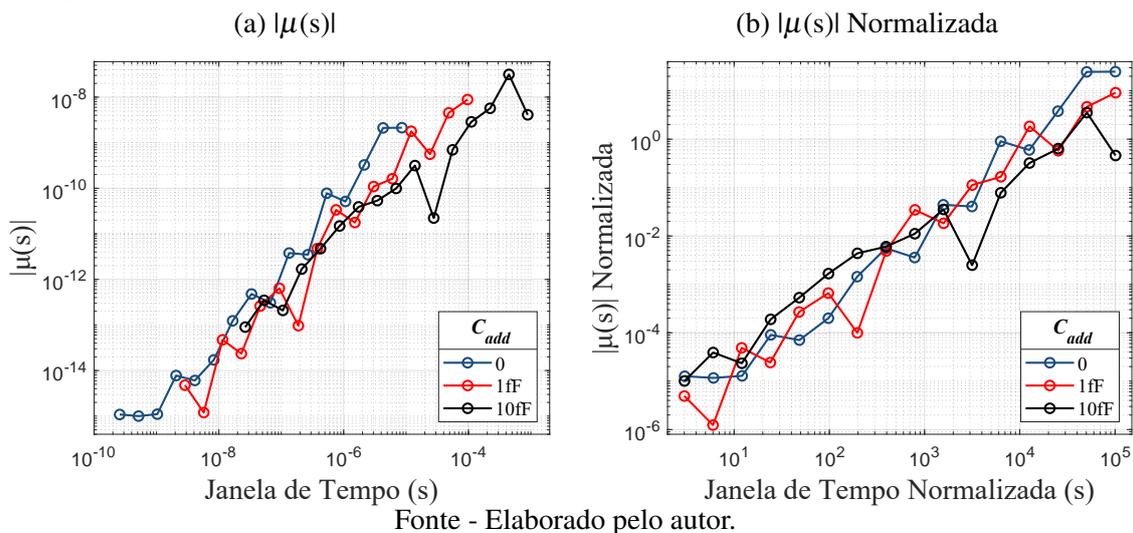
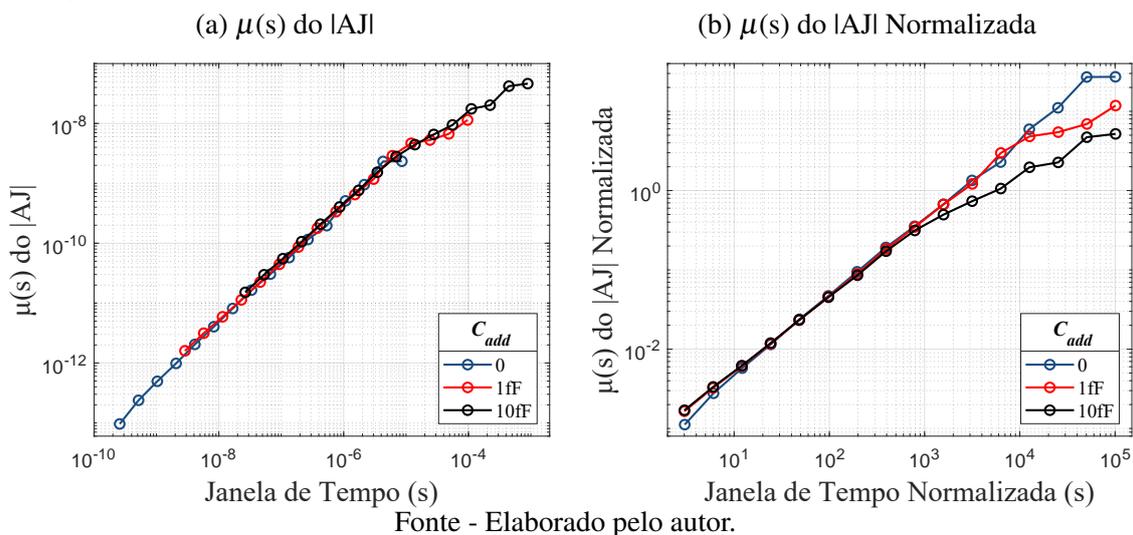
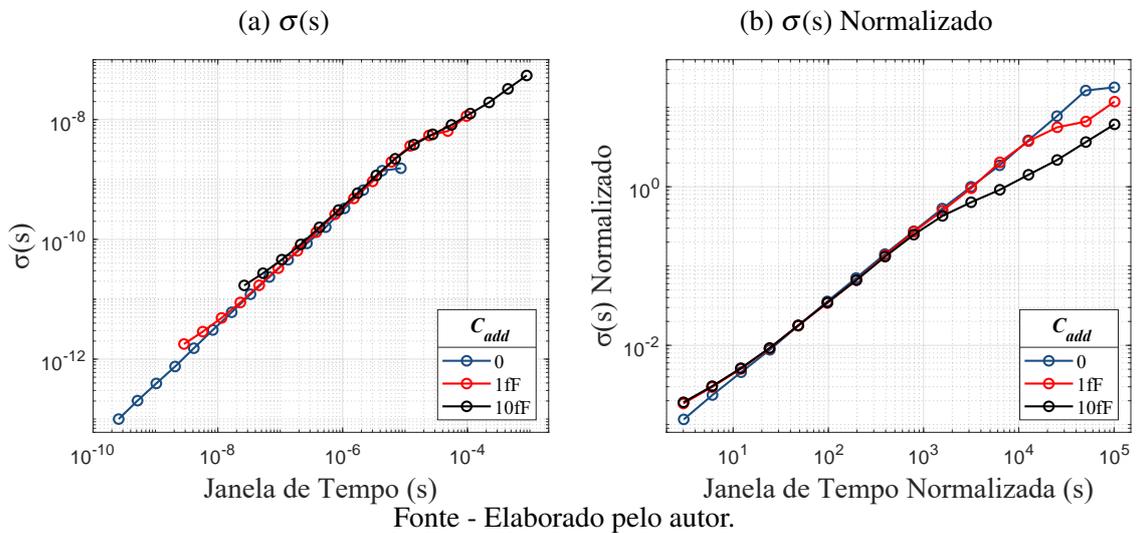


Figura 39 – Gráficos da média do módulo do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.



Portanto, os resultados para o *absolute jitter* dependem significativamente da janela de tempo do experimento. Em todos os casos abordados neste estudo, o atraso causado pela armadilha mais lenta observável sempre destaca-se sobre o das outras e contribui quase que totalmente com o resultado para o desvio padrão e médias na soma dos efeitos das armadilhas.

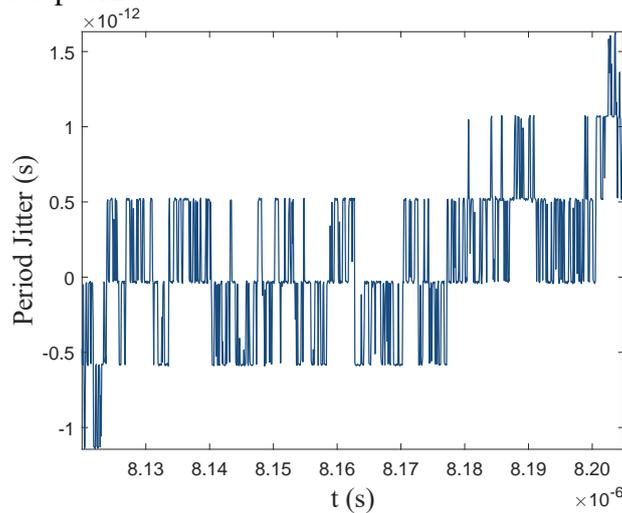
Figura 40 – Gráficos do desvio padrão do AJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.



3.2.3.2 Period Jitter

O *period jitter* mostra mais claramente a combinação dos efeitos das armadilhas. A Figura 41 apresenta o comportamento desse *jitter* em uma parte da simulação (ou seja, dentro de uma janela de tempo específica) com $C_{add} = 0$. Cinco níveis de *jitter* são evidentes neste gráfico, semelhante a um sinal do *Random Telegraph Noise*.

Figura 41 – Valores de *period jitter* para uma simulação com múltiplas armadilhas em uma janela de tempo específica.



Desta vez, a comparação dos resultados (Tabela 7) com os de simulações com apenas uma armadilha (Tabela 4) apresentou uma diferença significativa. A combinação dos efeitos das armadilhas é mais relevante neste caso. O módulo da média do *period jitter* foi próximo de zero em todos os casos novamente, devido apenas a erros de quantização.

Por isso, mais uma vez não foram mostrados.

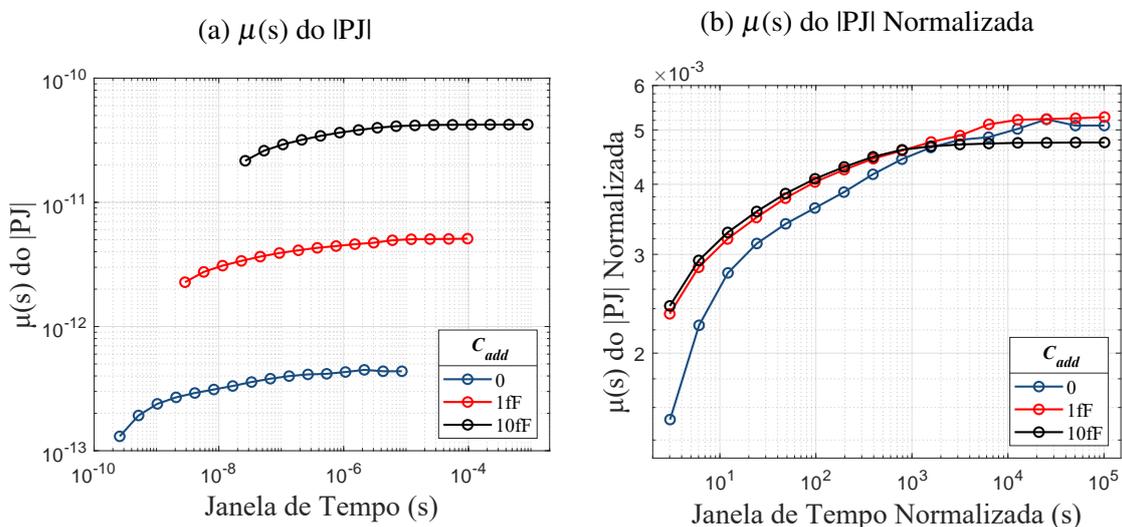
Tabela 7 – Resultados do *period jitter* para as simulações com múltiplas armadilhas.

C_{add}	$\mu(s)$ do IPJ	$\sigma(s)$
0	$4,36 \cdot 10^{-13}$	$5,67 \cdot 10^{-13}$
1fF	$5,10 \cdot 10^{-12}$	$6,22 \cdot 10^{-12}$
10fF	$4,23 \cdot 10^{-11}$	$5,24 \cdot 10^{-11}$

As figuras 42 e 43 mostram a média do módulo e o desvio padrão do *period jitter* em função da janela de tempo. Mais uma vez, os resultados das medidas estatísticas do *period jitter* tendem a convergir para valores diferentes em janelas de tempo mais longas, isso de forma dependente da capacitância adicionada. Com o somatório do efeito das armadilhas, esses resultados convergem para valores maiores que nas simulações com uma única armadilha. Janelas de tempo mais curtas novamente foram um fator limitante, dificultando a estimativa não só dos resultados consequentes das atividades de armadilhas mais lentas, mas também, nesse caso, do somatório dos efeitos das armadilhas. Com uma janela de tempo pequena, muitas vezes é difícil perceber valores extremos do *period jitter*, que dependem de uma combinação de estados de armadilhas de baixa probabilidade.

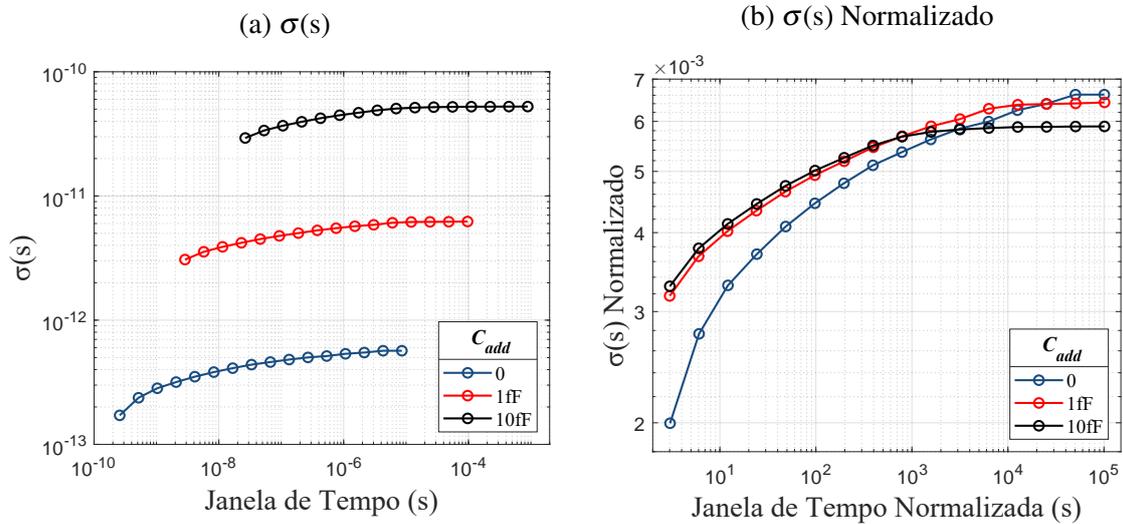
A capacitância adicionada tende a diminuir o valor pico a pico da média do módulo e o desvio padrão do *period jitter* normalizados (figuras 42b e 43b). Quando o período do oscilador aumenta devido à capacitância adicionada, a janela de tempo também aumenta. Dessa forma, simulações com capacitâncias diferentes mudam os dois fatores limitantes para a observação do efeito das armadilhas, o que explica a diferença de suas curvas nos gráficos da média do módulo e desvio padrão normalizados.

Figura 42 – Gráficos da média do módulo do PJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Figura 43 – Gráficos do desvio padrão do PJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.

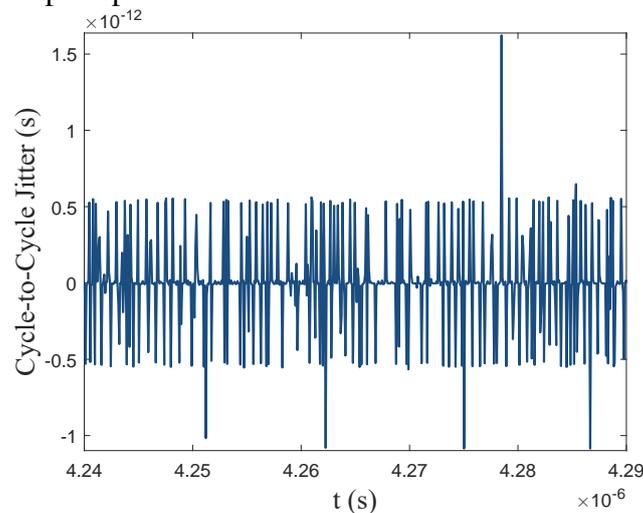


Portanto, o *period jitter* com múltiplas armadilhas demonstrou uma relevância maior com o somatório dos atrasos do RTN. Por isso, neste caso, o período do oscilador também pôde ser relevante para a observação da combinação dos efeitos de múltiplas armadilhas. Assim, a relação entre os defeitos é mais importante que no caso do absolute jitter.

3.2.3.3 Cycle-to-cycle Jitter

Uma parte dos resultados do *cycle-to-cycle jitter*, em função do tempo de simulação em uma janela de tempo específica, é apresentada pela Figura 44.

Figura 44 – Valores de *cycle-to-cycle jitter* para uma simulação com múltiplas armadilhas em uma janela de tempo específica.



Para este *jitter* é raro observar uma combinação dos efeitos da armadilha porque é

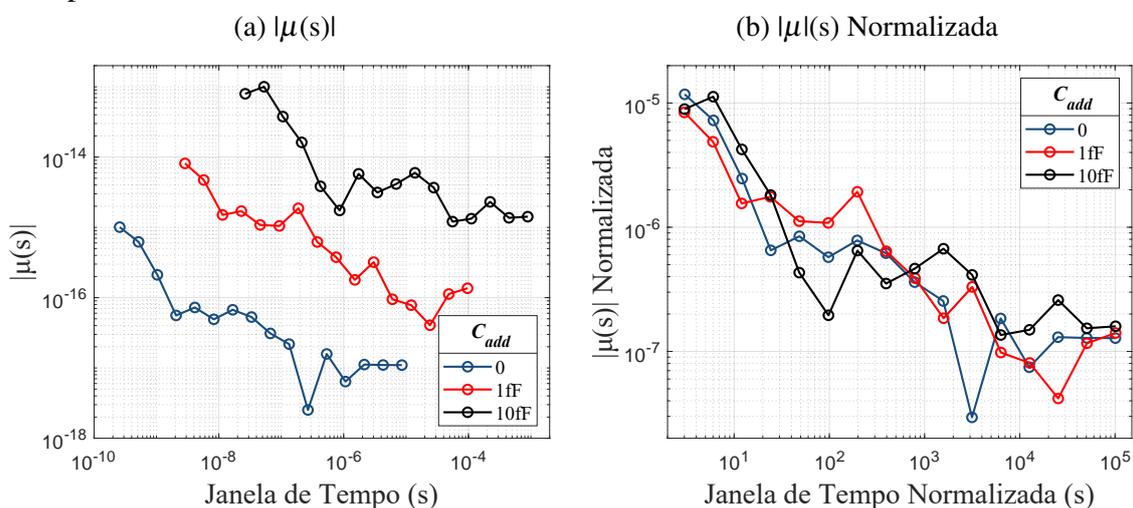
necessário que os estados elétricos de mais de uma armadilha mudem durante um mesmo período de oscilação. Porém, quando o período é mais longo devido à uma maior capacitância, a probabilidade desse evento acontecer aumenta, o que é o principal motivo pela diferença dos resultados para as médias e o desvio padrão do *cycle-to-cycle jitter* nas simulações com capacitâncias adicionais diferentes, apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Resultados do *cycle-to-cycle jitter* para as simulações com múltiplas armadilhas.

C_{add}	$ \mu(s) $	$\mu(s)$ do C2CJ	$\sigma(s)$
0	$1,10 \cdot 10^{-17}$	$1,76 \cdot 10^{-13}$	$2,96 \cdot 10^{-13}$
1fF	$1,36 \cdot 10^{-16}$	$3,68 \cdot 10^{-12}$	$4,70 \cdot 10^{-12}$
10fF	$1,42 \cdot 10^{-15}$	$3,57 \cdot 10^{-11}$	$4,47 \cdot 10^{-11}$

Esses resultados das simulações com múltiplas armadilhas apresentaram valores maiores, mas semelhantes aos da primeira etapa do experimento, quando havia apenas uma armadilha rápida (Tabela 5). Isso porque, como foi discutido anteriormente, o efeito da soma dos atrasos das armadilhas é raro para o *cycle-to-cycle jitter*. Além disso, as armadilhas mais rápidas tendem a apresentar valores para a média do módulo e desvio padrão consideravelmente maiores, visto que mudam mais frequentemente o valor do período do oscilador e evitam um *cycle-to-cycle jitter* igual a zero. A diferença entre os resultados das duas etapas do experimento, então, é devido, principalmente, à uma maior variação entre períodos consecutivos, pois há mais armadilhas impactando no atraso do oscilador. Como as armadilhas mais lentas pouco contribuem para o acréscimo dos valores de média do módulo e desvio padrão do *cycle-to-cycle jitter*, esta diferença acaba sendo pequena.

Figura 45 – Gráficos do módulo da média do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.



Fonte - Elaborado pelo autor.

Para a análise com diferentes janelas de tempo, o valor absoluto da média do *cycle-to-cycle jitter* (Figura 45), mais uma vez, foi maior quando as janelas foram mais curtas, uma vez que é necessária uma janela de tempo maior para que a média convirja para o valor esperado, que é zero.

Figura 46 – Gráficos da média do módulo do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.

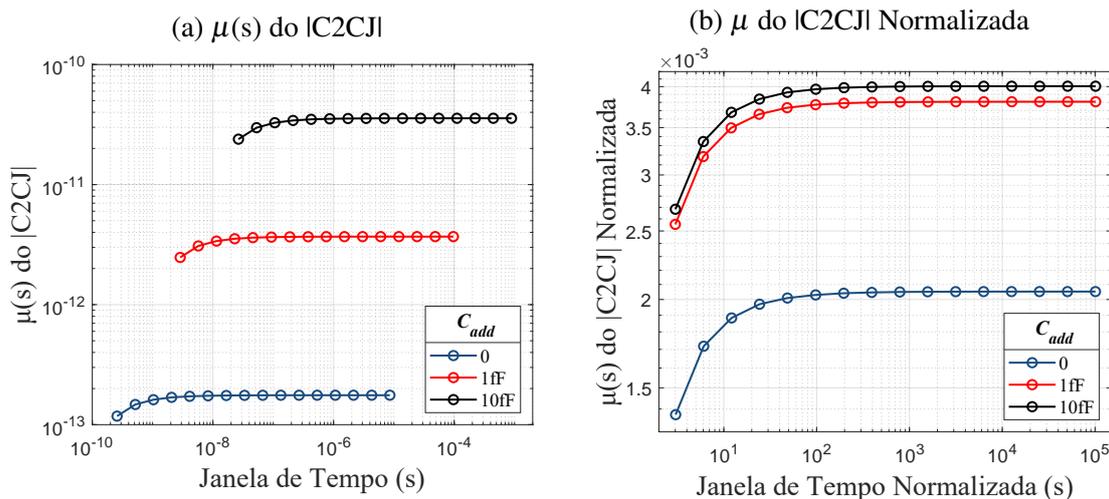
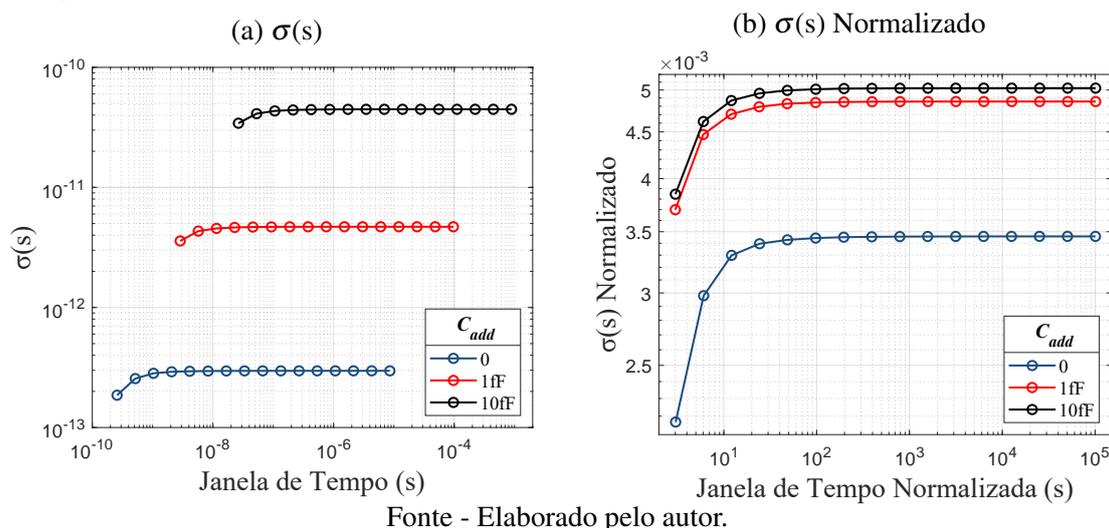


Figura 47 – Gráficos do desvio padrão do C2CJ para simulações com C_{add} distintas e múltiplas armadilhas.



Os valores da média do módulo do *jitter* (Figura 46) e do desvio padrão (Figura 47) também convergem em janelas de tempo mais longas. Capacitâncias maiores tendem a apresentar resultados maiores. Isso porque, quando o período do oscilador é mais longo, apesar de as armadilhas mais rápidas perderem relevância, como discutido anteriormente, todas as outras armadilhas passam a causar um maior impacto para o *cycle-to-cycle jitter*,

visto que aumenta a probabilidade de elas apresentarem trocas de estado durante ciclos consecutivos do oscilador.

Comparando esses resultados com os da primeira etapa do experimento, de uma armadilha, quanto maior a capacitância adicional, maior a diferença entre os resultados dos experimentos para todas as janelas de tempo. Isso mostra que o efeito de combinação do impacto das armadilhas é mais raro quando o período do oscilador é curto.

3.2.3.4 *Considerações finais*

A soma dos efeitos das armadilhas tem um impacto diferente nos resultados de cada *jitter* estudado. O *absolute jitter* é causado principalmente por armadilhas mais lentas, que representam grande parte do resultado do somatório dos atrasos. Porém, é importante salientar que mesmo as armadilhas mais rápidas podem ser importantes para este *jitter*, devido a seu efeito cumulativo. Assim, o atraso causado por esses defeitos pode apresentar resultados relevantes a longo prazo, com uma maior contribuição também no somatório dos efeitos das armadilhas.

Para o *period jitter* o somatório dos atrasos dos inversores é claro e importante para os resultados. Foi possível relacionar a combinação dos efeitos das armadilhas com a janela de tempo e o período do oscilador, de forma que condições que tornam essa combinação mais provável também aumentam claramente os resultados para as médias e desvio padrão desse *jitter*.

O *cycle-to-cycle jitter*, por outro lado, tem uma probabilidade muito menor de ser impactado pela combinação dos atrasos dos inversores. Comparando os resultados das medidas estatísticas desse *jitter* entre as duas etapas do experimento, foi percebida apenas uma pequena diferença, que não foi atribuída ao somatório dos atrasos dos defeitos, mas sim à maior atividade do RTN, simplesmente por possuir uma quantidade maior de armadilhas. No entanto, há condições que podem aumentar a relevância das múltiplas armadilhas para o C2CJ, como, por exemplo, em casos onde há mais defeitos com constantes de tempo de valor aproximado ao período do oscilador. Dessa forma, mais mudanças de estado de armadilhas poderiam ser realizadas durante a transição do sinal do circuito, causando maiores valores para o *cycle-to-cycle jitter*.

4 CONCLUSÃO

O *Random Telegraph Noise* pode causar *jitter* em osciladores em anel devido ao seu impacto no desempenho de cada inversor que o compõe. Para avaliar o impacto do RTN no oscilador, diferentes conceitos de *jitter* são utilizados. Neste trabalho, foi mostrado que a confiabilidade destas medidas, quando aplicadas a um *clock* gerado por um oscilador em anel, depende das relações entre as constantes de tempo das armadilhas, da janela de tempo do experimento e do atraso de propagação do sinal de cada um dos inversores, que formam o atraso do período do oscilador.

Além disso, diferentes conceitos de *jitter* podem mostrar comportamentos distintos quando sujeitos a essas relações. Uma estimativa mais confiável para as médias e o desvio padrão do *absolute jitter* depende de uma janela de tempo maior para o experimento porque as armadilhas que são lentas em comparação com a janela de tempo são mais relevantes para os resultados desse *jitter*. O *cycle-to-cycle jitter*, por outro lado, pode ter suas médias e desvio padrão estimados em uma janela de tempo menor, visto que as armadilhas mais rápidas são mais relevantes nesse caso.

A combinação dos efeitos de armadilhas com constantes de tempo distintas também mostrou grandes diferenças entre os conceitos de *jitter*. Para múltiplas armadilhas, o *cycle-to-cycle jitter* depende que trocas nos estados dos defeitos ocorram durante um mesmo período do oscilador para que os efeitos sejam combinados. O *absolute jitter* sempre apresentará uma combinação de efeitos de armadilhas por conta de seu efeito cumulativo, apesar de armadilhas mais lentas serem muito mais relevantes para esse conceito. Para o *period jitter*, múltiplas armadilhas são mais relevantes, pois seus resultados para média e desvio padrão aumentaram consideravelmente se comparadas com simulações do oscilador com apenas uma armadilha.

É possível também relacionar os resultados das simulações às aplicações dos conceitos de *jitter* apresentados. Simplificando, pode-se dizer que casos onde os instantes exatos do *clock* são mais importantes são mais prejudicados por armadilhas lentas. O efeito de múltiplas armadilhas tende a prejudicar mais os casos onde a variabilidade do período do *clock* é mais relevante. Por fim, o funcionamento de controladores PLL tende a depender mais da mudança de estados de armadilhas rápidas.

Concluindo, as simulações de Monte Carlo realizadas mostraram que uma correta avaliação do impacto do *Random Telegraph Noise* no desempenho de osciladores em anel depende das constantes de tempo das armadilhas e de parâmetros de medida, cujos valores ideais devem ser escolhidos considerando uma aplicação específica para o circuito, visto que a definição de armadilhas rápidas e de lentas depende do valor da janela de tempo do experimento e do período do oscilador, respectivamente.

REFERÊNCIAS

ASENOV, A. *et al.* RTS Amplitudes in Decananometer MOSFETs: 3-D Simulation Study. **IEEE Transactions on Electron Devices**, [S.l.], v. 50, n. 3, p. 839–845, 2003. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TED.2003.811418>>.

ASHRAF, N. 1/f Noise: Threshold Voltage and ON-current Fluctuations in 45 nm Device Technology due to Charged Random Traps. **Journal of Computational Electronics**, Vasileska, Dragica, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s10825-010-0330-y>>.

BARBOSA, R. G.; BOTH, T. H.; WIRTH, G. Gate Delay Variability due to Random Telegraph Noise. *In*: SYMPOSIUM ON MICROELECTRONICS TECHNOLOGY AND DEVICES (SBMICRO), 2021., 2021. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–3. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/SBMicro50945.2021.9585760>>.

BOTH, T. H.; Firpo Furtado, G.; WIRTH, G. I. Modeling and simulation of the charge trapping component of BTI and RTS. **Microelectronics Reliability**, [S.l.], v. 80, p. 278–283, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.11.009>>.

CAMARGO, V. V. d. A. **Modelagem e simulação de NBTI em circuitos digitais**. Porto Alegre, RS, Brasil: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2012.

DA DALT, N.; SHEIKHOLESAMI, A. **Understanding Jitter and Phase Noise: A Circuits and Systems Perspective**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1017/9781316981238>>.

DA SILVA, M. B.; BOTH, T. H.; WIRTH, G. I. Random Telegraph Noise Modeling for Circuit Analysis: RTN in Ring Oscillators. **IEEE Journal of the Electron Devices Society**, [S.l.], v. 10, p. 459–465, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/JEDS.2022.3147386>>.

FRANK, D. J.; MIKI, H. Analysis of Oxide Traps in Nanoscale MOSFETs using Random Telegraph Noise. *In: BIAS TEMPERATURE INSTABILITY FOR DEVICES AND CIRCUITS*, 2014, New York, NY. **Proceedings [...]** Springer New York, 2014. p. 111–134. Disponível em:

<https://doi.org/10.1007/978-1-4614-7909-3_5>.

GRASSER, T. *et al.* The time dependent defect spectroscopy (TDDS) for the characterization of the bias temperature instability. *In: IEEE INTERNATIONAL RELIABILITY PHYSICS SYMPOSIUM*, 2010., 2010. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2010. p. 16–25. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1109/IRPS.2010.5488859>>.

GUO, S. *et al.* Evaluation of SRAM V_{min} shift induced by random telegraph noise (RTN): physical understanding and prediction method. *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS (ISCAS)*, 2018., 2018. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1109/ISCAS.2018.8351499>>.

HELMS, C. R.; POINDEXTER, E. H. The silicon-silicon dioxide system: Its microstructure and imperfections. **Reports on Progress in Physics**, [S.l.], v. 57, n. 8, p. 791, aug 1994. Disponível em:

<<https://dx.doi.org/10.1088/0034-4885/57/8/002>>.

IEEE Standard for Jitter and Phase Noise. **IEEE Std 2414-2020**, [S.l.], p. 1–42, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2021.9364950>>.

INSIGHTS, F. B. **Semiconductor Market Size, Share & Covid-19 Impact Analysis , By Component (Memory Devices, Logic Devices, Analog IC, MPU, Discrete Power Devices, MCU, Sensors, and Others), By Application (Networking & Communications, Data Processing, Industrial, Consumer Eletronics, Automotive & Government), and Regional Forecast, 2022-2029**. Disponível em: <<https://www.fortunebusinessinsights.com/semiconductor-market-102365>>.

Acesso em: 12 nov. 2023.

JEDEC. **Definition of Skew Specifications for Standard Logic Devices - JESD65B, EIA JEDEC Standard**. [S.l.]: Sept, 2003.

KACZER, B. *et al.* Ubiquitous relaxation in BTI stressing-New evaluation and insights. *In: IEEE INTERNATIONAL RELIABILITY PHYSICS SYMPOSIUM*, 2008., 2008. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2008. p. 20–27.

KACZER, B. *et al.* Origin of NBTI variability in deeply scaled pFETs. *In: IEEE INTERNATIONAL RELIABILITY PHYSICS SYMPOSIUM*, 2010., 2010.

Proceedings [...] [S.l.: s.n.], 2010. p. 26–32. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1109/IRPS.2010.5488856>>.

KIRTON, M.; UREN, M. Noise in solid-state microstructures: A new perspective on individual defects, interface states and low-frequency (1/f) noise. **Advances in Physics**, [S.l.], v. 38, n. 4, p. 367–468, 1989. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1080/0001873890010112>>.

KUSUMA, S.; KUMAR, P. Design and Implementation of Ring Oscillator Circuit using 22nm Technology. **International Journal of Scientific Engineering and Technology Research**, [S.l.], v. 4, p. 12428–12432, 2015.

MACHLUP, S. Noise in semiconductors: spectrum of a two-parameter random signal. **Journal of Applied Physics**, [S.l.], v. 25, n. 3, 1954.

MATHWORKS. **MATLAB Software**. Disponível em:

<https://www.mathworks.com/products/matlab.html?s_tid=hp_products_matlab>. Acesso em: 13 nov. 2023.

MIKI, H. *et al.* Statistical measurement of random telegraph noise and its impact in scaled-down high-k/metal-gate MOSFETs. *In: INTERNATIONAL ELECTRON DEVICES MEETING, 2012.*, 2012. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2012. p. 19.1.1–19.1.4. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1109/IEDM.2012.6479071>>.

MOORE, S. **IEEE Spectrum - The Transistors at 75**. Disponível em:

<<https://spectrum.ieee.org/invention-of-the-transistor>>. Acesso em: 5 nov. 2023.

MOORE, S.; SCHNEIDER, D. **IEEE Spectrum - The State of the Transistor in 3 Charts at 75**. Disponível em:

<<https://spectrum.ieee.org/transistor-density>>. Acesso em: 5 nov. 2023.

NGSPICE. **Open Source Spice Simulator**. Disponível em:

<<https://ngspice.sourceforge.io/>>. Acesso em: 13 set. 2023.

PIERRET, R. **Semiconductor Device Fundamentals**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1996.

PTM. **Predictive Technology Model**. Disponível em: <<http://ptm.asu.edu/>>. Acesso em: jul. 2022.

PUCZKARSKI, P. *et al.* Low-Frequency Noise in Graphene Tunnel Junctions. **ACS Nano**, [S.l.], v. 12, n. 9, p. 9451–9460, 2018. PMID 30114902. Disponível em:

<<https://doi.org/10.1021/acsnano.8b04713>>.

RABAEY, J. M. **Digital Integrated Circuits - A Design Perspective**. USA: Prentice-Hall, Inc., 1996. ISBN 0131786091.

RABAEY, J. M.; CHANDRAKASAN, A.; NIKOLIC, B. **Digital integrated circuits - A design perspective**. 2ed. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2004.

RALLS, K. S. *et al.* Discrete Resistance Switching in Submicrometer Silicon Inversion Layers: Individual Interface Traps and Low-Frequency ($\frac{1}{f}$?) Noise. **Phys. Rev. Lett.**, [S.l.], v. 52, p. 228–231, Jan 1984. Disponível em: <<https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.52.228>>.

RANJAN, A. *et al.* Random Telegraph Noise in 2D Hexagonal Boron Nitride Dielectric Films. **Applied Physics Letters**, [S.l.], v. 112, n. 13, 2018.

REGANAZ, L. *et al.* Investigation of resistance fluctuations in ReRAM: physical origin, temporal dependence and impact on memory reliability. *In*: IEEE INTERNATIONAL RELIABILITY PHYSICS SYMPOSIUM (IRPS), 2023., 2023. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IRPS48203.2023.10117882>>.

REISINGER, H. The Time-Dependent Defect Spectroscopy. *In*: BIAS TEMPERATURE INSTABILITY FOR DEVICES AND CIRCUITS, 2014, New York, NY. **Proceedings [...]** Springer New York, 2014. p. 75–109. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-7909-3_4>.

SEDRA, A.; SMITH, K. **Microelectronic Circuits**. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. ISBN 9780195116632.

SIA. **Semiconductor Industry Association - State of the U.S. Semiconductor Industry**. Disponível em: <<https://www.semiconductors.org>>. Acesso em: 5 nov. 2023.

SITIME. Clock Jitter Definitions and Measurement Methods. **SiT-AN10007 Rev**, [S.l.], v. 1, 2014.

SOBERING, T. J. **Noise in Electronic Systems**. [S.l.]: Technical Report, SDE Consulting, 1999.

TAKEUCHI, K. Impact of Discrete-Charge-Induced Variability on Scaled MOS Devices. **IEICE Trans. Electron.**, [S.l.], v. 95-C, p. 414–420, 2012.

TAKEUCHI, K. *et al.* Single-charge-based modeling of transistor characteristics fluctuations based on statistical measurement of RTN amplitude. *In*: SYMPOSIUM ON VLSI TECHNOLOGY, 2009., 2009. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2009. p. 54–55.

TEGA, N. Study on impact of random telegraph noise on scaled MOSFETs. **Degree of Doctor of Philosophy in Engineering**, Tsukuba, Japan, 2014.

TEGA, N. *et al.* Increasing threshold voltage variation due to random telegraph noise in FETs as gate lengths scale to 20 nm. *In: SYMPOSIUM ON VLSI TECHNOLOGY*, 2009., 2009. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2009. p. 50–51.

TOH, S. O.; LIU, T.-J. K.; NIKOLIC, B. Impact of random telegraph signaling noise on SRAM stability. *In: SYMPOSIUM ON VLSI TECHNOLOGY - DIGEST OF TECHNICAL PAPERS*, 2011., 2011. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2011. p. 204–205.

WANG, J.; SADEGH MOTTAGHIAN, S.; FARROKH BAROUGHI, M. Passivation Properties of Atomic-Layer-Deposited Hafnium and Aluminum Oxides on Si Surfaces. **IEEE Transactions on Electron Devices**, [S.l.], v. 59, n. 2, p. 342–348, 2012. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TED.2011.2176943>>.

WIRTH, G. The observation window and the statistical modeling of RTN in time and frequency domain. **Solid-State Electronics**, [S.l.], v. 186, p. 108140, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.sse.2021.108140>>.

WIRTH, G. I. Time-Dependent Random Threshold Voltage Variation Due to Random Telegraph Noise. **IEEE Transactions on Electron Devices**, [S.l.], v. 68, n. 1, p. 17–23, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TED.2020.3039204>>.

WIRTH, G. I.; DA SILVA, R. Low-frequency noise spectrum of cyclo-stationary random telegraph signals. **Electrical Engineering**, [S.l.], v. 90, p. 435–441, 2008.

WIRTH, G. *et al.* Compact modeling and simulation of Random Telegraph Noise under non-stationary conditions in the presence of random dopants. **Microelectronics Reliability**, [S.l.], v. 52, n. 12, p. 2955–2961, 2012. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.microrel.2012.07.011>>.

WIRTH, G. *et al.* Charge Trapping in MOSFETS: BTI and RTN Modeling for Circuits. *In: BIAS TEMPERATURE INSTABILITY FOR DEVICES AND CIRCUITS*, 2014, New York, NY. **Proceedings [...]** Springer New York, 2014. p. 751–782. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-7909-3_29>.

YAMAMOTO, Y. **Fundamentals of Noise Processes**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2004. ISBN 9780521817486.

ZHANG, Z. *et al.* Investigation on the amplitude distribution of random telegraph noise (RTN) in nanoscale MOS devices. *In: IEEE INTERNATIONAL NANO-ELECTRONICS CONFERENCE (INEC)*, 2016., 2016. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–2. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/INEC.2016.7589332>>.

APÊNDICE A PUBLICAÇÃO

BARBOSA, R. G. *et al.* Jitter due to Random Telegraph Noise: a Study on the Time Dependent Variability of a Ring Oscillator. **Journal of Integrated Circuits and Systems**, 2023. Disponível em: <<https://doi.org/10.29292/jics.v18i3>>.