



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Roger Oliva Felix

**ESTUDO DO ATRASO DE PROPAGAÇÃO EM REDES
COMPLEXAS DE OSCILADORES**

**Bauru
2022**

Roger Oliva Felix

ESTUDO DO ATRASO DE PROPAGAÇÃO EM REDES
COMPLEXAS DE OSCILADORES

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Bauru, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Área de Automação, como parte dos requisitos necessários à obtenção de Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Átila Madureira Bueno

Co-orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Bauru

2022

Ficha Catalográfica

Felix, Roger Oliva.

Estudo do atraso de propagação em redes complexas
de osciladores / Roger Oliva Felix, 2022

82 f. : il.

Orientador: Átila Madureira Bueno

Co-orientador: Paulo José Amaral Serni

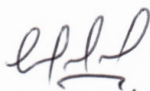
Tese (Doutorado)-Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2022

1. Osciladores Eletrônicos. 2. Redes Complexas.
3. Sincronismo. I. Universidade Estadual Paulista.
Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA TESE DE DOUTORADO DE ROGER OLIVA FELIX, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 12 dias do mês de dezembro do ano de 2022, às 14:00 horas, por meio de Videoconferência, realizou-se a defesa de TESE DE DOUTORADO de ROGER OLIVA FELIX, intitulada **ESTUDO DO ATRASO DE PROPAGAÇÃO EM REDES COMPLEXAS DE OSCILADORES**. A Comissão Examinadora foi constituída pelos seguintes membros: Prof. Dr. ATILA MADUREIRA BUENO (Orientador(a) - Participação Virtual) do(a) Politécnico / Universidade de São Paulo USP, Profª. Drª. CRISTIANE MILEO BATISTELA GOUVEA (Participação Virtual) do(a) Centro de Matemática, Computação e Cognição CMCC / UFABC, Prof. Dr. BRUNO AUGUSTO ANGÉLICO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle - PTC / Escola Politécnica da USP, Prof. Dr. ANGELO MARCELO TUSSET (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Prof. Dr. HILDO GUILLARDI JUNIOR (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações / Universidade Estadual Paulista - UNESP - Campus de São João da Boa Vista. Após a exposição pelo doutorando e arguição pelos membros da Comissão Examinadora que participaram do ato, de forma presencial e/ou virtual, o discente recebeu o conceito final: Aprovado. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelo(a) Presidente(a) da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. ATILA MADUREIRA BUENO



Dedicatória...

Dedico esta tese primeiramente a Deus, que foi um verdadeiro guia nesta jornada. Aos meus pais e minha esposa, que me apoiaram ao longo desta caminhada.

Agradecimentos

A realização desta tese de doutorado contou com importantes apoios e incentivos, sem os quais não teria se tornado uma realidade e aos quais estarei eternamente grato.

Agradeço:

Primeiramente a Deus pela minha existência, por me dar sabedoria, discernimento, saúde e muita força para superar todas as dificuldades, e por tudo que ele me proporcionou na minha vida pessoal e profissional, pois sem ele não conseguiria realizar meus sonhos;

Aos meus pais, Mauro Felix e Elisabete Oliva Felix, por acreditarem em mim, pelo apoio motivacional, incentivo desde sempre, amor, carinho, paciência e seus ensinamentos, e por não medirem esforços para que eu pudesse levar meus estudos adiante;

À minha esposa, Laura Peres Zanetine Felix, que sempre me apoiou e me ajudou em todos os momentos, especialmente nos mais difíceis;

Ao meu orientador, Professor Átila Madureira Bueno, por fornecer conhecimento e orientação;

Aos membros do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru pelo suporte, em especial aos professores do programa que contribuíram positivamente para a minha formação;

Ao meu amigo Nure Soares (*in memoriam*), que me apoiou no ingresso do mestrado, compartilhando seus conhecimentos na área da automação pneumática; e

Aos membros da banca examinadora de qualificação e defesa, pelo interesse e disponibilidade.

Resumo

FELIX, R. O., Estudo do atraso de propagação em redes complexas de osciladores, Bauru: Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2022, 81 p., Tese (Doutorado).

As malhas de sincronismo de osciladores têm grande importância em diversas aplicações na física e na engenharia, pois permitem a correta distribuição das informações. Diversas estratégias de distribuição de sinais de relógio podem ser utilizadas, desde estratégias descentralizadas como as mutuamente conectadas, até estratégias fortemente hierarquizadas como as redes mestre-escravo. Em quaisquer das estratégias podem ocorrer problemas relacionados à instabilidade do sincronismo, além do surgimento de comportamentos oscilatórios irregulares, como nos casos de osciladores caóticos, devido ao comportamento não linear usualmente presente, principalmente em sistemas de alta ordem. As redes de osciladores também são muito importantes para o desenvolvimento de modelos matemáticos de diversos sistemas complexos, descrevendo o comportamento de sistemas físicos, biológicos e sociais. Nesse contexto, os sistemas complexos são caracterizados pela interação de seus componentes, levando à produção de novas informações ou comportamentos emergentes que não podem ser observados ou inferidos a partir das condições de contorno, o que limita a previsibilidade. Mediante os resultados obtidos neste trabalho foi possível concluir que o atraso de propagação existente nas redes de osciladores é considerado um comportamento emergente, e para atenuar esse comportamento indesejável aplicou-se um projeto de controle de sincronismo que apresentou um ótimo desempenho na sincronização de sinais. Portanto, o foco desse trabalho é o estudo do comportamento de modelos matemáticos de redes de osciladores, do ponto de vista de sistemas complexos, levando em consideração o atraso de propagação entre os nós das redes. Dado o exposto, o trabalho apresenta também o estudo do *jitter* de frequência dupla existente nas malhas de sincronismo e o estudo do projeto de controle de sincronismo baseado no conceito da estabilidade de *Lyapunov* que tem como objetivo garantir o sincronismo das redes de distribuição de sinais de relógios.

Palavras-chave: Osciladores Eletrônicos. Redes Complexas. Sincronismo.

Abstract

FELIX, R. O., Study of propagation delay in complex networks of oscillators, Faculty of Engineering, São Paulo State University (UNESP), 2022, 81 p., Thesis (Doutorate).

The oscillators synchronism loops are of great importance in several applications in the physics and engineering, as they allow the correct distribution of information. Several clock signal distribution strategies can be used, from decentralized strategies such as mutually connected, to strongly hierarchical strategies such as master-slave networks. In any of the strategies, problems related to synchronism instability may occur, in addition to the appearance of irregular oscillatory behaviors, as in the case of oscillators chaotic, due to the non-linear behavior usually present, mainly in high-order systems. The oscillators networks are also very important for the development of mathematical models of various complex systems, describing the behavior of physical, biological and social systems. In this context, complex systems are characterized by the interaction of their components, leading to the production of new information or emerging behaviors that cannot be observed or inferred from the boundary conditions, which limits predictability. Through the results obtained in this work, it was possible to conclude that the propagation delay existing in oscillator networks is considered an emergent behavior, and to attenuate this undesirable behavior, a synchronism control project was applied, which presented an excellent performance in signal synchronization. Therefore, the focus of this work is the study of the behavior of mathematical models of oscillator networks, from the point of view of complex systems, taking into account the propagation delay between the network nodes. Given the above, the work also presents the study of the double frequency *jitter* existing in the synchronization loops and the study of the synchronization control project based on the *Lyapunov* stability that aims to guarantee the synchronization of the distribution networks of clock signals.

Keywords: Electronic Oscillators. Complex Networks. Synchronism.

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos	Descrição
Símbolos latinos	
A_i	Matriz de estado local do sistema escravo
A_{ij}	Matriz de termos de interconexão
A_{mi}	Matriz de estado local do sistema mestre
B_i	Matriz de estado local do sistema escravo
B_{mi}	Matriz de estado local do sistema mestre
$\dot{B}_{iz}$	Ganho adaptativo
C	Capacitor
c	Valores constantes
D	Polinômio
d_i	Atraso de propagação constante
e_i	Erro de amplitude entre os sinais do sistema MS
F	Função de transferência do filtro
f	Filtro passa-baixa - (<i>Low-Pass Filter</i>)
f_i	Perturbação externa do sistema escravo
G	Ganho do PLL
G_{mi}	Ganho da matriz B_{mi}
H	Matriz definidora das equações de estado do sistema MS
i	Números de sistemas MS
J	<i>Jitter</i> máximo permitido
j	Identificação do nó da rede
k_m	Fator de multiplicação do PD
k_o	Ganho do VCO

k_1	Constante positiva desconhecida
k_2	Constante positiva desconhecida
L	Operador de convolução
l	Identificação do nó em uma rede TWMS ou MC
M	Ordem de polinômio
N	Entradas de cada nó da rede MC
N_m	Enésimo termo do sistema MS
n	Enésimo nó
P	Ordem de polinômio
P_i	Matriz da abordagem de <i>Riccati</i>
p	Ordem de um filtro
p_i	Parâmetro de incerteza
Q	Operador de convolução
q_{iz}	Parâmetro do ganho adaptativo
R	Resistor
R_i	Sistema mestre local
S	Polinômio
T	Polinômio
$T1$	Parâmetro da função de transferência do filtro
$T2$	Parâmetro da função de transferência do filtro
t	Tempo em segundos
t_s	Tempo para o estado síncrono
u_d	Equação complementar do sinal v_d em redes TWMS e MC
u_i	Entrada de controle do sistema escravo
V_d	Erro de fase do PLL no domínio “s”
V_i	Amplitude do sinal de entrada do PLL
V_o	Amplitude do sinal de saída do PLL
v_c	Sinal de controle do PLL
v_d	Erro de fase do PLL
v_i	Sinal de entrada do PLL

v_o	Sinal de saída do PLL
x_i	Sinais do sistema escravo
x_j	Sinais de atrasos no tempo nas interconexões
y_i	Sinais do sistema mestre
z	Limite superior da somatória do ganho adaptativo
Símbolos gregos	
α	Perturbação em degrau
β	Coeficiente de ponderação
γ	Variável da propriedade de linearidade - <i>Laplace</i>
δ	Atraso de propagação entre os nós da simulação
ϵ	Variável da propriedade de linearidade - <i>Laplace</i>
θ_i	Fase do sinal de entrada do PLL
θ_o	Fase do sinal de saída do PLL
Θ_o	Fase do sinal de saída do PLL no domínio “s”
$\dot{\theta}_i$	Frequência do sinal de entrada do PLL
$\dot{\theta}_o$	Frequência do sinal de saída do PLL
ϑ	Erro de fase
ϑ_s	Erro de fase no estado síncrono
ξ	Parâmetro do controle u_i
ρ	Parâmetro da função de <i>Lyapunov</i>
τ	Atraso de propagação
ψ	Parâmetro do controle u_i
ω_m	Frequência de livre curso
ω_o	Frequência angular central
Ω_i	Sistema escravo local
Abreviações	
ADPLL	<i>All-Digital Phase-Locked Loop</i>
ANSI	Instituto Nacional Americano de Padrões
ATIS	Aliança para Soluções da Indústria de Telecomunicações

CCO	Oscilador Controlado por Corrente - (<i>Current-Controlled Oscillator</i>)
DCO	Oscilador Controlado Digitalmente - (<i>Digital-Controlled Oscillator</i>)
DFJ	<i>Jitter</i> de Frequência Dupla - (<i>Double-Frequency Jitter</i>)
DFT	Termo de Frequência Dupla
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
ITU-T	União Internacional de Telecomunicações - (<i>International Telecommunication Union</i>)
LPF	Filtro Passa-Baixa - (<i>Low-Pass Filter</i>)
LPLL	Malha de Sincronismo Linear - (<i>Linear Phase-Locked Loop</i>)
MC	Mutuamente Conectadas
MS	Mestre-Escravo - (<i>Master-Slave</i>)
NCO	Oscilador Controlado Numericamente - (<i>Number-Controlled Oscillator</i>)
ODE	Equações Diferenciais Ordinárias
OWMS	Mestre-Escravo Via Única - (<i>One-Way Master-Slave</i>)
PD	Detector de Fase - (<i>Phase Detector</i>)
PID	Proporcional Integral Derivativo
PDF	Detector de Fase e Frequência - (<i>Phase and Frequency Detector</i>)
PLL	Malha de Sincronismo - (<i>Phase-Locked Loop</i>)
RC	Resistor-Capacitor
SDH	Hierarquia Digital Síncrona - (<i>Synchronous Digital Hierarchy</i>)
SONET	Redes Ópticas Síncronas - (<i>Synchronous Optical Network</i>)
SPLL	<i>Software Phase-Locked Loop</i>
TWMS	Mestre-Escravo Via Dupla - (<i>Two-Way Master-Slave</i>)
VCO	Oscilador Controlado por Tensão - (<i>Voltage Controller Oscillator</i>)

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros do bloco PLL no <i>Matlab-Simulink</i>	40
3.2	Parâmetros de simulação para redes OWMS e TWMS com e sem pertur- bação no relógio mestre	41
3.3	Filtros do tipo passa-baixa de primeira ordem	44
4.1	“ <i>Gaps</i> ” dos erros de amplitude em relação ao zero	57

LISTA DE FIGURAS

2.1	Diagrama de blocos do PLL - Controlado por VCO e CCO	25
2.2	Diagrama de blocos simplificado do PLL - Controlado por VCO	26
2.3	Diagrama de blocos simplificado do PLL, com multiplicador	27
2.4	Erro de fase $\vartheta(t)$ entre dois nós de uma rede	29
3.1	Arquiteturas básicas OWMS e TWMS	31
3.2	Arranjos: estrela e anel	31
3.3	Diagrama de blocos do nó escravo do PLL para redes TWMS, com atraso de propagação $\tau_{(j-1,j)}$ entre os nós	35
3.4	Rede mutuamente conectada	37
3.5	Diagrama de blocos dos PLLs para os nós de redes MC, com atraso de propagação τ entre os nós	38
3.6	(a, b, c) - Plano de fase dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS, sem perturbação em degrau $\alpha(t) = 0$ rad para $t \geq 0$ s e com atraso de propagação $\delta = 400$ ms; (d, e, f) - para redes TWMS, sem perturbação em degrau e com atraso de propagação; ($v_o^1(t)$ - Nó mestre, $v_o^j(t)$ - Nós escravos)	45
3.7	(a, b, c) - Plano de fase dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS, com perturbação em degrau $\alpha(t) = \pi/6$ rad para $0 \leq t \leq 6$ s (—) e com atraso de propagação $\delta = 400$ ms; (d, e, f) - para redes TWMS, com perturbação em degrau e com atraso de propagação; ($v_o^1(t)$ - Nó mestre, $v_o^j(t)$ - Nós escravos)	46

3.8	(a, b, c) - Erro de tensão $v_d^j(t)$ dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS; (d, e, f) - para redes TWMS; simulações com perturbação em degrau $\alpha(t) = \pi/6$ rad para $0 \leq t \leq 6$ s (—) e sem perturbação $\alpha(t) = 0$ rad para $t \geq 0$ s ($\cdots$)	47
3.9	Simulações e resultados analíticos para amplitude DFJ_{pp} em três tipos de filtros para $j = 3$ e atrasos diferentes $\delta = \{0,1; 0,2; 0,3; 0,4\}$ s; (— modelo analítico; * pontos de simulação; e — $J_{pp} = 0,015$ rad) de acordo com (ITU-T, 1997a)	48
3.10	Simulações e resultados analíticos para amplitude DFJ_{pp} em três tipos de filtros para $j = 3$ e atrasos diferentes $\delta = \{0,6; 0,7; 0,8; 0,9\}$ s; (— modelo analítico; * pontos de simulação; e — $J_{pp} = 0,015$ rad) de acordo com (ITU-T, 1997a)	48
3.11	Erro de fase em três tipos de filtros para $j = 3$ e $\delta = 400$ ms; (— seção de regime permanente) de acordo com o atraso de propagação máximo da recomendação ITU-T (ITU-T, 2004)	49
3.12	Plano de fase em regime permanente do sinal de entrada do nó $j - 1$ e do sinal de saída do nó j , considerando $\delta = 400$ ms e $j = 3$, de acordo com o atraso de propagação máximo da recomendação ITU-T (ITU-T, 2004) .	49
4.1	Diagrama do sistema de sincronização com atraso de propagação	52
4.2	Entre nós de uma rede TWMS	54
4.3	Sinais de entrada v_1 e v_2 com ruído	57
4.4	(a,b,c,d) Sistema escravo local Ω_i e sistema mestre local y_i , para $i = 1, 2$; (e) ganhos adaptativos $\hat{B}_{iz}$ para $z = 1, 2, 3$; (f) erro de amplitude e_{ij} para $ij = 11, 12, 21, 22$	58
4.5	(a,b,c,d) Sistema escravo local Ω_i e sistema mestre local y_i com a inclusão de ruído branco nos sinais de entrada, para $i = 1, 2$; (e) ganhos adaptativos $\hat{B}_{iz}$ para $z = 1, 2, 3$; (f) erro de amplitude e_{ij} para $ij = 11, 12, 21, 22$.	59

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Disposição do texto	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
2.1	Histórico das redes síncronas	22
2.2	Evolução do PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	25
2.3	Definição do problema	28
3	REDES DE SINCRONISMO	30
3.1	Redes MS (<i>Master-Slave</i>)	30
3.2	Redes MC (Mutuamente Conectadas)	37
3.3	<i>Jitter</i> de frequência dupla	39
3.4	Simulação das redes MS com atraso de propagação	40
3.5	Influência do DFJ em redes com atraso de propagação	42
4	SINCRONIZAÇÃO DESCENTRALIZADA ADAPTATIVA	50
4.1	Formulação do problema	51
4.2	Definição do projeto de controle	53
4.3	Validação do projeto de controle	54
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	60
6	TRABALHOS FUTUROS	62
7	TRABALHOS PUBLICADOS	64
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	65

APÊNDICES	73
A Programação para obter os resultados simulados do projeto de controle	73
A.1 Programação no <i>Matlab</i> sem ruído no sistema mestre	73
A.2 Programação no <i>Matlab</i> com ruído no sistema mestre	75
B Programação para obter os resultados simulados das redes OWMS e TWMS	76
B.1 Programação no <i>Matlab-Simulink</i> das redes OWMS, com e sem perturbações	77
B.2 Programação no <i>Matlab-Simulink</i> das redes TWMS, com e sem perturbações	78
B.3 Programação no <i>Matlab-Simulink</i> das redes OWMS para o estudo do DFJ	79
ANEXOS	80
C Súmula Curricular	80

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O fenômeno do sincronismo está presente em diversos sistemas físicos e biológicos, além de inúmeros sistemas em engenharia, segundo Viana e Carvalho (2017), Carbonell (2017), Borges *et al.* (2015), Pikovsky, Rosenblum e Kurths (2003), Ferreira, Bueno e Piqueira (2009), desde uma natural sincronização dos vagalumes machos que piscam simultaneamente para atraírem as fêmeas da vizinhança até uma sincronização de alta eficácia aplicada em redes de telecomunicações. Esse fenômeno de sincronização foi observado e descrito inicialmente por *Christiaan Huygens*, demonstrando que dois relógios de pêndulo fixados em um suporte comum, após algum tempo, apresentavam movimentos sincronizados, sendo que os pêndulos sempre se moviam de modo anti-fase (HUYGENS, 1986; PIKOVSKY; ROSENBLUM; KURTHS, 2003).

Entretanto, o sincronismo é extremamente estudado em modelos matemáticos de sistemas complexos, tais como físicos, biológicos e sociais, incluindo o cérebro, teias alimentares, epidemias, redes elétricas, e muitos outros. Os sistemas complexos como os citados podem apresentar comportamento caótico, assim, com imprevisibilidade e desordem. Os sistemas caóticos têm sido intensivamente estudados nas últimas décadas devido às diversas aplicações em muitas áreas da engenharia, tais como segurança em comunicações, encriptação de dados, dinâmica de fluidos, engenharia biomédica, entre outras (OUANNAS *et al.*, 2017; EROGLU; LAMB; PEREIRA, 2017; BOCCARA; SHALIZI, 2005).

É interessante observar no trabalho de Pecora e Carroll (1990), o desenvolvimento de um método para a sincronização de sistemas caóticos, que consiste na troca de informações (sinais) entre os osciladores, esse espectro de estudo e pesquisa é utilizado até hoje em sistemas caóticos (PECORA; CARROLL, 2015).

Anteriormente, entretanto, ao trabalho de Pecora e Carroll (1990), já haviam sido reportados fenômenos de sincronismo espontâneo entre osciladores caóticos (AFRAIMOVICH; VERICHEV; RABINOVICH, 1986; FUJISAKA; YAMADA, 1983). Em um certo sentido isso parece ser um paradoxo, já que o sincronismo é uma característica que usualmente denota ordem¹ em sistemas dinâmicos (EROGLU; LAMB; PEREIRA,

¹No sentido de oposição a desordem.

2017).

Em diversos trabalhos nos últimos anos têm sido estudadas estratégias de controle de sistemas caóticos em que o objetivo é eliminar essas oscilações irregulares. Nesses casos, o sistema de controle deve sincronizar o oscilador a uma órbita ou solução periódica (RODRIGUES *et al.*, 2014; TUSSET *et al.*, 2013; BALTHAZAR *et al.*, 2013). Esse tipo de estratégia é interessante e tem apresentado bons resultados com aplicações em diversos sistemas de controle.

Os sistemas de distribuição de sinal de tempo consistem em osciladores (relógios) conectados em uma estrutura de rede com o objetivo de estabelecer uma base de tempo comum. As malhas de sincronismo de fase, que vêm do inglês *Phase-Locked Loop* (PLL) são amplamente utilizadas em sistemas de comunicação de dados e de telecomunicações como elementos (nós) das redes de distribuição de sinal de tempo. Além disso, sistemas de instrumentação, medição, controle de velocidade de motores, microscopia de força atômica, entre outros, também utilizam PLLs.

Os PLLs são sistemas de controle de malha fechada que sincronizam um oscilador local a um sinal de referência, porém podem ocorrer fenômenos como bifurcações e oscilações caóticas, caracterizando uma não linearidade (CORREA; BUENO; PIQUEIRA, 2011; BUENO *et al.*, 2010).

Devido ao baixo custo e facilidade de implementação as topologias de distribuição do tempo centralizadas, como as redes mestre-escravo, têm sido predominantes na implementação das redes, entretanto apresentam dificuldade para a inserção e exclusão de nós (*scalability*). Por outro lado, as redes mutuamente conectadas (MC) permitem grande paralelismo e dinamismo estrutural, como demandam as redes de telecomunicações e os sistemas de automação e controle atuais (BUENO, 2009; PRATT; NGUYEN, 1995; FERREIRA; BUENO; PIQUEIRA, 2009).

Diversos trabalhos reportaram comportamento caótico em PLLs analógicos e digitais de terceira ordem, inclusive com estudos de técnicas de controle para eliminação do comportamento caótico (ENDO; CHUA, 1988; GRUDNIEWICZ; KUDREWICZ; BARCZYK, 1988; LIU *et al.*, 1998; BUENO; BALTHAZAR; PIQUEIRA, 2012; MONTEIRO; LISBOA; EISENCRAFT, 2009).

Nas últimas décadas, com o desenvolvimento das redes sem fio e com o aumento na frequência de operação dos circuitos integrados, a distribuição de sinais de relógio em redes complexas de PLLs têm ganhado importância (BUENO; FERREIRA; PIQUEIRA, 2009; CARARETO; ORSATTI; PIQUEIRA, 2012).

Embora não exista uma definição universalmente aceita de sistema complexo, um grande número de pesquisadores descreve um sistema complexo como um conjunto de agentes conectados exibindo comportamento global emergente, não imposto por um controlador central, mas resultando de interações entre seus agentes. Esses agentes podem ser insetos, pássaros, pessoas, relógios ou PLLs, conectados em um número que pode variar de poucas unidades até milhões (BOCCARA; SHALIZI, 2005).

Pode-se entender que o comportamento global emergente significa a produção de

novas informações ou comportamentos que não podem ser observados ou inferidos a partir das condições de contorno, o que dificulta e limita a previsibilidade da resposta ou comportamento do sistema. Nesse sentido, as redes complexas de distribuição de sinal de relógio podem apresentar comportamentos como caos, ciclos-limite, avanço ou atraso de fase em um grupo de osciladores, sincronização ou perda do sincronismo mesmo com os PLLs operando individualmente dentro de sua faixa de retenção (BUENO *et al.*, 2010).

Em diversos trabalhos, para simplificar o tratamento matemático, o atraso de transmissão entre os nós de uma rede de distribuição de sinal de relógio é desconsiderado, conforme Bregni (1998), Bregni (2002), Ferreira, Bueno e Piqueira (2009), Bueno, Ferreira e Piqueira (2009). Entretanto, o atraso de transmissão pode provocar flutuações não lineares no sinal de relógio, tais como: bifurcações de *hopf* e comportamento caótico (CORREA; BUENO; PIQUEIRA, 2017; CORREA; PIQUEIRA, 2013).

Essas flutuações no sinal de relógio que surgem a partir das interações entre os PLLs da rede podem ser provocadas pelo atraso de transmissão. Desse modo, as flutuações não são observadas nem podem ser previstas a partir de um nó isolado ou de suas condições de contorno, caracterizando um comportamento emergente.

Para simplificar o entendimento do comportamento emergente pode-se relacioná-lo com sistemas da natureza, por exemplo, processamento e distribuição de sinais dos neurônios do cérebro, o desenvolvimento de ninhos arquitetônicos por colônias de insetos, movimento de peixes em cardumes, entre outros. Para cada exemplo mencionado, existem indivíduos interagindo por meio de ações básicas e localizadas, surgindo padrões globais complexos que não são previstos nas regras básicas que governam o seu comportamento comum (JUNQUEIRA, 2013; RIMOLDI; MANZOLLI, 2017).

Este trabalho tem como objetivo estudar o comportamento das redes de distribuição de sinais de relógio, o atraso de propagação entre os nós das redes, o *jitter* de frequência dupla, e o estado síncrono das redes. Entretanto, o foco do estudo é definir as características do comportamento emergente causado pelo atraso de propagação entre os nós dos PLLs e validar um sistema de controle baseado no conceito da estabilidade de *Lyapunov*.

O estudo do atraso de propagação em redes de osciladores pode contribuir para diversas áreas da engenharia, pois o atraso de propagação está presente em sistemas de telecomunicações, automação e controle, entre outros. Portanto, a partir desse estudo é possível identificar nas redes de osciladores algumas ações indesejadas que o atraso de propagação pode causar, como: não obtenção do sincronismo, afetar o desempenho da rede, e gerar problemas de perda de dados.

1.1 DISPOSIÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 1 (Introdução) - Apresenta a introdução sobre o sincronismo em redes de

osciladores, demonstrando as teorias iniciais de sincronismo até aplicações de alta performance utilizadas atualmente com tecnologias avançadas. Além de apresentar alguns dos principais métodos de sincronismo em redes de osciladores que estão presentes na literatura. Como o trabalho refere-se ao estudo de redes síncronas é indispensável introduzirmos sobre o assunto de PLL (*Phase-Locked Loop*), pois ele representa os elementos (nós) das redes de distribuição de sinais, que têm a principal finalidade de sincronização. Apresentando também as principais flutuações geradas na interação entre os PLLs e descrevendo o comportamento emergente causado por essas flutuações, que trata-se da definição do problema. E por fim, especificando o objetivo da pesquisa e foco do estudo que foi desenvolvido neste trabalho.

- Capítulo 2 (Revisão bibliográfica) - Apresenta a revisão bibliográfica sobre assuntos envolvidos em redes síncronas, descrevendo uma perspectiva histórica das redes síncronas. Assim, demonstrando o processo de evolução do sincronismo nas redes. Além de apresentar metodologias de sincronismo utilizadas por pesquisadores envolvidos no assunto de redes de osciladores. Outro assunto importante detalhado nesse capítulo é a evolução do PLL, demonstrando os principais tipos de PLLs e suas características, além de explicar o modelo matemático de um PLL analógico clássico que é uma referência para estudos de PLLs. E por fim, expondo a definição do problema que referenciou o estudo das redes síncronas, levando em consideração os problemas de flutuações existentes nas redes.
- Capítulo 3 (Redes de sincronismo) - Apresenta os modelos de redes de sincronismo, detalhando os tipos de redes de distribuição de sinais e as topologias (arranjos) usuais na literatura. Dessa forma, são apresentados dois tipos de redes: **i.** a rede Mestre-Escravo, do inglês *Master-Slave* (MS) com duas arquiteturas básicas diferentes, a arquitetura unidirecional OWMS (*One-Way Master-Slave*) e a arquitetura bidirecional TWMS (*Two-Way Master-Slave*), ambas com arranjos diferentes; **ii.** a rede Mutuamente Conectada (MC), apresentando suas particularidades, as vantagens e desvantagens em comparação com as redes MS. Outro assunto abordado nesse capítulo é o estudo da influência do Jitter de Frequência Dupla (DFJ) em redes MS, apresentando um modelo matemático linearizado que representa o comportamento do DFJ nas redes e comparando-o com as simulações das redes MS.
- Capítulo 4 (Sincronização descentralizada adaptativa) - Apresenta o conceito do controle de sincronização, levando em consideração o atraso de propagação do sinal. Esse controle de sincronização descentralizada adaptativa é elaborado levando em consideração as seguintes condições: (i) o projeto de controle não envolve nenhuma informação de atrasos variantes no tempo; e (ii) o controlador pode ser implementado sem usar qualquer estado atrasado ou estado de acoplamento, ou

seja, é realmente descentralizado. Portanto, nesse capítulo é possível verificar que a finalidade do controle descentralizado adaptativo é alcançar o sincronismo do sinal escravo com a referência do relógio mestre, atenuando as características do comportamento emergente (atraso de propagação).

- Capítulo 5 (Considerações finais) - Apresenta as considerações finais em relação a esta pesquisa, descrevendo os principais resultados obtidos para a resolução do problema apresentado neste trabalho.
- Capítulo 6 (Trabalhos futuros) - Apresenta uma perspectiva de trabalhos futuros que poderão ser desenvolvidos com o efeito de continuação desta pesquisa, além do intuito de aperfeiçoar o estudo realizado por meio deste trabalho.
- Capítulo 7 (Trabalhos publicados) - Apresenta os trabalhos publicados em periódicos, capítulos de livro e anais de congressos/seminários, durante a elaboração da tese de doutorado.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esse capítulo apresenta a revisão bibliográfica sobre as redes síncronas, expondo uma perspectiva histórica das redes e a evolução do sincronismo, além de demonstrar diferentes metodologias de sincronismo utilizadas por pesquisadores envolvidos no assunto de redes de osciladores. E por fim, apresenta a definição do problema que direcionou o estudo das redes síncronas, levando em consideração os problemas de flutuações existentes nas redes.

2.1 HISTÓRICO DAS REDES SÍNCRONAS

As redes de comunicação estão em processo de evolução contínua, a partir do século XIX, com o intuito de garantir uma melhor performance nas redes de telecomunicações e obter o sincronismo na distribuição de sinais, isto é, estabelecer uma base de tempo comum (SILVA, 2007; SILVA, 2018).

Desde o surgimento das primeiras redes de comunicações, o funcionamento da telecomunicação é dada basicamente por duas operações, a transmissão de sinais e a comutação de sinais, ambas analógicas, sem essas duas operações não é possível haver uma comunicação entre dois elementos (nós). A transmissão de sinal inicia-se a partir de um nó transmissor até o outro nó receptor, com o auxílio da comutação, pois ela tem a função de encaminhar as informações para o nó desejado (MEDEIROS, 2005; GOMES, 1985).

Com a chegada da tecnologia digital a transmissão e comutação de dados passaram a ser digitais, assim, implicando requisitos mais rigorosos em relação ao sincronismo, para evitar a perda e repetição de dados. A tecnologia SDH (Hierarquia Digital Síncrona), que vem do inglês *Synchronous Digital Hierarchy* é composta por: rede física, equipamentos, sistema de gerência e sistema de sincronismo. O sistema de sincronismo é o responsável pelo fornecimento das referências de relógio para os equipamentos interligados nas redes SDH, ou seja, o sistema de sincronismo tem a função de garantir a propagação do sinal por toda a rede estabelecendo uma base de tempo comum (SANTOS, 2012; RUSCHEL, 1996).

A tecnologia SDH traz como vantagem a compatibilidade entre as interfaces elétricas e ópticas devido à forte padronização da tecnologia, essa padronização foi desenvolvida pela ITU-T (União Internacional de Telecomunicações) que vem do inglês *International Telecommunication Union*, com o objetivo de criar um sistema que possibilitasse que as redes de telecomunicações de outros países pudessem ser interligadas. Com a padronização da SDH houve um ajuste no padrão SONET (Redes Ópticas Síncronas) que vem do inglês *Synchronous Optical Network*, para que os *frames*¹ dos dois padrões de redes diferentes pudessem ser compatíveis tanto em tamanho como em taxa de bits, de forma que pudessem interligar as redes sem problemas de interface e de sincronismo dos sinais (KLEIN; URBANSKY, 1993; CAVENDISH *et al.*, 2002; HELVOORT, 2005; FERGUSON, 1994).

A partir da utilização dessas tecnologias digitais surgiu a necessidade do estudo de sincronismo das redes de comunicação, pois era possível verificar nas aplicações reais alguns problemas de sincronismo. Sendo assim, alguns padrões internacionais foram desenvolvidos com a finalidade de impor limites às variáveis que podem trazer problemas de sincronismo nas redes de comunicação. Esses padrões foram desenvolvidos pela ITU-T, ANSI, IEEE, ISO, ATIS e outras organizações, com o intuito de padronizar as redes de comunicações apresentando requisitos restritos e complexos de todas as variáveis existentes de uma rede.

Com os problemas de sincronismo surgindo na implementação da SDH, na década de 80, os estudos de sincronismo começaram a evoluir, primeiramente apresentado por Lindsey *et al.* (1985) as características e o comportamento das redes de sincronismos, com osciladores dispersos dentro de uma rede para a distribuição de sinais.

Atualmente, a abordagem da variação paramétrica nos osciladores é o método de sincronismo mais aplicado em redes de telecomunicações para a obtenção da solução síncrona. Além da identificação dos parâmetros ideais é necessária uma análise de estabilidade em redes hierarquizadas para encontrar seus pontos estáveis e garantir o sincronismo (MONTEIRO; GARCIA; PIQUEIRA, 2003; MARMO, 2003).

De outro modo, existe uma abordagem em modelo de tempo discreto que possui uma baixa complexibilidade no seu desenvolvimento, que refere-se a um método de análise em redes mutuamente conectadas, utilizando somente PLLs digitais. Com a discretização do modelo em tempo contínuo é possível facilitar a resolução do problema de atrasos nas redes e obter uma ótima precisão na representação do comportamento dos modelos discretos (UNZUETA, 2008).

Entretanto, para representar uma rede de osciladores em aplicações reais é importante considerar todas as flutuações possíveis, isto é, levar em consideração os fenômenos não lineares que estão presentes nas redes. Essas não linearidades caracterizam um sistema caótico que possui um grau de complexidade maior para resolução do problema de sincronismo, um método de identificação e solução desse sistema foi apresentado por

¹Os *frames* são quadros de dados transmitidos entre os nós de uma rede, com informações de controle de endereçamento e de protocolos.

meio de cinco osciladores caóticos clássicos de *Rössler* com redes em topologia estrela, realizando simulações numéricas com o modelo proposto e analisando a sincronização desses osciladores caóticos através da análise de estabilidade (MANCILLA; CAHUICH, 2018). De forma semelhante, os sistemas caóticos encontram-se na troca de informação, conforme apresentado por Eisencraft *et al.* (2018), que mostra de maneira simulada o sincronismo de um acoplamento mestre-escravo de dois sistemas de *Rössler*, em intervalos de tempo, assim, determinando os parâmetros necessários para visualizar graficamente o sincronismo.

O estudo de sincronismo em osciladores caóticos não são realizados somente em simulações computacionais, mas também em sistemas experimentais, como na sincronização de sistemas caóticos por meio de dispositivo de baixo custo, encontrando o erro de sincronismo e realizando o controle clássico PID (Proporcional Integral Derivativo) implementado no microcontrolador, conforme Morales, Martínez e Fonseca (2014), porém, em alguns casos o controle clássico não satisfaz a aplicação de sincronização. Da mesma forma, pode ser realizado a implementação de osciladores caóticos em dispositivo de baixo custo, o denominado PIC18F (CHIU; MORA-GONZÁLEZ; LÓPEZ-MANCILLA, 2014). Outra maneira de implementar os osciladores caóticos de forma experimental é a utilização do controlador FPGA que é considerado um dispositivo de baixo custo, porém com maior processamento e tem sua linha de aplicação voltada à pesquisa mais complexa que necessita desse processamento para realizar as simulações (MORALES, 2016).

Anteriormente, citou-se vários problemas de sincronismo em redes de osciladores devido fenômenos não lineares presentes nos sistemas complexos. Para solucionar esses problemas é utilizado um método presente na literatura que corresponde à estabilidade de *Lyapunov*, sendo essencial na análise e projeto de sistemas de controle. As resoluções analíticas de equações diferenciais não lineares geralmente não são encontradas, e os métodos de *Lyapunov* podem ter uma vantagem na determinação da estabilidade de sistemas não lineares. O método de linearização é recomendado para pequenas variações dos sistemas não lineares em torno dos pontos de equilíbrio. De maneira contrária, o método direto que é baseado nas funções de *Lyapunov* não se restringe as pequenas variações, podendo ser aplicado em todos os sistemas dinâmicos, sejam lineares ou não lineares, de tempo contínuo ou discreto, de ordem finita ou infinita (FREEMAN; KOKOTOVIC, 2008; SLOTINE; LI, 1991).

Do mesmo modo, Slotine e Li (1991) comenta que a aplicação da teoria de *Lyapunov* no projeto de controladores é mais satisfatória, principalmente para os sistemas não lineares que têm a liberdade de modificar deliberadamente² a dinâmica, de tal forma que uma função escalar escolhida se torne uma função de *Lyapunov* para o sistema de malha fechada.

²De maneira proposital

2.2 EVOLUÇÃO DO PLL (*PHASE-LOCKED LOOP*)

Os nós em qualquer topologia de rede são formados por PLLs, conforme mostra a Figura 2.1. O PLL corresponde a um sistema de controle de malha fechada que sincroniza um oscilador local a um sinal de entrada. A saída desse oscilador local está interligada à entrada dos demais nós da rede (LINDSEY *et al.*, 1985). Um PLL pode ser implementado tanto em *software* como em *hardware*, podendo ser analógico, híbrido ou digital (BEST, 2007; BREGNI, 2002).

O primeiro PLL foi implementado por *Bellescize* em 1932, uma engenheira francesa que é considerada a inventora da coerente comunicação. Já os PLLs analógicos ou PLL linear (LPLL) surgiu 1965 e possui representação em blocos, demonstrada na Figura 2.1, nesses PLLs analógicos já possuem um multiplicador de quatro quadrantes inserido no detector de fase e o filtro construído de forma passiva ou ativa utilizando filtro RC (Resistor-Capacitor).



Figura 2.1: Diagrama de blocos do PLL - Controlado por VCO e CCO

Os PLLs analógicos consistem em três blocos funcionais básicos. O detector de fase PD (*Phase Detector*) que corresponde a um circuito multiplicador, o filtro (LPF) e um oscilador controlado pela tensão VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) por meio de um sinal analógico. Existem também circuitos PLLs que possuem um oscilador controlado pela corrente CCO (*Current-Controlled Oscillator*), ao invés da tensão.

Os PLLs digitais surgiram em 1970 e são construídos de modo semelhante ao analógico, com PD e filtros digitais. Porém, podem utilizar um NCO (*Number-Controlled Oscillator*) ou um DCO (*Digital-Controlled Oscillator*), ou então, serem sistemas amostrados utilizando um VCO analógico. Os PLLs híbridos geralmente utilizam um detector de fase e frequência PFD (*Phase and Frequency Detector*), que corresponde a um circuito de sequência lógica (*JK-flipflop*), ou uma porta lógica “XOR” como detector de fase. Assim, com o passar do tempo os PLLs foram evoluindo, não contendo nenhum componente físico passivo como resistor e capacitor. Esses PLLs passaram a ser classificados como “*all-digital*” (ADPLL).

Em diversos projetos houve a necessidade de simplificar o desenvolvimento desses circuitos de PLL, pois, nos PLLs analógicos os filtros possuem configurações fixas, podendo ser utilizado somente para determinada aplicação. Desse modo, a simplificação do desenvolvimento desses circuitos ocorre por meio de *software*, utilizando plataformas que consigam realizar programas para o desenvolvimento desses projetos de PLLs. Esse novo tipo de PLL refere-se à SPLL que representa um *hardware* especializado.

Caracterizando um PLL como um modelo linear é possível encontrar na literatura toda a teoria de análise e técnicas para os sistemas lineares (BEST, 2007; MEYR; ASCHEID, 1990; GARDNER, 2005). Porém, com os fenômenos não lineares (ciclos limites, atratores caóticos e *jitter* de frequência dupla) presentes no PLL é necessário aplicar técnicas não lineares para analisar o comportamento do sistema e obter melhor precisão em relação à sincronização.

As redes compostas por PLL com hierarquia mestre-escravo possuem alguns fatores que prevalecem na maioria das aplicações, como o baixo custo e a facilidade de implementação. Entretanto, as imperfeições no processo de transmissão afetam cada nó da rede, produzindo variações instantâneas que geram oscilações indesejadas no PD. Essas variações podem ser chamada de *jitter* de fase, que ocorre devido à alta velocidade em sistemas de transmissão, podendo não colaborar na recuperação de dados (TAKADA, 2006; BUENO, 2009).

2.2.1 PLL CLÁSSICO

As malhas de sincronismo de fase (PLLs) podem ser encontradas em circuitos eletrônicos. Como os PLLs concentram-se em sistemas dinâmicos existe a possibilidade de surgir oscilações auto sustentadas isoladas, o que chamamos de ciclos-limites (GREEN, 1985). Segundo a literatura presente sobre PLLs alguns autores limitam-se em analisar os PLLs de segunda ordem, pois são os mais utilizados na prática. Eles possuem respostas transitórias para entradas do tipo degrau, consideradas razoáveis, e nos casos com entradas do tipo rampa não apresentam ciclos-limites (GARDNER, 1980; PIQUEIRA, 1997).

As malhas de sincronismo de fase são fechadas e constituídas por três elementos: um detector de fase (*Phase Detector*, PD) que compara as fases de um sinal de entrada, um filtro passa-baixa linear (*Low-Pass Filter*, LPF) e um oscilador controlado por tensão (*Voltage Controller Oscillator*, VCO), conforme mostra a Figura 2.2.

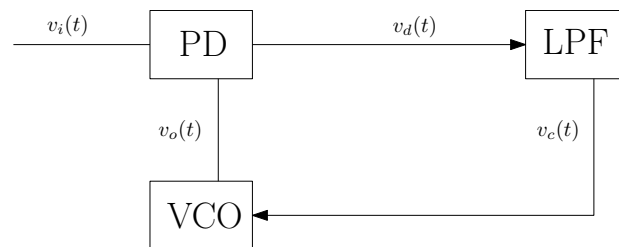


Figura 2.2: Diagrama de blocos simplificado do PLL - Controlado por VCO

O PD tem a finalidade de comparar a fase de um sinal de entrada com a fase de um sinal de saída, assim realizando uma multiplicação entre elas. O LPF é constituído pela sua ordem que consequentemente determina a ordem do PLL, desse modo, um filtro de ordem p resulta em um PLL de ordem $p + 1$. O VCO tem a função da realimentação com o elemento PD. Portanto, observando o diagrama em blocos de um PLL é possível

encontrar dois sinais fundamentais: um externo e outro local, respectivamente $v_i(t)$ e $v_o(t)$. Esses sinais, em quadratura de fase, são dados por

$$v_i(t) = V_i \sin[\omega_o t + \theta_i(t)] \quad (2.1)$$

e

$$v_o(t) = V_o \cos[\omega_o t + \theta_o(t)], \quad (2.2)$$

também é possível verificar no equacionamento desses sinais características oscilatórias, devido às funções trigonométricas compostas nas Equações (2.1) e (2.2). Os valores de V_i e V_o correspondem às amplitudes máximas dos sinais de entrada e saída, respectivamente, ambas constantes positivas, ω_o é a frequência angular central, θ_i e θ_o são as fases dos sinais de entrada e saída, respectivamente, ambas variáveis no tempo.

A sincronização ocorre quando a fase local $\theta_o(t)$ fica mais próxima da fase de entrada $\theta_i(t)$, em cada instante de tempo, ou seja, quando a frequência de $v_o(t)$ é igual a do sinal de entrada, assim o PLL encontra-se no estado síncrono. O erro de fase é definido por meio de uma estimativa, dada por

$$\vartheta(t) = \theta_i(t) - \theta_o(t), \quad (2.3)$$

obtendo o erro de fase é possível definir o sinal $v_d(t)$ que corresponde basicamente a diferença das fases dos dois sinais de entrada do PD. Do mesmo modo, pode-se definir o erro de frequência em cada instante, por meio de uma estimativa dada por

$$\dot{\vartheta}(t) = \dot{\theta}_i(t) - \dot{\theta}_o(t), \quad (2.4)$$

os $\dot{\theta}_i$ e $\dot{\theta}_o$ correspondem às frequências de entrada e saída, respectivamente. Considerando o PD como um multiplicador de sinais para simplificação de equacionamento, conforme a Figura 2.3, pode-se definir a equação $v_d(t)$, mencionada pelos pesquisadores e desenvolvedores de erro de fase dinâmico.

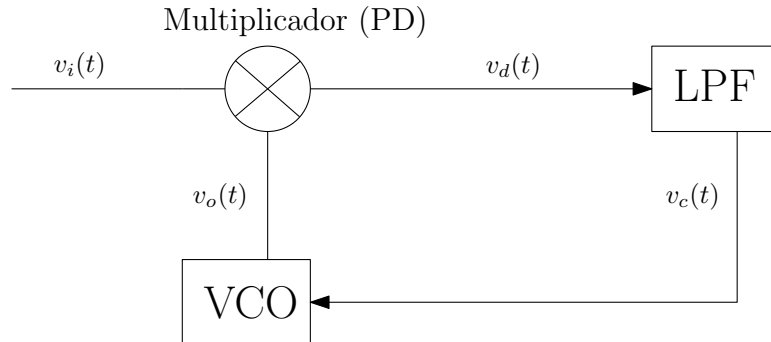


Figura 2.3: Diagrama de blocos simplificado do PLL, com multiplicador

Desse modo, a equação $v_d(t)$ é dada por

$$v_d(t) = k_m v_i(t) v_o(t), \quad (2.5)$$

na qual, k_m é o fator de multiplicação do PD. Assim,

$$v_d(t) = k_m V_i \sin(\omega_o t + \theta_i) V_o \cos(\omega_o t + \theta_o), \quad (2.6)$$

rearranjando a Equação (2.6) e considerando a teoria da relação trigonométrica, obtém

$$v_d(t) = \frac{k_m V_i V_o}{2} [\sin(\theta_i - \theta_o) + \sin(2\omega_o t + \theta_i + \theta_o)]. \quad (2.7)$$

O sinal $v_d(t)$ é injetado no filtro passa-baixa (LPF) com a finalidade de eliminar os elementos dos sinais com alta frequência. Como o LPF nesse caso é linear (1ª ordem), a função de transferência é dada por

$$F(s) = \frac{b_0}{b_1 s + b_0} = \frac{1}{R C s + 1}, \quad (2.8)$$

na qual, R é a resistência e C é a capacitância.

O sinal de controle $v_c(t)$ alimenta o VCO fazendo com que a fase de $v_o(t)$ se modifique, assim, dada por

$$\dot{\theta}_o = k_o v_c(t), \quad (2.9)$$

na qual, k_o corresponde ao ganho do VCO. Desse modo, a finalidade da malha é anular a variação temporal da diferença de fase entre os sinais $v_i(t)$ e $v_o(t)$.

2.3 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

O atraso de propagação nas redes de osciladores pode ser levado em consideração e não obter o sincronismo, por exemplo, em redes de telecomunicações síncronas, que utilizam malhas de sincronismo de fase (PLL), é extremamente importante que a qualidade do sinal transmitido nas redes de distribuição de sinais seja excelente, para que não tenha perda de dados na transmissão.

As redes hierarquizadas mestre-escravo possuem topologias e arquiteturas diferentes, e em cada rede é possível encontrar um atraso de propagação entre os nós. Esse atraso é considerado um comportamento emergente, caracterizando imprevisibilidade. De fato, o atraso de propagação pode afetar o desempenho da rede e gerar muitos problemas de perda de dados. Para a rede de comunicação alcançar seu melhor desempenho, o estudo do atraso de propagação é muito importante, podendo classificar as características desse comportamento emergente e estudar algum tipo de controle ideal para as redes.

A Figura 2.4 mostra um exemplo do erro de fase mencionado na Equação (2.3), o qual é causado pelo atraso de propagação entre nós³ de uma rede.

Outro fator existente nas redes síncronas é o *Jitter* de Frequência Dupla (DFJ) que é inevitável, podendo aparecer mesmo com o PLL na faixa de retenção. E em muitas aplicações as oscilações indesejadas causadas pelo DFJ não podem ocorrer, pois

³a palavra “nó” vem do inglês “node”

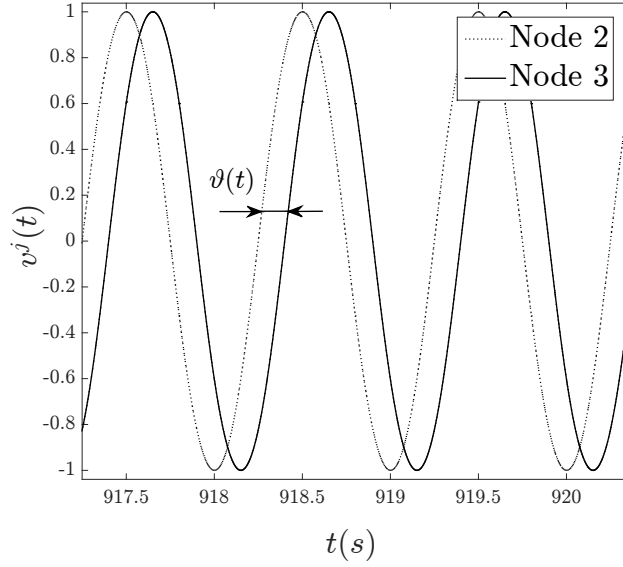


Figura 2.4: Erro de fase $v(t)$ entre dois nós de uma rede

podem causar não linearidades na transmissão de dados. Portanto, existe um setor de normatização das telecomunicações da união internacional ITU-T, que traz valores limites da amplitude do *jitter*. É importante mencionar que os limites de amplitude do DFJ depende muito do ganho do PLL, e para determinadas aplicações esse ganho do PLL precisa ser ajustado.

Muitos pesquisadores, para facilitar a modelagem matemática dos PLLs da rede de osciladores, desconsideram o atraso de propagação e o DFJ que podem ocorrer nas redes síncronas. O DFJ é desconsiderado pela seguinte justificativa: o filtro da malha de sincronismo PLL elimina o termo de frequência dupla, que está composto no modelo matemático. Já o atraso de propagação é desconsiderado pelo motivo de simplificar e facilitar a modelagem matemática das redes de osciladores, porém os modelos matemáticos simplificados não demonstram a realidade da aplicação, pois tanto o atraso de propagação quanto o DFJ estão relacionados a uma pequena queda de performance na transmissão de dados.

CAPÍTULO 3

REDES DE SINCRONISMO

Esse capítulo contém o estudo das redes de sincronismo em osciladores eletrônicos, as quais são desenvolvidas com topologias diferentes. As principais redes de sincronismo apresentadas são as redes Mestre-Escravo, que vêm do inglês *Master-Slave* (MS) e as mutuamente conectadas (MC). Os modelos de redes apresentados dispõem das condições adversas dos projetos práticos, como atraso de propagação e *jitter* de frequência dupla, que vêm do inglês *Double-Frequency Jitter* (DFJ).

3.1 REDES MS (*MASTER-SLAVE*)

As redes de sincronismo possuem a característica de funcionamento do relógio, podendo ser chamadas de redes de arquitetura Mestre-Escravo (MS). Essa arquitetura é muito utilizada em sistemas de comunicação devido ao seu baixo custo e facilidade de implementação.

Ao observar os projetos de sistemas de comunicação é possível encontrar redes MS com arranjos diferentes, seguem alguns exemplos: redes OWMS (*One-Way Master-Slave*) - estrela simples, TWMS (*Two-Way Master-Slave*) - estrela dupla, anel simples e duplo, demonstrados nas Figuras 3.1 e 3.2.

As redes MS podem ter arranjos diferentes, mas podem ser modeladas a partir de algumas modificações nas arquiteturas básicas OWMS e TWMS, conforme as subseções 3.1.1 e 3.1.2.

Mediante a Figura 3.1, é possível observar que as redes MS com arquitetura OWMS possuem um sistema de comunicação de via única e as redes com a arquitetura TWMS possuem um sistema de comunicação de via dupla. Analisando o tempo de manobra da comunicação de nó para nó, as redes TWMS possuem uma grande vantagem, que é a redução do tempo na transmissão de dados.

A modelagem matemática das redes OWMS e TWMS é encontrada em diversos trabalhos na literatura, como Piqueira, Caligares e Monteiro (2007), Correa, Bueno e Piqueira (2017), Bueno, Ferreira e Piqueira (2009), Xu, Rhee e Wang (2011), Chang *et al.* (2021), Sánchez, Piqueira e Bueno (2021), Piqueira (2020), Felix *et al.* (2021), entre

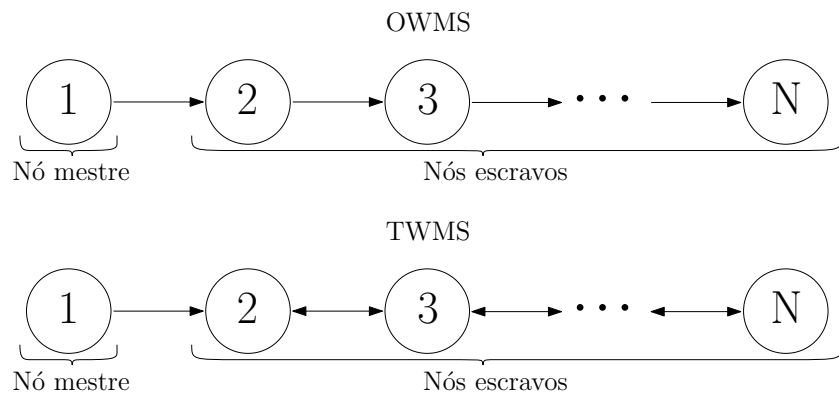


Figura 3.1: Arquiteturas básicas OWMS e TWMS

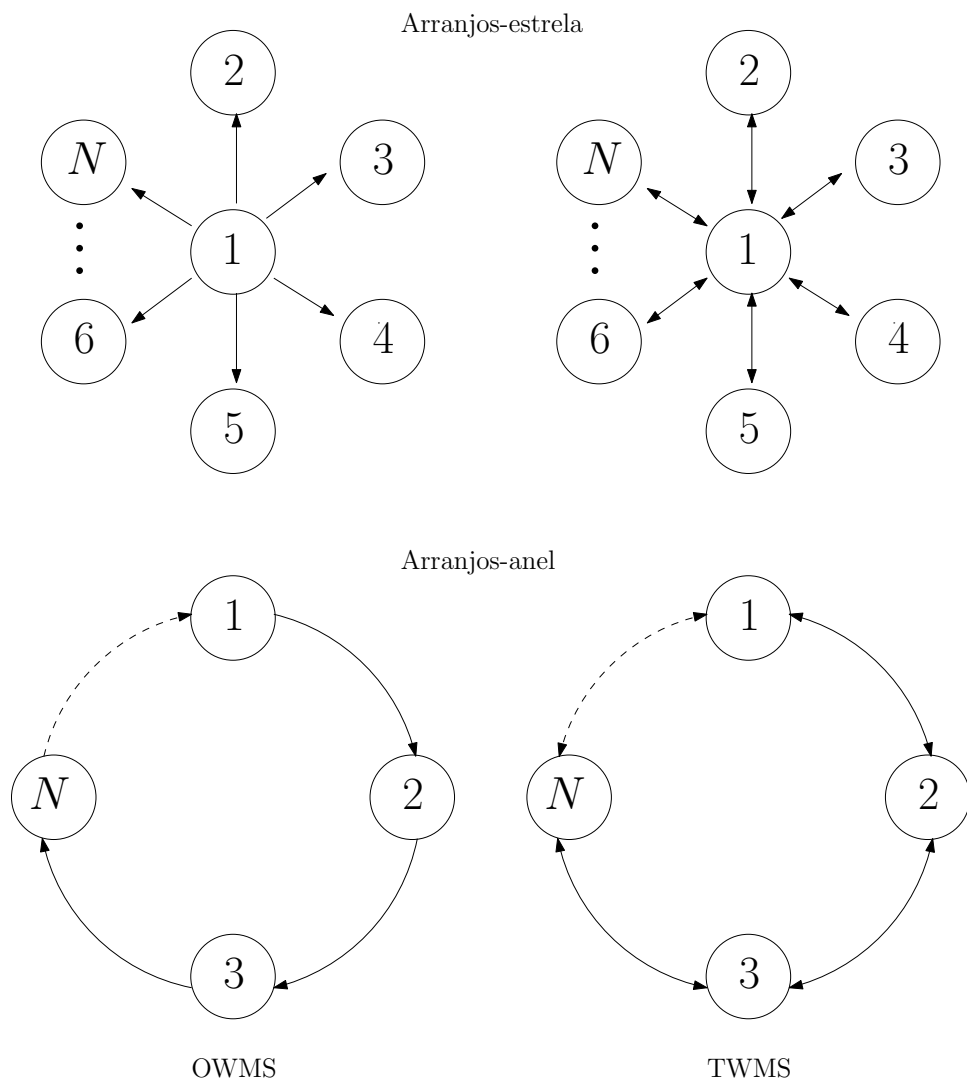


Figura 3.2: Arranjos: estrela e anel

outros.

3.1.1 REDE OWMS (*ONE-WAY MASTER-SLAVE*)

A topologia OWMS possui uma característica própria, o posicionamento de um nó influencia diretamente nos demais, e principalmente no comportamento da rede. O primeiro nó, denominado nó mestre, determina a base de tempo (relógio) para os demais nós escravos.

O nó mestre é representado por $j = 1$ definindo o primeiro nó da rede e os demais nós escravos são designados por $j - 1 = 2, 3, 4, \dots, n$, satisfazendo a seguinte condição $2 \leq j \leq n$.

Na literatura sobre redes de hierarquia MS, considera-se que o relógio determina uma base de tempo na forma exata, precisa e sem distorções. Assim, o nó mestre é dado por

$$v_o^{(1)}(t) = V_o^{(1)} \cos[\omega_o t + \theta_o^{(1)}(t)], \quad (3.1)$$

o qual possui amplitude e fase definidas no capítulo 2, subseção 2.2.1, assim, caracterizando um sinal com curva harmônica.

Para cada nó escravo há dois sinais, um de entrada e outro de saída, conforme as Equações (2.1) e (2.2), respectivamente, considerando o atraso de propagação $\tau_{(j-1,j)}$ entre os nós consecutivos. Os sinais de uma rede síncrona OWMS podem ser expressos, respectivamente, por

$$v_i^{(j)}(t) = v_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) = v_o^{(j-1)} \sin\left(\omega_m(t - \tau_{(j-1,j)}) + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) + (j-1)\frac{\pi}{2}\right) \quad (3.2)$$

e

$$v_o^{(j)}(t) = v_o^{(j)} \cos\left(\omega_m t + \theta_o^{(j)}(t) + (j-1)\frac{\pi}{2}\right). \quad (3.3)$$

Nas Equações (3.2) e (3.3) possuem os termos múltiplos de $\frac{\pi}{2}$ rad ou (90°) que geram um erro de fase ϑ . Assim, os nós $j = 5, 10, 15, 20, \dots$ assumi um erro de fase nulo em comparação com o nó mestre, devido $\theta_i(t) = \theta_o(t)$, concluindo que $\vartheta = 0$. Esse erro de fase de cada nó escravo é gerado devido a um erro estático de $\pi/2$ rad entre cada nó da rede.

A frequência de livre curso ω_m é a mesma para todos os nós da rede, assim, garantindo que o erro de fase ocorre devido ao desalinhamento das fases $\theta_o^{(j-1)}$ e $\theta_o^{(j)}$, respectivamente, de entrada e saída.

O erro de fase e frequência, $\vartheta^{(j)}$ e $\dot{\vartheta}^{(j)}$, respectivamente, do nó escravo são definidos no capítulo 2, subseção 2.2.1, (página 27). Dessa forma, considerando o atraso de propagação, o erro de fase e o erro de frequência são dados, respectivamente, por

$$\vartheta^{(j)}(t) = \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) - \theta_o^{(t)} \quad (3.4)$$

e

$$\dot{\vartheta}^{(j)}(t) = \dot{\theta}_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) - \dot{\theta}_o^{(t)}. \quad (3.5)$$

O filtro (LPF= $f^{(j)}(t)$) do PLL é representado por função de transferência, sendo assim $F^{(j)} = \mathcal{L} [f^{(j)}(s)]$ corresponde à transformada de *Laplace* da função do filtro do nó j . A função de transferência pode ser expressa como uma razão de polinômios em s , dada por

$$F^{(j)}(s) = \frac{N^{(j)}(s)}{D^{(j)}(s)}, \quad (3.6)$$

$$T^{(j)}(s) = \sum_{m=0}^{M^{(j)}} \gamma_m^{(j)} s^m, \quad (3.7)$$

e

$$D^{(j)}(s) = \sum_{p=0}^{P^{(j)}} \epsilon_p^{(j)} s^p, \quad (3.8)$$

seguindo a condição $M^{(j)} \leq P^{(j)}$.

Aplicando os operadores $Q^{(j)}$ e $L^{(j)}$ em redes síncronas, obtêm-se $Q^{(j)}(x) = \mathcal{L}^{-1} [T^{(j)}(s)X(s)] = \sum_{m=0}^{M^{(j)}} \gamma_m^{(j)} \frac{d^m}{dt^m} x(t)$ e $L^{(j)}(x) = \mathcal{L}^{-1} [sD^{(j)}(s)X(s)] = \sum_{p=0}^{P^{(j)}} \epsilon_p^{(j)} \frac{d^{p+1}}{dt^{p+1}} x(t)$. Assim, são dados por

$$Q^{(j)}[\cdot] = \sum_{m=0}^{M^{(j)}} \gamma_m^{(j)} \frac{d^m}{dt^m} (\cdot) \quad (3.9)$$

e

$$L^{(j)}[\cdot] = \sum_{p=0}^{P^{(j)}} \epsilon_p^{(j)} \frac{d^{p+1}}{dt^{p+1}} (\cdot), \quad (3.10)$$

os $M^{(j)}$ e $P^{(j)}$ correspondem às ordens dos polinômios $T^{(j)}(s)$ e $D^{(j)}(s)$, respectivamente. Esses operadores¹ têm origem da propriedade de linearidade da transformada de *Laplace*.

O ganho de cada nó é definido por

$$G^{(j)} = \frac{1}{2} k_m^{(j)} k_o^{(j)} v_o^{(j-1)} v_o^{(j)}, \quad (3.11)$$

assim, $k_m^{(j)}$ (V/rad) e $k_o^{(j)}$ (rad/V) são os ganhos do detector de fase e do VCO, respectivamente; $v_o^{(j-1)}$ e $v_o^{(j)}$ correspondem às amplitudes dos sinais de entrada e saída do nó j , respectivamente.

A saída do detector de fase do nó j é definida nas Equações (2.5), (2.6) e (2.7), assim, considerando o atraso de propagação $\tau_{(j-1,j)}$ entre os nós consecutivos. Dessa forma, $v_d^{(j)}$ é dada por

$$v_d^{(j)}(t) = k_m^{(j)} v_o^{(j-1)} (t - \tau_{(j-1,j)}) v_o^{(j)}(t). \quad (3.12)$$

¹ $Q^{(j)}(ax + by) = aQ^{(j)}(x) + bQ^{(j)}(y)$ e $L^{(j)}(ax + by) = aL^{(j)}(x) + bL^{(j)}(y) \quad \therefore \quad a \text{ e } b \text{ reais}$

Substituindo as Equações (3.2) e (3.3) em (3.12), obtém-se

$$v_d^{(j)} = \frac{G^{(j)}}{k_o^{(j)}} \sin \left(\omega_m(t - \tau_{(j-1,j)}) + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) + (j-1)\frac{\pi}{2} \right) \cos \left(\omega_m t + \theta_o^{(j)}(t) + (j-1)\frac{\pi}{2} \right), \quad (3.13)$$

desse modo, aplicando a identidade trigonométrica² na Equação (3.13) tem-se

$$v_d^{(j)}(t) = \frac{G^{(j)}}{k_o^{(j)}} v_\delta^{(j)}(t), \quad (3.14)$$

enquanto

$$v_\delta^{(j)}(t) = \sin \left(\vartheta^{(j)}(t) - \omega_m(\tau_{(j-1,j)}) \right) + \sin \left(2\omega_m t + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) + \theta_o^{(j)}(t) - \omega_m(\tau_{(j-1,j)}) + (j-1)\pi \right). \quad (3.15)$$

O ajuste da fase $\theta_o^{(j)}(t)$ é dado por

$$\frac{d}{dt} \theta_o^{(j)}(t) = k_o^{(j)} v_c^{(j)}(t), \quad (3.16)$$

o qual, é determinado pela lei do controle. Assim, o sinal de saída do filtro é dado por

$$v_c^{(j)}(t) = f^{(j)}(t) * v_d^{(j)}(t), \quad (3.17)$$

por meio de convolução (*).

Substituindo a Equação (3.17) em (3.16), obtém-se

$$\frac{d}{dt} \theta_o^{(j)}(t) = k_o^{(j)} f^{(j)}(t) * v_d^{(j)}, \quad (3.18)$$

assim, aplicando o teorema da convolução e as Equações (3.6), (3.7) e (3.8), em (3.18), tem-se

$$k_o^{(j)} T^{(j)}(s) V_d^{(j)}(s) = s D^{(j)}(s) \Theta_o^{(j)}(s). \quad (3.19)$$

O trabalho de Bueno *et al.* (2010) traz uma solução de modelagem de redes de osciladores a partir da aplicação do teorema da convolução, do uso de algumas identidades trigonométricas e rearranjos nas equações, assim, definindo a equação para os nós escravos ($j = 2, 3, 4, \dots, n$) de uma rede OWMS. Essa equação é dada por

$$L^{(j)} \left[\vartheta^{(j)}(t) \right] + G^{(j)} Q^{(j)} \left[\sin \left(\vartheta^{(j)}(t) - \omega_m \tau_{(j-1,j)} \right) \right] = L^{(j)} \left[\theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) \right] + (-1)^{(j)} G^{(j)} Q^{(j)} \left[\sin \left(2 \left(\omega_m t + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{(j-1,j)}) \right) - \vartheta^{(j)}(t) - \omega_m \tau_{(j-1,j)} \right) \right]. \quad (3.20)$$

Para facilitar a análise do modelo matemático muitos trabalhos da literatura des-

² $\sin(A) \cos(B) = \frac{1}{2} \{ \sin(A-B) + \sin(A+B) \}$

consideram os atrasos de propagação $\tau_{(j-1,j)} = 0$, assim obtendo

$$\begin{aligned} L^{(j)} [\vartheta^{(j)}(t)] + G^{(j)} Q^{(j)} [\text{sen}(\vartheta^{(j)}(t))] &= L^{(j)} [\theta_o^{(j-1)}(t)] \\ &+ (-1)^{(j)} G^{(j)} Q^{(j)} [\text{sen}(2(\omega_M t + \theta_o^{(j-1)}) - \vartheta^{(j)}(t))], \end{aligned} \quad (3.21)$$

podendo até aplicar outras simplificações, como desconsiderar o termo de frequência dupla (DFT) e considerar a aproximação $\text{sen}(\vartheta(t)) \approx \vartheta(t)$. Desse modo, obtém-se

$$L^{(j)} [\vartheta^{(j)}(t)] + G^{(j)} Q^{(j)} [\text{sen}(\vartheta^{(j)}(t))] = L^{(j)} [\theta_o^{(j-1)}(t)] \quad (3.22)$$

e

$$L^{(j)} [\vartheta^{(j)}(t)] + G^{(j)} Q^{(j)} [\vartheta^{(j)}(t)] = L^{(j)} [\theta_o^{(j-1)}(t)], \quad (3.23)$$

respectivamente.

3.1.2 REDE TWMS (*TWO-WAY MASTER-SLAVE*)

A característica principal das redes síncronas TWMS é que cada nó escravo compara as fases dos nós anteriores e posteriores, com sua própria fase. Sendo assim, existe a necessidade de utilizar mais um detector de fase. Os nós escravos devem ser construídos de acordo com o diagrama de blocos, mostrado na Figura 3.3.

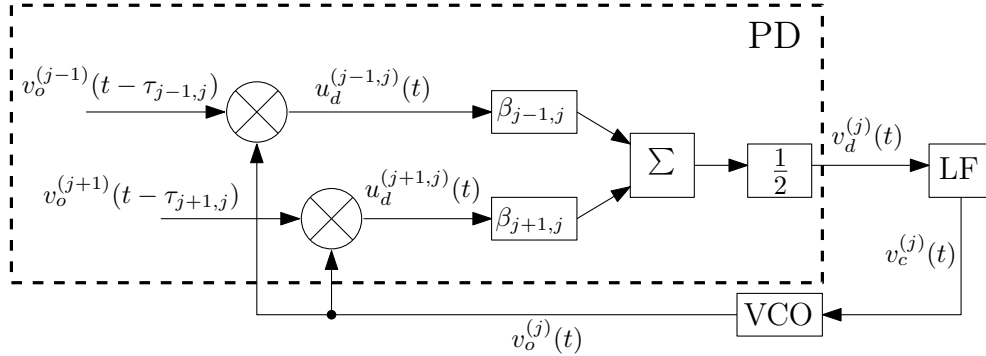


Figura 3.3: Diagrama de blocos do nó escravo do PLL para redes TWMS, com atraso de propagação $\tau_{(j-1,j)}$ entre os nós

O erro de fase de cada nó escravo é gerado por um erro estático de $\pi/2$ rad em relação à média ponderada dos sinais de entrada. A explanação sobre o erro estático está descrito na subseção 3.1.1, (página 32).

O sinal de saída VCO ($v_o^{(j)}$) é o mesmo da rede OWMS, dado pela Equação (3.3) e o sinal de entrada PD para nós escravos é expresso por

$$v_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) = V_o^{(l)} \text{sen} \left[\omega_m(t - \tau_{(l,j)}) + \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) + (l) \frac{\pi}{2} \right], \quad (3.24)$$

no qual, $l = j - 1, j + 1$ correspondem às entradas de cada nó escravo e a frequência de livre curso ω_m é a mesma que na rede OWMS.

Os erros de fase e frequência são dados, respectivamente, por

$$\vartheta^{(l,j)}(t) = \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) - \theta_o^{(j)} \quad (3.25)$$

e

$$\dot{\vartheta}^{(l,j)}(t) = \dot{\theta}_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) - \dot{\theta}_o^{(j)}. \quad (3.26)$$

A determinação do ganho para redes TWMS é mais complexa do que nas redes OWMS, pois as amplitudes dos sinais de entrada são diferentes. Assim, o ganho da rede TWMS está associado a cada entrada do nó da rede. Portanto, o ganho da rede TWMS é dado por

$$G^{(l,j)} = \frac{1}{2} \beta_{l,j} k_m^{(j)} k_o^{(j)} V_o^{(j)} V_o^{(l)}, \quad (3.27)$$

no qual, $\beta_{(l,j)}$ é o coeficiente de ponderação da saída de cada multiplicador.

Na rede TWMS, o detector de fase possui dois multiplicadores e um somador, conforme mostrado na Figura 3.3. Nos multiplicadores, as fases dos sinais de entrada são comparadas com a fase local do VCO e, a seguir, um somador é utilizado para auxiliar no cálculo da média ponderada das diferenças de fase. Assim, o sinal $v_d^{(j)}$ é expresso por

$$v_d^{(j)}(t) = \frac{1}{2} \sum_{l=j-1}^{j+1} \beta_{(l,j)} u_d^{(l,j)}(t), \quad (3.28)$$

com

$$u_d^{(l,j)}(t) = k_m^{(j)} v_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) v_o^{(j)}, \quad (3.29)$$

no qual, o coeficiente $\beta_{(l,j)}$ é ajustado para cada nó da rede, assim obtendo

$$\frac{1}{2} \sum_{l=j-1}^{j+1} \beta_{(l,j)} = 1. \quad (3.30)$$

Portanto, substituindo as Equações (3.24) e (3.3) na Equação (3.29), considerando a Equação (3.27), aplicando a identidade trigonométrica e alguns rearranjos, obtém-se

$$u_d^{(l,j)}(t) = \frac{G^{(l,j)}}{\beta_{(l,j)} k_o^{(j)}} v_\delta^{(l,j)}(t), \quad (3.31)$$

enquanto

$$\begin{aligned} u_\delta^{(l,j)}(t) = & \sin \left(\vartheta^{(l,j)}(t) - \omega_m(\tau_{(l,j)}) \right) \\ & \sin \left(2\omega_m t + \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) + \theta_o^{(j)}(t) - \omega_m \tau_{(l,j)} + (l)\pi \right). \end{aligned} \quad (3.32)$$

Do mesmo modo, considera-se na topologia OWMS, de acordo com Bueno *et al.* (2010), a fase de saída $\theta_o^{(j)}$ é determinada por meio da lei de controle, dada pela Equação (3.16). Assim, aplicando o teorema de convolução, os operadores $Q^{(j)}$ e $L^{(j)}$ em redes síncronas, algumas identidades trigonométricas e rearranjos nas equações é possível ob-

ter a equação que representa cada nó de uma rede TWMS, levando em consideração os atrasos de transmissão entre os nós e o termo de frequência dupla. Essa equação é dada por

$$\begin{aligned}
& L^{(j)} \left[\sum_{l=j-1}^{j+1} \vartheta^{(l,j)}(t) \right] + Q^{(j)} \left[\sum_{l=j-1}^{j+1} G^{(l,j)} \sin \left(\vartheta^{(l,j)}(t) - \omega_M \tau_{(l,j)} \right) \right] = \\
& -Q^{(j)} \left[\sum_{l=j-1}^{j+1} G^{(l,j)} \sin \left(2 \left(\omega_M t + \theta_o^{(j)}(t - \tau_{(l,j)}) \right) - \vartheta^{(l,j)}(t) - \omega_M \tau_{(l,j)} \right) \right] \\
& + L^{(j)} \left[\sum_{l=j-1}^{j+1} \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) \right]. \tag{3.33}
\end{aligned}$$

3.2 REDES MC (MUTUAMENTE CONECTADAS)

A rede MC, mostrada na Figura 3.4, possui um critério específico para determinação dos erros e correção das fases. O critério é dado pela sincronização de cada nó da rede por meio da média ponderada das fases dos demais nós, assim, impossibilitando a definição de nós mestres e nós escravos, diferentemente das redes TWMS que possuem hierarquia MS.

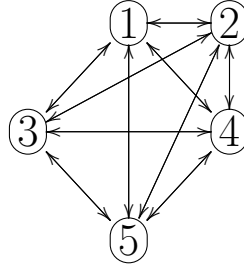


Figura 3.4: Rede mutuamente conectada

A rede MC possui uma distribuição sem hierarquia, não sendo possível obter uma relação de posição dos sinais entre dois nós. A numeração dos nós da rede MC não tem relação com a ordem ou prioridade de transferência de sinais da rede, mas somente para efeito de identificação de nós.

A Figura 3.5 mostra o diagrama de blocos dos PLLs que definem os nós da topologia MC. O nó da rede MC possui $N - 1$ entradas e cada entrada tem sua fase comparada à fase do VCO local, perfazendo que o PD gere um sinal $v_d^{(j)}$ proporcional ao erro ponderado da rede.

O sinal de saída $v_o^{(j)}(t)$ é o mesmo das redes OWMS e TWMS, dado pela Equação (3.3) e o sinal de cada entrada da rede síncrona MC é dado por

$$v_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) = V_o^{(l)} \sin \left[\omega_m(t - \tau_{(l,j)}) + \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) \right], \tag{3.34}$$

considerando que o erro estático $\pi/2$ está incluso na estimativa de fase $\theta_o^{(l)}$. As entradas

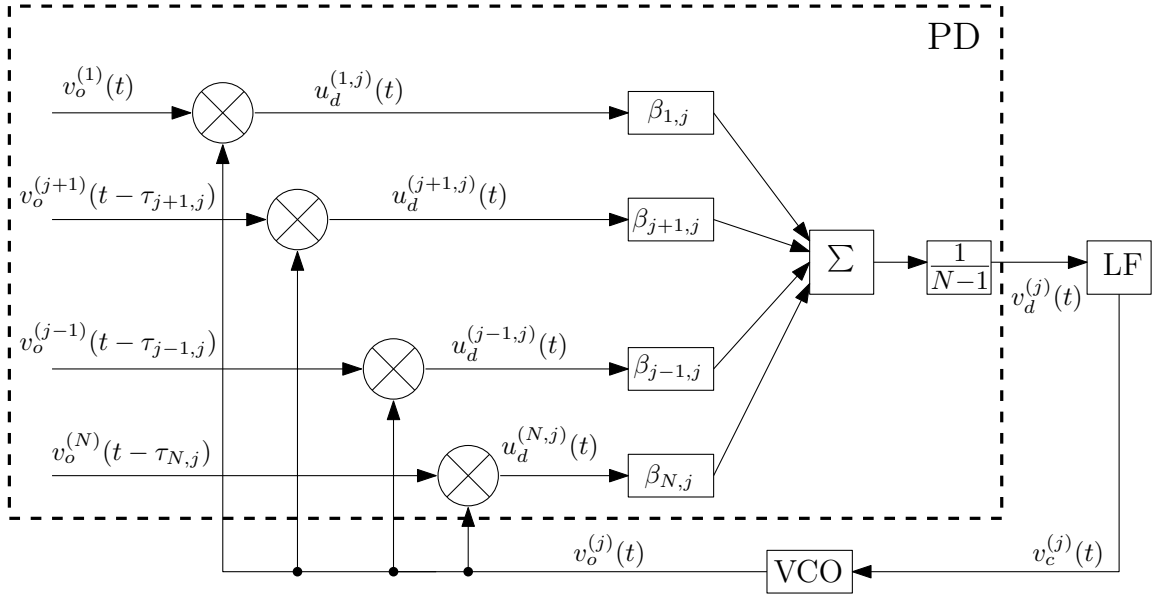


Figura 3.5: Diagrama de blocos dos PLLs para os nós de redes MC, com atraso de propagação τ entre os nós

de cada nó da rede MC é dada por $l = 1, \dots, j-1, j+1, \dots, N$, diferentemente da rede TWMS. Do mesmo modo que as redes OMWS e TWMS, considera-se que todos os nós da rede MC possuem a mesma frequência de livre curso ω_M .

De maneira análoga as redes TWMS, os erros de fase e frequência são expressos pelas Equações (3.25) e (3.26), respectivamente. A aplicação dos operadores $Q^{(j)}$ e $L^{(j)}$ em redes síncronas permanece procedente para a rede MC e o ganho obtido na rede MC é idêntico ao da rede TWMS, dado pela Equação (3.27).

Na rede MC considera-se que o PD é um conjunto de multiplicador e somatório. O multiplicador compara as fases dos sinais de entrada com a fase local do VCO, já o somatório faz a ponderação entre as diferenças de fases. Ao atribuir um sinal $v_d^{(j)}$ positivo, a média ponderada dos erros de fase será positiva, e ao atribuir um sinal $v_d^{(j)}$ negativo, a média ponderada dos erros de fase será negativa. Dessa forma, obtém-se

$$v_d^{(j)}(t) = \frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^N \beta_{(l,j)} u_d^{(l,j)}(t), \quad (3.35)$$

e igualmente a rede TWMS, $u_d^{(l,j)}(t)$ é dado pela Equação (3.29), sabendo que o coeficiente $\beta_{(l,j)}$ é ajustado para cada nó da rede, assim obtendo

$$\frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^N \beta_{(l,j)} = 1. \quad (3.36)$$

De acordo com Bueno *et al.* (2010) a fase de saída $\theta_o^{(j)}$ é determinada por meio da lei de controle, dada pela Equação (3.16). Seguindo a modelagem da rede TWMS, aplicando o teorema de convolução, os operadores $Q^{(j)}$ e $L^{(j)}$ em redes síncronas, algumas identidades trigonométricas e rearranjos nas equações é possível obter a equação que

representa cada nó de uma rede MC, levando em consideração os atrasos de transmissão entre os nós e o termo de frequência dupla. Essa equação é dada por

$$\begin{aligned}
& L^{(j)} \left[\sum_{l=1}^N \vartheta^{(l,j)}(t) \right] + Q^{(j)} \left[\sum_{l=1}^N G^{(l,j)} \sin \left(\vartheta^{(l,j)}(t) - \omega_M \tau_{(l,j)} \right) \right] = \\
& -Q^{(j)} \left[\sum_{l=1}^N G^{(l,j)} \sin \left(2 \left(\omega_M t + \theta_o^{(j)}(t - \tau_{(l,j)}) \right) - \vartheta^{(l,j)}(t) - \omega_M \tau_{(l,j)} \right) \right] \\
& + L^{(j)} \left[\sum_{l=1}^N \theta_o^{(l)}(t - \tau_{(l,j)}) \right]. \tag{3.37}
\end{aligned}$$

3.3 JITTER DE FREQUÊNCIA DUPLA

Essa seção apresenta o processo matemático que define o *jitter* de frequência dupla, do inglês “*Double-Frequency Jitter*” (DFJ), que é inevitável, aparecendo mesmo com o PLL na faixa de retenção. A análise do DFJ é muito importante para encontrar soluções para determinadas aplicações que não permitem essas oscilações indesejadas.

Para as redes em cadeia OWMS, quando os nós escravos são sincronizados, apresenta um termo de frequência dupla (DFT) em cada nó escravo no modelo matemático, ocorrendo o DFJ no sinal de controle $v_c^{(j)}$. Esse sinal de controle dos nós escravos é apresentado em alguns trabalhos, como Shimanouchi (2001), Bueno, Ferreira e Piqueira (2010), mas com a inclusão do atraso de propagação o sinal é dado por

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \theta_o^{(j)}(t) = & G^{(j)} \left[f^{(j)}(t) \sin \left(\vartheta^{(j)}(t) - \omega_m \tau_{j-1,j} \right) \right] + (-1)^{(j-1)} G^{(j)} \\
& \left[f^{(j)}(t) \sin \left(2 \left(\omega_M t + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{j-1,j}) \right) - \vartheta^{(j)}(t) \right) \right]. \tag{3.38}
\end{aligned}$$

De acordo com Bueno, Ferreira e Piqueira (2010) o estado síncrono é definido quando o ponto de equilíbrio de $\vartheta_s^{(j)} \in \mathbb{R}^{P+1}$ na Equação (3.20) é assintoticamente estável. A sincronização ocorre quando tem o estado síncrono e $\vartheta^{(j)}(t)$ seja uma solução da Equação (3.20). Quando o erro de fase $\vartheta^{(j)}(t)$ estiver em torno de um valor constante, o nó escravo é considerado sincronizado. Assim, demonstrando que tem finalidade para fins práticos, onde o nó escravo atinge o estado síncrono.

Conforme definição anterior, o erro de fase é considerado aproximadamente constante, dado por $\vartheta^{(j)}(t) = \vartheta^{(j)}$ para $t > t_s$. Portanto, considerando essa definição o sinal de controle é obtido por

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \theta_o^{(j)}(t) = & G^{(j)} \left[f^{(j)}(t) \sin \left(\vartheta^{(j)} - \omega_m \tau_{j-1,j} \right) \right] + (-1)^{(j-1)} G^{(j)} \\
& \left[f^{(j)}(t) \sin \left(2 \left(\omega_M t + \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{j-1,j}) \right) - \vartheta^{(j)} \right) \right]. \tag{3.39}
\end{aligned}$$

A amplitude DFJ para o sinal de controle é encontrada utilizando técnicas de resposta em frequência no DFT, incluindo o atraso de propagação, conforme alguns trabalhos Piqueira, Caligares e Monteiro (2007), Bueno, Ferreira e Piqueira (2010), considerando

uma entrada de fase em degrau $\theta_o^{(j-1)}$. A fase em degrau corresponde à diferença de fase entre os nós $j - 1$ e j . Desse modo, o sinal de entrada no nó escravo j é dado por

$$\theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{j-1}, j) = \phi. \quad (3.40)$$

Utilizando o método de resposta em frequência para linearizar a Equação (3.39), de acordo com Shimanouchi (2001), Bueno, Ferreira e Piqueira (2010) é necessário considerar a eliminação dos valores constantes $c = \theta_o^{(j-1)}(t - \tau_{j-1}, j) - \vartheta^{(j)}$ incluindo o erro de fase estático. Esse método é aplicado a pequenos erros de fase, determinando a aproximação da amplitude DFJ para o sinal de controle e calculando a estimação de fase³, respectivamente, dada por

$$\left| s\Theta_{\text{DFJ}}^{(j)}(s) \right|_{s=2\omega_m i} = G^{(j)} \left| F^{(j)}(2\omega_m i) \right| \quad (3.41)$$

e

$$\left| \Theta_{\text{DFJ}}^{(j)}(s) \right|_{s=2\omega_m i} = G^{(j)} \left| \frac{F^{(j)}(2\omega_m i)}{2\omega_m i} \right|. \quad (3.42)$$

3.4 SIMULAÇÃO DAS REDES MS COM ATRASO DE PROPAGAÇÃO

As redes de osciladores OWMS e TWMS foram simuladas com o auxílio do *software Matlab-Simulink v.R2021a* e os diagramas de blocos das respectivas redes podem ser vistos nos Apêndices B.1 e B.2. As configurações dos parâmetros de simulação foram ajustadas para o melhor desempenho na visualização dos resultados, utilizando o método de integração *ode45(Dormand Prince)*, tolerância relativa 10^{-12} e tolerância absoluta 10^{-9} . Em todas as simulações, cada nó das redes foi representado por um bloco PLL, que pertence à biblioteca “*Communications Systems Toolbox*”. O bloco PLL foi configurado com os parâmetros mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros do bloco PLL no *Matlab-Simulink*

Parâmetros - Bloco PLL	
Numerador do filtro passa baixa	[1]
Denominador do filtro passa baixa	[1 2]
Sensibilidade de entrada do VCO (Hz/V)	1
Frequência quiescente de VCO (Hz)	1
Fase inicial de VCO (rad)	0
Amplitude de saída do VCO (V)	1

Os atrasos de propagação nas simulações das redes de osciladores são embutidos entre os nós, considerando o atraso máximo permitido nas redes de comunicações, que se refere a 400 ms. Esse atraso máximo está de acordo com a recomendação G.114

³A componente “i” da Equação (3.41) e (3.42) é imaginário

da ITU-T aplicável em redes OWMS, e o mesmo atraso foi aplicado nas simulações da rede TWMS para verificar o seu funcionamento. Algumas aplicações são afetadas de ponta a ponta (ou seja, “boca a orelha”), atrasos de menos de 150 ms são aparentemente transparentes (ITU-T, 2004).

O sinal de entrada do PD (relógio mestre) foi ajustado com amplitude unitária, frequência 2π rad/s, fase inicial igual a zero e perturbação em degrau $\alpha(t) = \pi/6$ rad, com um intervalo de $(0 \leq t \leq 6)$ s, apenas em simulações com perturbação. Os parâmetros de simulação para redes OWMS e TWMS com e sem perturbação no relógio mestre são mostrados na Tabela 3.2.

Todas as redes de osciladores foram simuladas com três nós escravos, com e sem perturbação, usando um filtro passa-baixa de primeira ordem e ganho unitário do PLL $G = 1$. Nas redes TWMS o coeficiente $\beta_{l,j}$ foi ajustado para satisfazer a condição da Equação (3.30), considerando o número de nós da rede.

Tabela 3.2: Parâmetros de simulação para redes OWMS e TWMS com e sem perturbação no relógio mestre

Parâmetros de simulação	
Tempo de simulação	15 s
Filtro	$1/(s+2)$
Ganho do PLL (G)	1
Perturbação (α)	$\pi/6$ rad
Atraso de propagação entre os nós (δ)	400 ms

Nas simulações da rede OWMS sem perturbação, conforme mostra a Figura 3.6, o comportamento do sinal de saída VCO de cada PLL, em relação ao sinal do relógio mestre, tende ao estado síncrono em um curto espaço de tempo, principalmente para os primeiros nós da rede, pois para o terceiro nó o transiente inicial é visível devido ao atraso de propagação. O sincronismo em nós escravos são obtidos após um tempo de simulação, reportando assim um ciclo limite estável na forma de círculos e elipses. Esse ciclo limite é um caminho fechado no espaço de fase com a propriedade de que pelo menos um caminho entra na espiral, conforme o tempo se aproxima do infinito (MEIROVITCH, 2010). Nas simulações da rede OWMS com perturbação, conforme mostra a Figura 3.7, o sincronismo também é obtido, porém, em um tempo maior, devido à perturbação incluída no relógio mestre nos momentos iniciais das simulações e ao atraso de propagação entre os nós da rede.

Nas simulações da rede TWMS sem perturbação, conforme mostra a Figura 3.6, o comportamento do sinal de saída VCO de cada PLL, em relação ao sinal do relógio mestre, tende ao estado síncrono, porém existe um transiente visível que possui um tempo semelhante aos demais nós da rede. A Figura 3.7 mostra as simulações da rede TWMS com perturbação, podendo observar que o comportamento do sinal de entrada do PD de cada PLL da rede é quase equivalente ao da simulação sem perturbação, entretanto, possui a presença de um transiente maior nos momentos iniciais das simulações devido

à perturbação incluída no relógio mestre.

O erro de tensão para cada PLL da rede OWMS é mostrado na Figura 3.8, visto que, o erro de tensão é proporcional ao erro de fase. Mediante do erro de tensão é possível observar que a cada nó subsequente da rede OWMS o atraso de propagação se acumula, variando o erro de fase nos momentos iniciais da simulação. Portanto, as redes OWMS com atraso de propagação e sem perturbação têm o melhor desempenho para um número pequeno de nós. As simulações de rede TWMS são mostradas na Figura 3.8, permitindo verificar o erro de tensão para cada nó da rede. Na rede TWMS o erro de tensão do segundo nó possui a mesma característica de comportamento dos demais nós escravos, apresentando dessincronização por um determinado período e, a seguir, mantendo-se sincronizados. As redes TWMS com um número pequeno de nós possuem um desempenho inferior que as redes OWMS.

De acordo com os resultados apresentados, houve sincronização de fase e frequência entre os sinais de PD após um determinado tempo de simulação, devido às características negativas das redes, como a inclusão de perturbações nos momentos iniciais das simulações e atraso de propagação entre os nós.

Quando um sinal é aplicado à entrada do PD, o mesmo recebe esse sinal e compara sua fase com a fase do sinal fornecida pelo VCO, gerando um erro de tensão $v_d^{(j)}$, que é proporcional à diferença das fases dos dois sinais de entrada do PD ($\vartheta^{(j)}$). Cada modificação do sinal de entrada do PLL gera um novo erro de sinal, portanto, o VCO corrige a frequência para obter um novo sincronismo. É importante notar que no instante $t = 6$ s, em simulações com perturbação no relógio mestre, a tensão de controle $v_c^{(j)}$ força o oscilador a mudar sua frequência bruscamente, de modo que a frequência de saída do sinal VCO $\dot{\theta}_o^{(j-1)}$ aproxima-se da frequência do sinal de entrada do PD $\dot{\theta}_o^{(j)}$.

Portanto, as arquiteturas MS são restritas e não ideais para redes longas. Considerando as simulações sem perturbação, as redes OWMS com atraso de propagação apresentam melhor desempenho em relação às redes TWMS para um número pequeno de nós, devido ao acúmulo de atraso de propagação entre nós. De outro modo, as redes TWMS apresentam um melhor desempenho em relação às redes OWMS para nós distantes do relógio mestre.

3.5 INFLUÊNCIA DO DFJ EM REDES COM ATRASO DE PROPAGAÇÃO

Nessa seção são apresentadas as simulações das redes OWMS com atraso de propagação e as simulações do modelo analítico linearizado, ambas para determinar a amplitude do Jitter de Frequência Dupla (DFJ). A rede possui um nó mestre e três nós escravos idênticos (PLLs), entretanto, vale ressaltar que o limite é dez nós consecutivos, de acordo com a recomendação ITU-T G.812 que indica o número máximo de nós escravos $j = 10$ para uma cadeia em rede de telecomunicações síncrona (ITU-T, 1997b). Os resultados

simulados foram gerados pelo *software Matlab-Simulink v.R2021a*, conforme o diagrama de blocos apresentado por meio do Apêndice B.3, utilizando o método de integração *Ode45(Dormand-Prince)*.

Nas simulações do diagrama de blocos e do modelo analítico são usados três diferentes filtros⁴ do tipo passa-baixa de primeira ordem, mostrados na Tabela 3.3, sendo que o tempo de simulação para os três tipos de filtros foram configurados de acordo com o ganho do PLL. Os parâmetros $T_1 = 1000(2\pi)$ e $T_2 = (2\pi)$ utilizados nos filtros têm um bom desempenho entre *overshot* e tempo de acomodação, e está adaptado para condição de normalização da recomendação ITU G.811 e G.812 (ITU-T, 1997a; ITU-T, 1997b). Esses filtros são utilizados nos principais PLLs integrados comerciais, por exemplo, os modelos CD4046, NE567, entre outros. Para cada filtro, a rede é simulada com quatro valores diferentes de ganho de malha: $G^{(j)} = \{1; 10; 100; 1000\}$. Para ajustar o ganho nos valores determinados é necessário alterar k_o e k_m , de acordo com a Equação (3.11).

Por meio do diagrama de blocos, a amplitude DFJ é medida a partir do sinal $v_c^{(j)}(t)$ para encontrar a diferença entre o valor mínimo e máximo desse sinal, dada por DFJ_{pp} em regime permanente. Para efeito de comparação, a amplitude DFJ do modelo analítico é obtida graficamente, de acordo com a Equação (3.42).

Os valores de DFJ_{pp} são comparados com a recomendação ITU-T G.811 de *jitter* máximo 0.015⁵, para um desempenho de rede aceitável de 2048 kbps de *link* (ITU-T, 1997a). Esse valor é adaptado para $\omega_m = 2\pi$ rad/s e utilizado na simulação, que corresponde a $J_{pp} = 0.015$ rad.

As amplitudes DFJ_{pp} podem ser vistas nas Figuras 3.9 e 3.10 em escalas logarítmicas, sendo possível identificar que todos os resultados têm comportamento linear e são aproximados do modelo analítico, visualizando assim um pequeno “*gap*” quase imperceptível entre $10^0 \leq G \leq 10^1$. Considerando $\vartheta^{(j)}(t)$ constante, o atraso de propagação δ não influencia no DFJ_{pp} . O resultado simulado do modelo analítico possui pontos identificando o DFJ_{pp} para cada ganho e ajuste linear desses pontos. É possível observar que para valores de ganho não muito grandes, a amplitude de DFJ está de acordo com a recomendação ITU-T (BUENO; FERREIRA; PIQUEIRA, 2010; ITU-T, 1997a; ITU-T, 1997b).

Os resultados simulados da Figura 3.9 têm atraso de propagação de 0,1 a 0,4 s, que são aceitáveis de acordo com a recomendação ITU-T G.114 (*One-way transmission time*), que recomenda-se não ultrapassar um atraso unilateral de 400 ms. Já, os resultados simulados da Figura 3.10 têm atraso de propagação de 0,6 a 0,9 s, com valores fora do permitido, mas, embora atrasos acima de 400 ms sejam inaceitáveis, em alguns casos excepcionais esse limite é ultrapassado (ITU-T, 2004).

O plano de fase da amplitude de $vo^{(j-1)}(t)$ e $vo^{(j)}(t)$ em regime permanente é mostrado na Figura 3.12, e demonstra que o comportamento de entrada e saída no PD têm

⁴A diferença entre os filtros são seus componentes. O filtro passivo é composto por elementos como resistores, indutores e capacitores, e o filtro ativo normalmente possui transistores e amplificadores.

⁵Intervalo unitário de pico a pico

característica harmônica devido à simetria entre os eixos. Pode-se observar que para os três tipos de filtros o comportamento do resultado é igual para todos os ganhos de malha, o $\vartheta^{(j)}(t)$ tem um valor constante aproximado e o ponto de equilíbrio do erro de fase é assintoticamente estável, conforme visível em regime permanente na Figura 3.11.

Tabela 3.3: Filtros do tipo passa-baixa de primeira ordem

Tipos de filtros	Função de Transferência
<i>Passive Lag-Lead</i>	$F_1(s) = \frac{sT_2+1}{s(T_2+T_1)+1}$
<i>Active Lag-Lead</i>	$F_2(s) = \frac{sT_2+1}{sT_1+1}$
<i>Active PI</i>	$F_3(s) = \frac{sT_2+1}{sT_1}$

Conforme as simulações da rede OWMS, é possível observar que o DFJ não se acumula com o aumento da distância entre o relógio mestre e os nós escravos, devido à referência do relógio ser praticamente regenerada em cada nó, pois o termo de frequência dupla passa por um detector de fase e, conseqüentemente, é filtrado. Em alguns casos, o *jitter* acumulado que ocorre na rede é considerado como *cross-talk*, ruído, distorção, interferência e ruído de quantização (BUENO; FERREIRA; PIQUEIRA, 2010).

Portanto, a amplitude de DFJ para ganhos $10^0 \leq G \leq 10^1$ em três tipos de filtros é aceitável de acordo com o *jitter* máximo recomendado pela ITU-T e os resultados simulados com atraso de propagação até $\delta = 400$ ms é aceitável de acordo com o atraso máximo recomendado pela ITU-T. Sendo assim, a partir dos resultados analisados pode-se afirmar que o atraso de propagação não influencia na amplitude DFJ_{pp} .

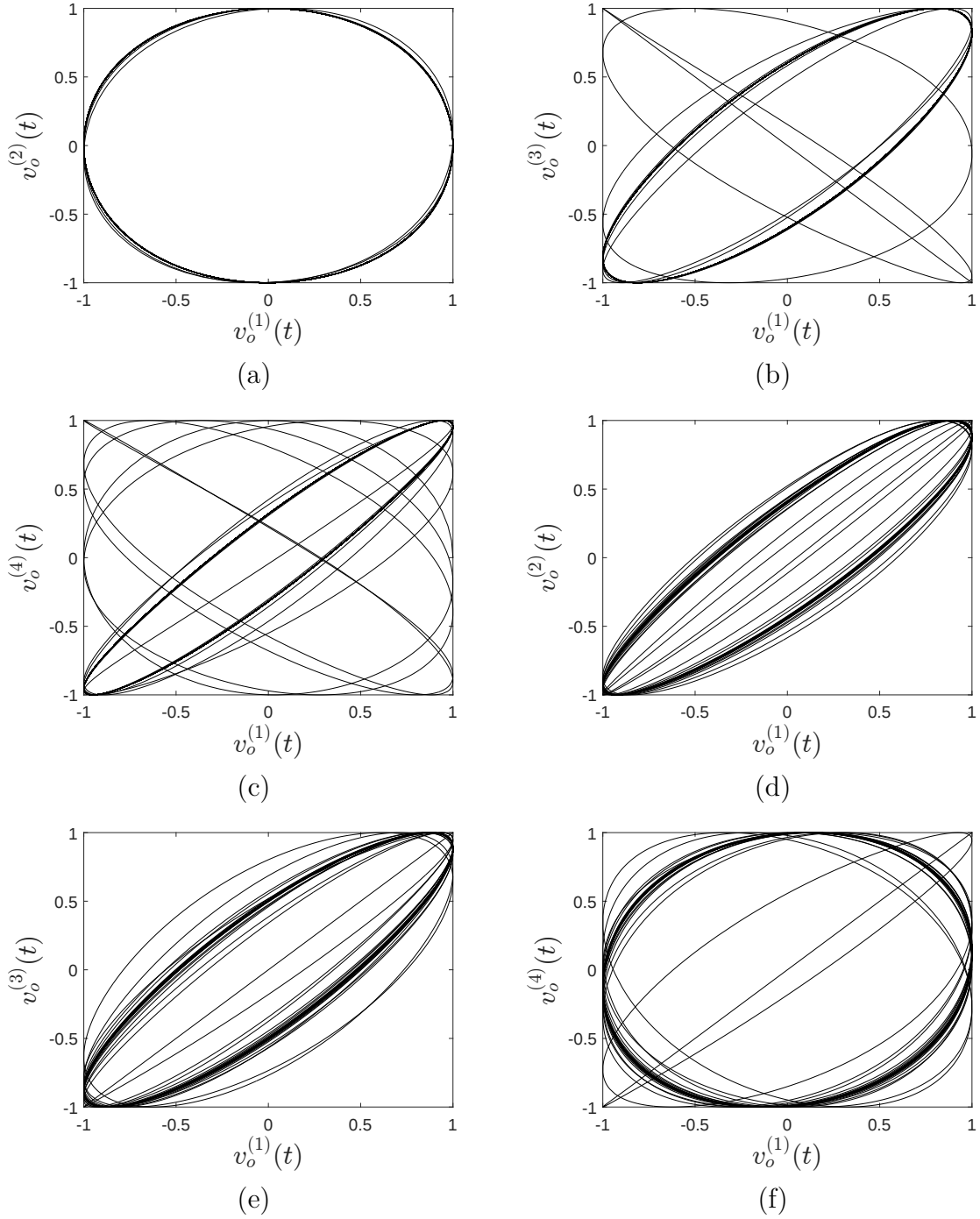


Figura 3.6: (a, b, c) - Plano de fase dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS, sem perturbação em degrau $\alpha(t) = 0$ rad para $t \geq 0$ s e com atraso de propagação $\delta = 400$ ms; (d, e, f) - para redes TWMS, sem perturbação em degrau e com atraso de propagação; ($v_o^1(t)$ - Nó mestre, $v_o^j(t)$ - Nós escravos)

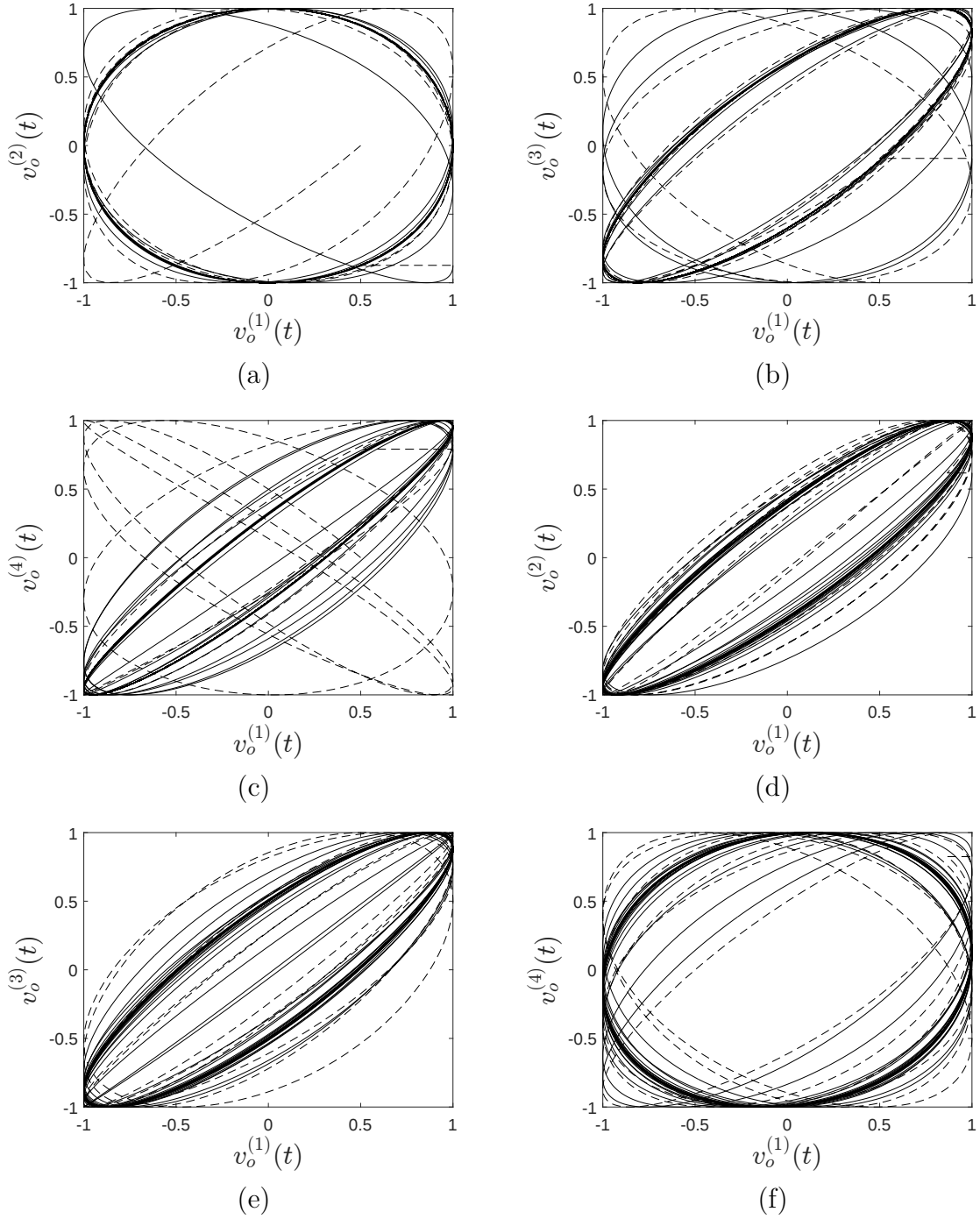
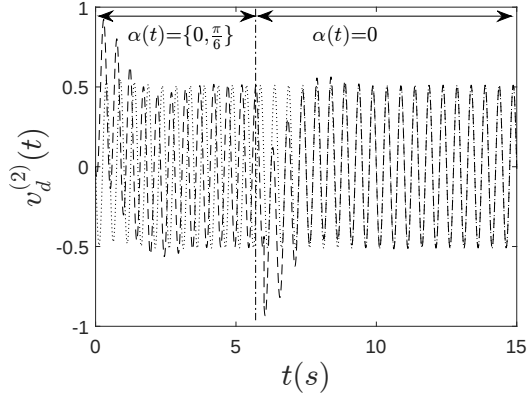
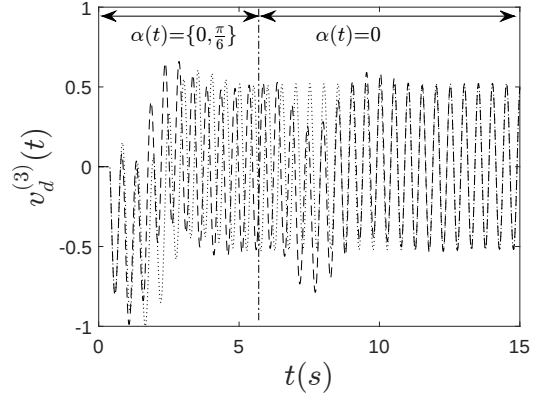


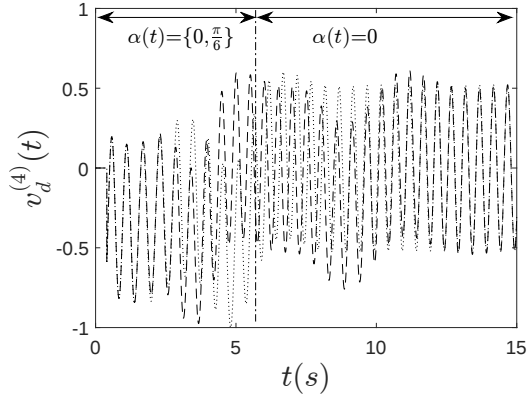
Figura 3.7: (a, b, c) - Plano de fase dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS, com perturbação em degrau $\alpha(t) = \pi/6$ rad para $0 \leq t \leq 6$ s (—) e com atraso de propagação $\delta = 400$ ms; (d, e, f) - para redes TWMS, com perturbação em degrau e com atraso de propagação; ($v_o^1(t)$ - Nó mestre, $v_o^j(t)$ - Nós escravos)



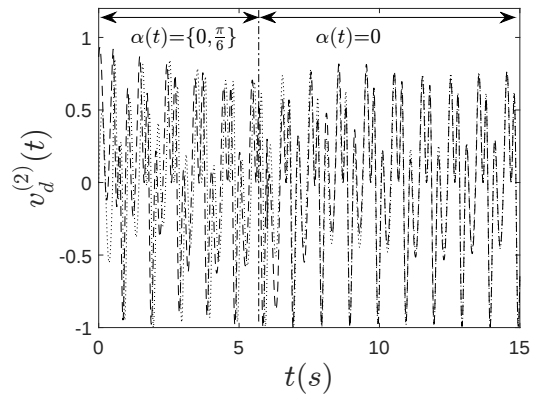
(a)



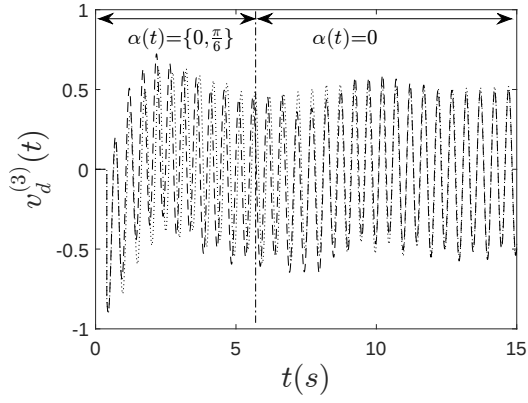
(b)



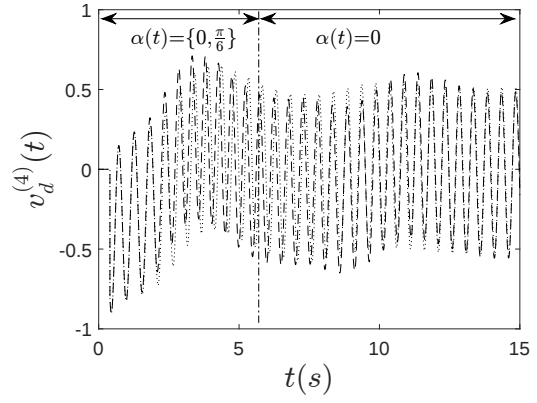
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 3.8: (a, b, c) - Erro de tensão $v_d^j(t)$ dos nós escravos ($j = 2, 3$ e 4) para redes OWMS; (d, e, f) - para redes TWMS; simulações com perturbação em degrau $\alpha(t) = \pi/6$ rad para $0 \leq t \leq 6$ s (—) e sem perturbação $\alpha(t) = 0$ rad para $t \geq 6$ s ($\cdots$)

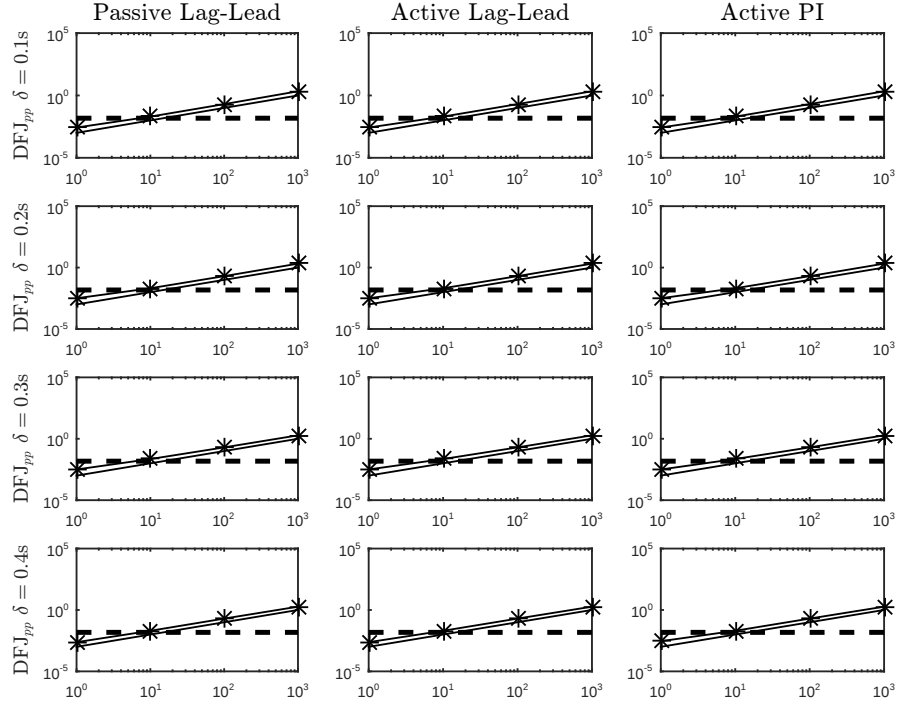


Figura 3.9: Simulações e resultados analíticos para amplitude DFJ_{pp} em três tipos de filtros para $j = 3$ e atrasos diferentes $\delta = \{0,1; 0,2; 0,3; 0,4\}$ s; (— modelo analítico; * pontos de simulação; e --- $J_{pp} = 0,015$ rad) de acordo com (ITU-T, 1997a)

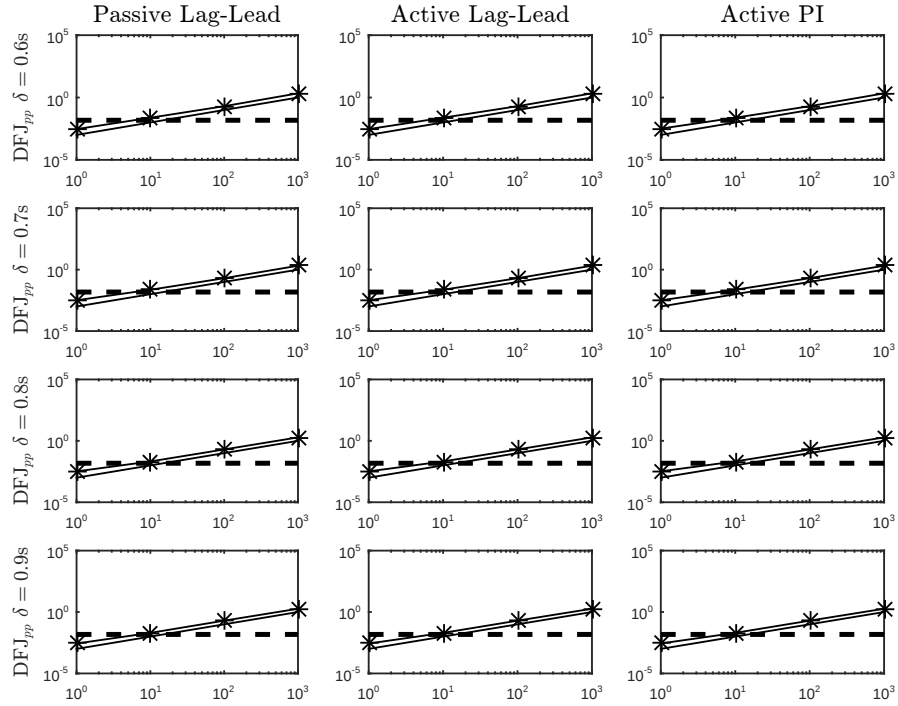


Figura 3.10: Simulações e resultados analíticos para amplitude DFJ_{pp} em três tipos de filtros para $j = 3$ e atrasos diferentes $\delta = \{0,6; 0,7; 0,8; 0,9\}$ s; (— modelo analítico; * pontos de simulação; e --- $J_{pp} = 0,015$ rad) de acordo com (ITU-T, 1997a)

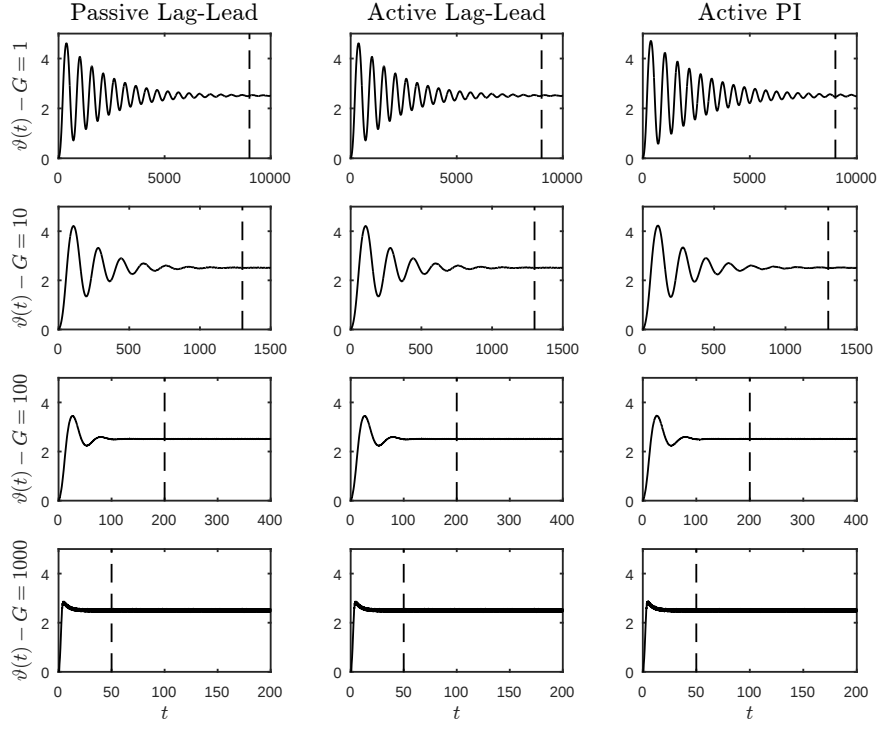


Figura 3.11: Erro de fase em três tipos de filtros para $j = 3$ e $\delta = 400$ ms; (— seção de regime permanente) de acordo com o atraso de propagação máximo da recomendação ITU-T (ITU-T, 2004)

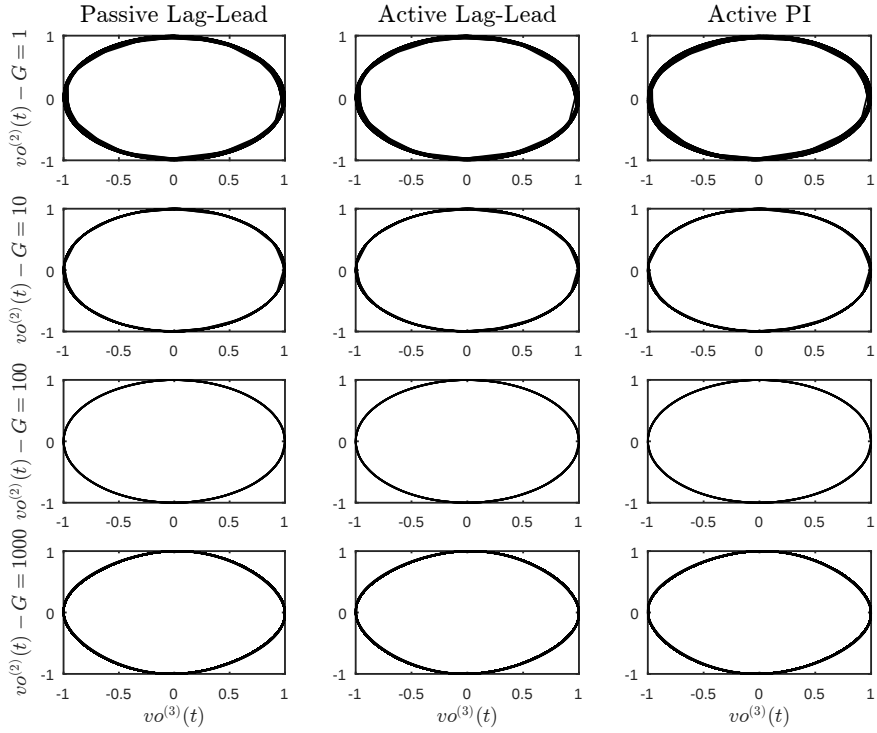


Figura 3.12: Plano de fase em regime permanente do sinal de entrada do nó $j - 1$ e do sinal de saída do nó j , considerando $\delta = 400$ ms e $j = 3$, de acordo com o atraso de propagação máximo da recomendação ITU-T (ITU-T, 2004)

CAPÍTULO 4

SINCRONIZAÇÃO DESCENTRALIZADA ADAPTATIVA

Esse capítulo aborda um estudo prático da sincronização descentralizada adaptativa em redes mestre-escravo com atrasos de propagação e perturbações externas. A sincronização descentralizada adaptativa utiliza o conceito de estabilidade de *Lyapunov*, sendo assim, um controlador sem memória e descentralizado¹ é apresentado para sincronizar as redes mestre-escravo sem o conhecimento dos limites superiores de perturbações e atrasos de propagação. O conceito básico da estabilidade de *Lyapunov* está introduzido no capítulo 2, na subseção 2.1.

A sincronização descentralizada adaptativa é utilizada em muitos sistemas práticos, como sistemas de energia e naves espaciais, conforme Guo, Jiang e Hill (1999). O controle para esses sistemas de grande escala em aplicações de engenharia emergiu como um campo novo e atraente, assim desenvolvendo muitas teorias e metodologias. Até hoje, existem duas abordagens principais bem conhecidas para resolver o problema de sincronismo com o controle de sistemas incertos de grande escala, que são: o controle de estrutura variável, desenvolvidos em alguns trabalhos, como Chou e Cheng (2003), Hsu (1998), Yan, Tsai e Kung (1997), e a equação de *Lyapunov* utilizando a abordagem de *Riccati* (TRINH; ALDEEN, 1995; HU, 1994).

Portanto, aplicou-se o controle de sincronismo em redes mestre-escravo devido o atraso de propagação de sinal ser inevitável na sincronização, caracterizando um comportamento emergente e, possivelmente, um problema de sincronização. Esse problema é discutido na literatura, mas em vários trabalhos o atraso de propagação é desconsiderado devido às complicações no tratamento matemático das redes. No entanto, em aplicações gerais, atrasos de propagação de sinal sempre existe e o valor do atraso na maioria das vezes é desconhecido. Na prática, com os atrasos de propagação de sinal, não é razoável exigir que o sistema escravo sincronize com o sistema mestre ao mesmo

¹O controlador que não envolve qualquer estado atrasado

tempo. Isso é conveniente apenas para análise matemática, mas não descreve a propriedade da situação real (JIANG; ZHENG; CHEN, 2004). Por essa razão, a sincronização de redes mestre-escravo é definida de tal forma que o estado local do sistema escravo seja assintoticamente sincronizado com o estado local do sistema mestre, dessa forma obtém

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|x_i(t) - y_i(t - d_i)\| = 0, \quad (4.1)$$

assim, x_i e y_i são os estados locais dos sistemas mestre-escravo, e d_i é o atraso de propagação contante do sistema mestre.

4.1 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O sistema de controle de sincronização descentralizada adaptativa consiste em um sistema mestre-escravo, que é controlado sujeito ao atraso de propagação de sinal do sistema mestre para o sistema escravo. O controlador descentralizado adaptativo e os mecanismos de adaptação são mostrados na Figura 4.1. O controle é projetado para sincronizar o sistema mestre-escravo, estabelecendo apenas informações locais e três parâmetros de adaptação. Vale ressaltar que o controlador tem função de não envolver qualquer estado atrasado, dessa forma, o controlador é descentralizado e sem memória, o que é simples de implementar. O sistema escravo local Ω_i , mostrado na Figura 4.1, é dado por

$$\Omega_i : \dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + \sum_{j=1 \text{ e } j \neq i}^{N_m} A_{ij}(t) x_j(t - \tau_{ij}(t)) + B_i u_i(t) + B_i f_i(x_i, p_i; t) \quad i = 1, 2, \dots, N_m, \quad (4.2)$$

no qual, $x_i(t)$ é a variável de estado do sistema escravo, $u_i(t)$ é a entrada de controle do sistema escravo, $p_i(t)$ e $f_i(t)$, respectivamente, representam o parâmetro de incerteza e a perturbação externa do sistema Ω_i , sendo que os atrasos variantes no tempo nas interconexões $\tau_{ij}(t)$ necessitam ser positivo e são limitados por τ_{max} , ou seja, $0 < \tau_{ij}(t) \leq \tau_{max}$. O estado local e as matrizes de entrada com dimensões apropriadas são dadas, respectivamente, por A_i e B_i . Na matriz A_{ij} são representados os termos de interconexão incluindo as incertezas, essa matriz possui uma determinada dimensão que é dada por meio da somatória $\sum_{j=1 \text{ e } j \neq i}^{N_m}$, na qual N_m representa o número máximo de sistemas mestre-escravo que são analisados. O sistema mestre local R_i é dado por

$$R_i : \dot{y}_i(t) = A_{mi} y_i(t) + B_{mi} v_i(t), \quad (4.3)$$

no qual, y_i é a variável de estado do sistema mestre e v_i é o sinal de entrada. As matrizes do estado local A_{mi} e B_{mi} são conhecidas com dimensões apropriadas. O erro $x_i(t) - y_i(t)(t - d_i)$ é usado para o desenvolvimento do controle e $y_i(t)(t - d_i)$ é enviado do sistema mestre através do canal de transmissão e, portanto, tem um atraso de tempo em relação ao sinal que chega ao sistema escravo.

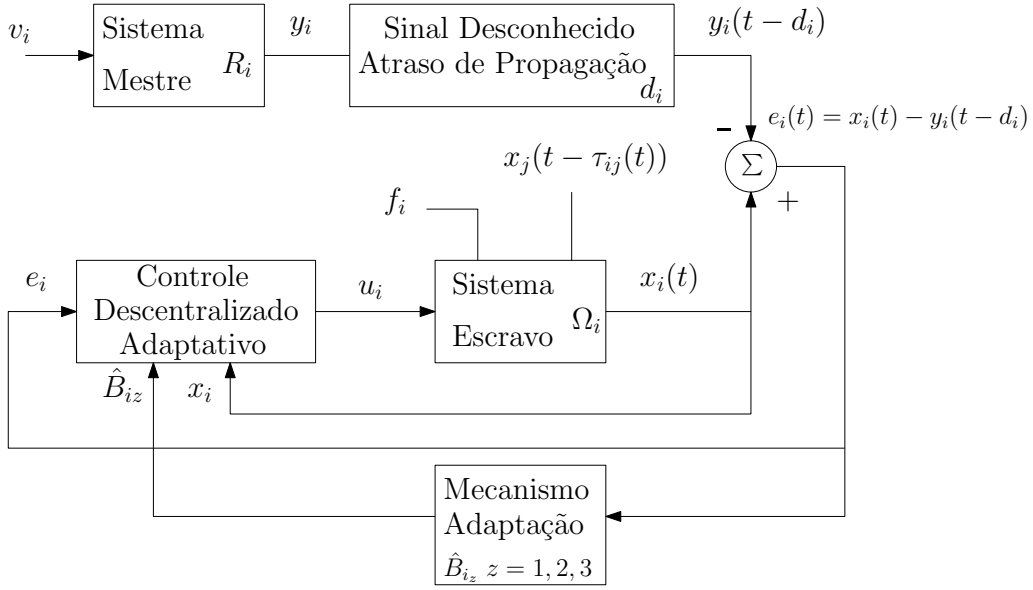


Figura 4.1: Diagrama do sistema de sincronização com atraso de propagação

O atraso de propagação finito d_i é uma constante desconhecida e não precisa ser conhecida para o desenvolvimento do projeto de controle (HUA; GUAN; SHI, 2005). Portanto, define-se o erro local por

$$e_i(t) = x_i(t) - y_i(t - d_i), \quad (4.4)$$

que representa o erro de estado entre o sistema escravo local no instante t e o sistema mestre local no instante $(t - d_i)$. Substituindo t por $(t - d_i)$ na Equação (4.3), a expressão matemática do sistema mestre local no tempo $(t - d_i)$ é dada por

$$\dot{y}_i(t - d_i) = A_{mi}y_i(t - d_i) + B_{mi}v_i(t - d_i). \quad (4.5)$$

Substituindo as Equações (4.2) e (4.5) na Equação (4.4), a expressão matemática da dinâmica do erro é dada por

$$\dot{e}_i(t) = \dot{x}_i(t) - \dot{y}_i(t - d_i) \quad (4.6)$$

e

$$\begin{aligned} \dot{e}_i(t) = & A_{mi}e_i(t) + (A_i - A_{mi})x_i(t) - B_{mi}v_i(t - d_i) + \\ & \sum_{j=1 \text{ e } j \neq i}^{N_m} A_{ij}(t)x_j(t - \tau_{ij}(t)) + B_i u_i(t) + B_i f_i(x_i, p_i; t). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Para garantir o alcance do objetivo de sincronização obtêm-se as seguintes definições:

Definição 1 - A_{mi}, B_i $i = 1, 2, \dots, N_m$ correspondem às partes de controle.

Definição 2 - Existem funções de matriz $H_{ij}(t)$, H_{mi} , G_{mi} de dimensões apropriadas,

conforme mencionado por (CHOU; CHENG, 2003),

$$A_{ij}(t) = B_i H_{ij}(t), \quad i \neq j \quad i, j = 1, 2, \dots, N_m, \quad (4.8)$$

$$(A_{mi} - A_i) = B_i H_{mi}, \quad i = 1, 2, \dots, N_m, \quad (4.9)$$

e

$$B_{mi} = B_i G_{mi} \quad i = 1, 2, \dots, N_m. \quad (4.10)$$

Definição 3 - Existem duas constantes positivas desconhecidas $k_{1,i}$ e $k_{2,i}$ que são representadas pela perturbação f_i , conforme (CHOU; CHENG, 2003), dada por

$$\|f_i(x_i, p_i; t)\| \leq k_{1,i} \|x_i(t)\| + k_{2,i}. \quad (4.11)$$

As Equações (4.8), (4.9) e (4.10) são condições de emparelhamento e podem restringir a estrutura dos sistemas. No entanto, muitos sistemas mecânicos pertencem a essa classe de sistemas, conforme Feng e Jiang (1995) e muitos trabalhos também foram propostos com base nas condições de emparelhamento (WANG; LEE, 1993; HUYNH; TSAI; DUC, 2015; HSIAO; CHENG, 2002). A dinâmica do erro é dada por

$$\begin{aligned} \dot{e}_i(t) = & A_{mi} e_i(t) + B_i [H_{mi} x_i(t) - G_{mi} v_i(t - d_i) + \\ & \sum_{j=1 \text{ e } j \neq i}^{N_m} H_{ij} x_j(t - \tau_{ij}(t)) + f_i(x_i, p_i; t)] + B_i u_i(t). \end{aligned} \quad (4.12)$$

Portanto, sem a necessidade da informação do atraso de propagação do sinal é possível projetar um controle para um sistema descentralizado adaptativo em redes mestre-escravo, de modo que o estado de cada sistema escravo local possa seguir o estado do mestre local, ou seja, $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N_m$.

4.2 DEFINIÇÃO DO PROJETO DE CONTROLE

Os trabalhos de HUA, GUAN e SHI (2005), Hsiao e Cheng (2002), Huynh, Tsai e Duc (2015), Shen e Zhang (2015), Fradkov, Grigoriev e Selivanov (2011) abordam o assunto de controle descentralizado e adaptativo, definindo o projeto do controlador descentralizado e adaptativo por

$$u_i(t) = -\frac{1}{2} B_i^T P_i e_i(t) - \psi_i(t) \frac{B_i^T P_i e_i(t)}{\|B_i^T P_i e_i(t)\|} \quad i = 1, 2, \dots, N_m, \quad (4.13)$$

sendo que, $\psi(t)$ é obtido por

$$\psi_i(t) = \xi_i \left\{ \|H_{mi}\| \|x_i(t)\| \sum_{z=1}^3 \hat{B}_{iz}(t) \right\} \quad i = 1, 2, \dots, N_m, \quad z = 1, 2, 3, \quad (4.14)$$

com as seguintes condições: $\xi_i > 1$ e $P_i > 0$ para satisfazer a equação de *Riccati* dado por

$$A_{mi}^T P_i + P_i A_{mi} - P_i B_i B_i^T P_i + I = 0 \quad i = 1, 2, \dots, N_m. \quad (4.15)$$

Os ganhos adaptativos são apresentados do seguinte modo

$$\dot{\hat{B}}_{iz} = q_{iz}^{-1} \| B_i^T P_i e_i \|, \quad \hat{B}_{iz}(0) = B_{iz}(0), \quad i = 1, 2, \dots, N_m, \quad z = 1, 2, 3. \quad (4.16)$$

O projeto de controle de sincronização descentralizada adaptativa atinge o $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0$ para $i = 1, 2, \dots, N_m$, levando em consideração o lema de *Barbalat* (POPOV; GEORGESCU, 1973; ORLOV, 2008). Esse controle proposto garante a sincronização dos sistemas mestre-escravo, podendo ser comprovado pelo método direto *Lyapunov*, utilizando a função de *Lyapunov* candidata, dada por

$$V(t) = \sum_{i=1}^{N_m} \left[e_i^T(t) P_i e_i(t) + \sum_{z=1}^3 q_{iz} \rho_{iz}^2(t) \right], \quad (4.17)$$

desse modo, derivando a Equação (4.17), substituindo u_i pela Equação (4.13) e realizando outros arranjos matemáticos, obtém uma função final apresentada por Yan, Chang e Hung (2006) que é considerada finita e positiva. Portanto, $V(t)$ corresponde a uma função continuamente diferenciável e definida positiva, podendo ser chamada de função de *Lyapunov* candidata.

4.3 VALIDAÇÃO DO PROJETO DE CONTROLE

O controle descentralizado adaptativo foi aplicado em um exemplo numérico de uma rede mestre-escravo TWMS com o auxílio do *software Matlab-Simulink v.R2021a*, nos Apêndices A.1 e A.2 mostram as programações no *software Matlab* para obter a validação do projeto de controle descentralizado adaptativo em redes de osciladores. As configurações dos parâmetros de simulação foram ajustadas para o melhor desempenho na visualização dos resultados, utilizando o método de integração *ode45* (*Dormand Prince*), tolerância relativa 10^{-12} e tolerância absoluta 10^{-9} . Em todas as simulações, utilizou-se o solucionador de Equações Diferenciais Ordinárias (ODE) “*solver ode45*”. A Figura 4.2 mostra o entre nós² de uma rede TWMS, a qual está sendo utilizada na aplicação do controle descentralizado adaptativo.

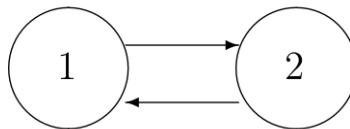


Figura 4.2: Entre nós de uma rede TWMS

²Referência aos nós escravos Ω_1 e Ω_2

O sistema escravo Ω_i para $i = 1, 2$, é dado por

$$\begin{aligned} \Omega_1 : \dot{x}_1 = & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 2 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0,1 & 0,3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{21}[t-0,1|\sin(t)|] \\ x_{22}[t-0,1|\cos(2t)|] \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 0 \\ 0,2x_{11}^2 - 0,2\cos(x_{11} + x_{12}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

e

$$\begin{aligned} \Omega_2 : \dot{x}_2 = & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & 3 \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0,5 & 0,2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11}[t-(0,1-0,005|\cos(t)|)] \\ x_{12}[t-(0,1+0,005|\sin(t)|)] \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 0 \\ 0,6x_{21}\cos(x_{21}) - 0,5x_{22}\sin(x_{22}) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.19)$$

no qual, $x_1 = [x_{11} \ x_{12}]^T$, $x_2 = [x_{21} \ x_{22}]^T$ correspondem aos sinais do sistema escravo.

O sistema mestre y_i para $i = 1, 2$, é dado por

$$R_1 : \dot{y}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -6 & -5 \end{bmatrix} y_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_1 \quad (4.20)$$

e

$$R_2 : \dot{y}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -4 & -5 \end{bmatrix} y_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_2, \quad (4.21)$$

no qual, $y_1 = [y_{11} \ y_{12}]^T$, $y_2 = [y_{21} \ y_{22}]^T$ correspondem aos sinais do sistema mestre. As entradas v_1 e v_2 do sistema mestre são dadas por $v_1(t) = 3\sin(5t)$ e $v_2(t) = 2\cos(3t)$.

Aplicando o controle descentralizado adaptativo é possível observar que a cada trajetória do sistema mestre o sistema escravo busca alcançar o sincronismo. Para esse sistema proposto, as condições que satisfazem o problema são dadas por

$$H_{m1} = [-8 \ -7], \ H_{m2} = [-2 \ -8], \ G_{m1} = G_{m2} = 1, H_{12} = [0,1 \ 0,3], \ H_{21} = [0,5 \ 0,2].$$

Para encontrar as matrizes P_1 e P_2 da abordagem de *Riccati* é necessário resolver a Equação (4.15) com A_{m1} e A_{m2} , assim obtêm

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1,1147 & 0,0828 \\ 0,0828 & 0,1152 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

e

$$P_2 = \begin{bmatrix} 1,1231 & 0,1231 \\ 0,1231 & 0,1231 \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Os parâmetros do modelo de controle e condições iniciais são dadas por

$$\xi_1 = \xi_2 = 1,2; \quad q_{iz} = 1; \quad \hat{B}_{1z(0)} = 1; \quad \hat{B}_{2z(0)} = 2; \quad \text{para } i = 1,2; \quad z = 1,2,3;$$

$$d_1 = 0, 1; \quad d_2 = 0, 4; \quad x_1(0) = [1, 5 \ 0]; \quad , x_2(0) = [2, 5 \ -2];$$

$$y_1(0) = [2, 5 \ -2]; \quad y_2(0) = [1 \ 3].$$

O controle $u_i(t)$ dado pelo projeto do controlador descentralizado e adaptativo é mostrado na Equação (4.13) e os ganhos adaptativos são apresentados na Equação (4.16). No exemplo de validação do projeto de controle é considerado quatro sistemas mestre-escravo $ij = 11, 12, 21, 22$, levando em consideração o entre nós de uma rede TWMS. Para realizar o estudo de mais nós de uma rede mestre-escravo é necessário parametrizar o projeto de controle conforme o número de nós utilizados.

A Figura 4.4 mostra os resultados da aplicação do controle em redes TWMS com a inclusão de perturbações externas e atraso de propagação, e a Figura 4.5 mostra a simulação numérica da mesma rede com os mesmos parâmetros, porém, com a inclusão de um ruído³ branco nos sinais de entrada v_1 e v_2 do sistema mestre. O ruído branco quando presente entre os nós de uma rede pode causar efeitos inesperados, independentemente do filtro utilizado no PLL, pois o ruído branco pode aparecer em qualquer faixa de frequência. Vale ressaltar que o ruído consiste na alteração de algumas das características do sinal transmitido, por efeito de um outro sinal externo ou gerado pelo próprio sistema de transmissão.

O atraso de propagação d_i incluído no sistema mestre da simulação da rede TWMS levou em consideração o valor máximo permitido nas redes de comunicações, que se refere a 400 ms. Esse atraso máximo está de acordo com a recomendação G.114 da ITU-T aplicável em redes OWMS, e o mesmo atraso foi aplicado nas simulações da rede TWMS para verificar o seu funcionamento (ITU-T, 2004). Salienta-se que os valores de atraso de propagação para a validação do projeto de controle são valores fixos, que estão de acordo com a recomendação ITU-T citada anteriormente.

As Figuras 4.4-e e 4.5-e mostram que os três ganhos adaptativos $\hat{B}_{iz}$ do projeto de controle permaneceram constantes, e as Figuras 4.4-f e 4.5-f mostram que os erros de amplitude e_{ij} para $ij = 11, 12, 21, 22$ tenderam a zero durante as simulações da rede, conforme a Equação (4.1), porém, a partir de uma aproximação (*zoom in*) nos instantes finais da simulação é possível observar que os erros de amplitude possuem um “*gap*”⁴ em relação ao zero. A Tabela 4.1 mostra os “*gaps*” máximos dos erros de amplitude em relação ao zero em todos sistemas mestre-escravo $ij = 11, 12, 21, 22$ durante um intervalo de tempo, podendo ser visualizados nas Figuras 4.4-f e 4.5-f. Os “*gaps*” máximos existentes nos erros de amplitude nos instantes finais da simulação referem-se tanto a amplitude positiva, quanto a negativa, assim necessitando do uso da função modular $|e_{ij}|(t)$.

Nas simulações das redes TWMS com e sem ruído, ambas alcançaram o estado síncrono, mesmo aplicando um ruído branco gaussiano na entradas v_1 e v_2 do sistema

³Para gerar o ruído branco gaussiano utilizou-se o comando “*awgn*” do *software Matlab*

⁴“*Gaps*” é um termo da língua inglesa e significa lacuna ou diferença entre o resultado real e o esperado.

mestre, conforme mostra a Figura 4.3. Sendo assim, levando em consideração diversos trabalhos da literatura como Chen *et al.* (2014), Mori, Mori e Kuroe (1997), Dailiyudenko (2003), Slotine e Li (1991) pode-se afirmar que a aplicação do conceito de *Lyapunov* em projeto de controladores é satisfatória e simples de ser aplicada, principalmente em sistemas complexos que possuem uma mudança proposital da dinâmica do sistema devido às flutuações não lineares existentes, caracterizando um sistema com comportamento emergente.

Tabela 4.1: “*Gaps*” dos erros de amplitude em relação ao zero

“ <i>Gaps</i> ”		
e_{ij}	Sem ruído em v_1 e v_2	Com ruído em v_1 e v_2
11	0.0046	0.0457
12	0.0102	0.0460
21	0.0070	0.0255
22	0.0228	0.0660

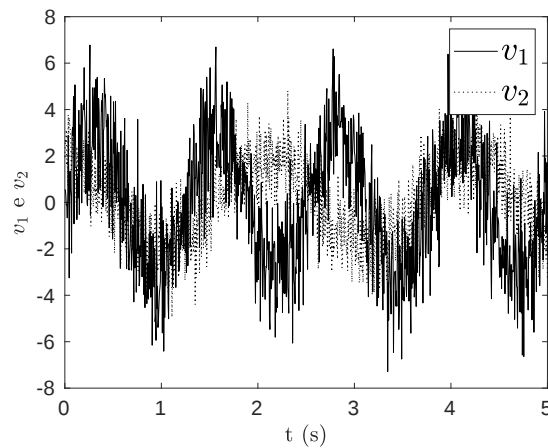
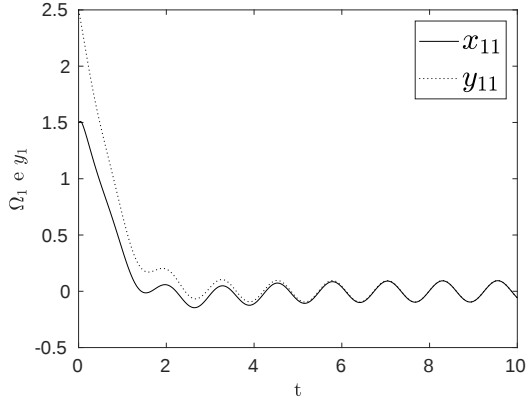
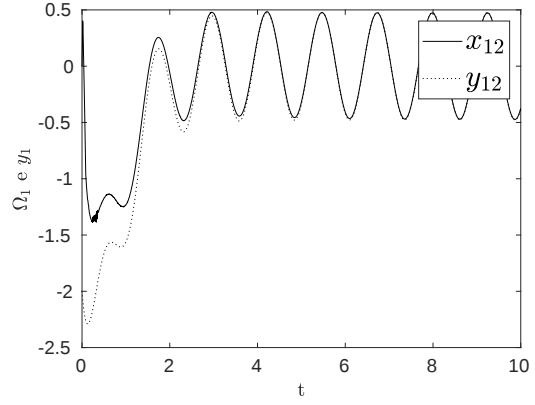


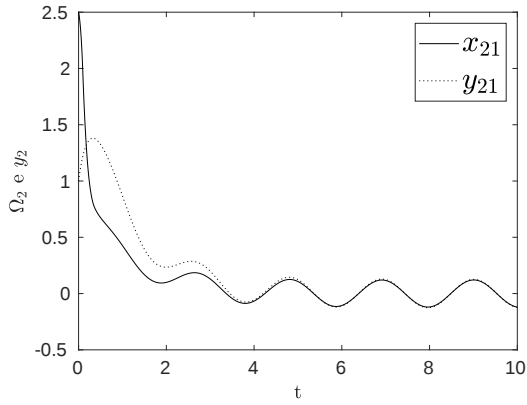
Figura 4.3: Sinais de entrada v_1 e v_2 com ruído



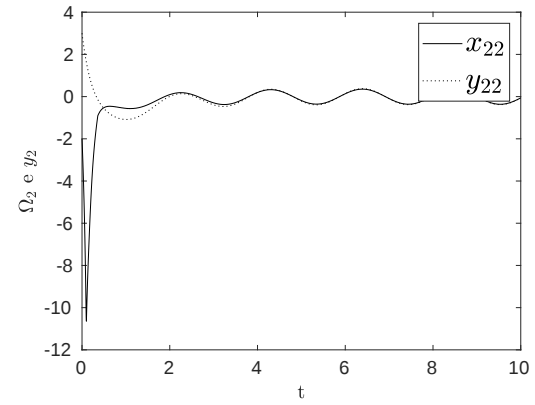
(a)



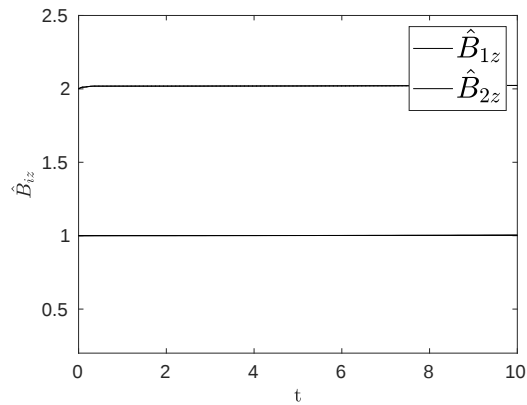
(b)



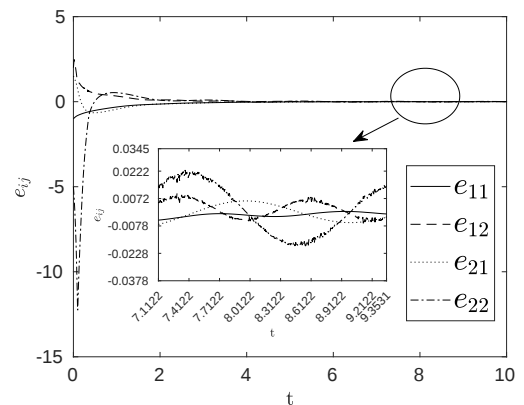
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.4: (a,b,c,d) Sistema escravo local Ω_i e sistema mestre local y_i , para $i = 1, 2$; (e) ganhos adaptativos $\hat{B}_{iz}$ para $z = 1, 2, 3$; (f) erro de amplitude e_{ij} para $ij = 11, 12, 21, 22$

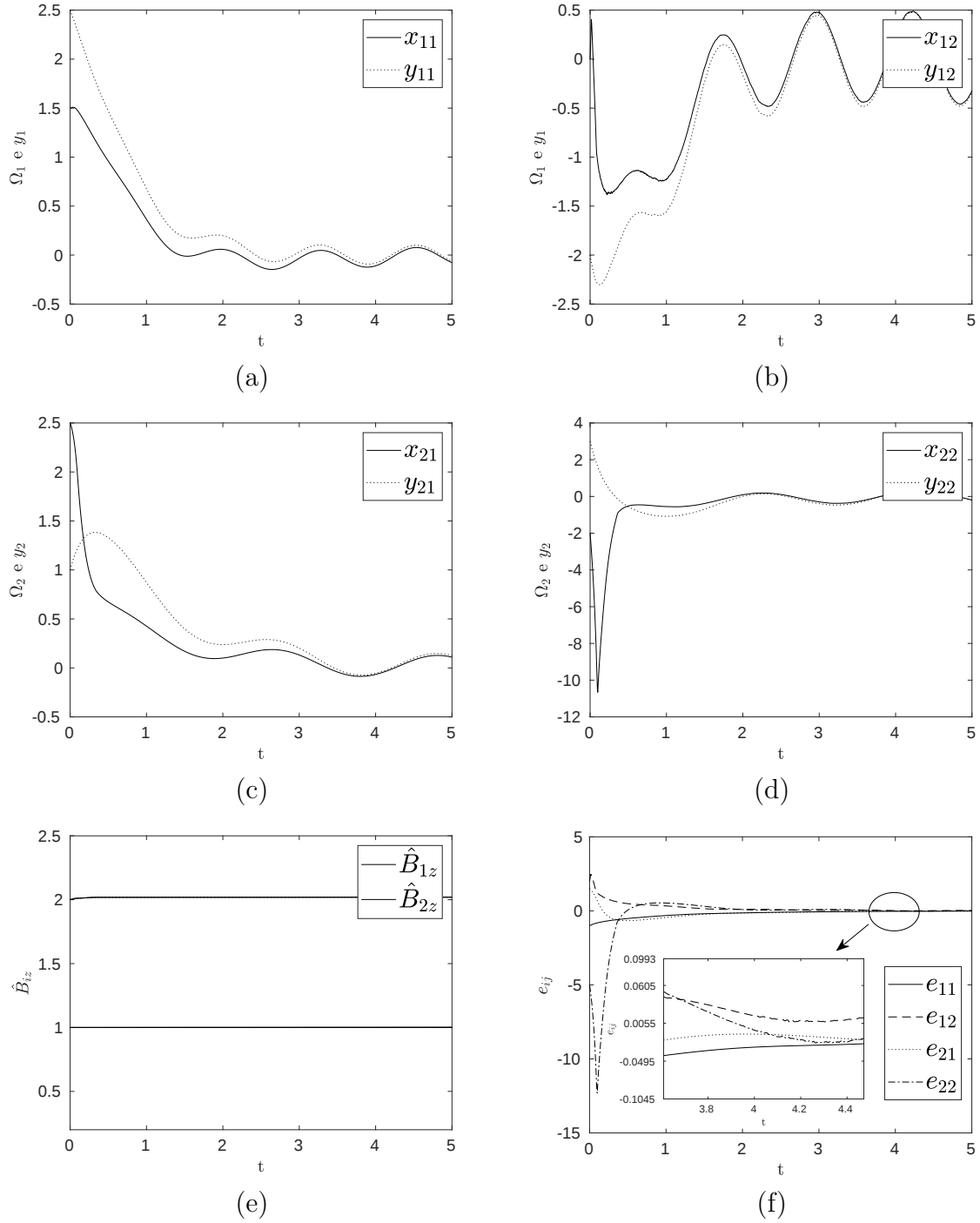


Figura 4.5: (a,b,c,d) Sistema escravo local Ω_i e sistema mestre local y_i com a inclusão de ruído branco nos sinais de entrada, para $i = 1, 2$; (e) ganhos adaptativos $\hat{B}_{iz}$ para $z = 1, 2, 3$; (f) erro de amplitude e_{ij} para $ij = 11, 12, 21, 22$

CAPÍTULO 5

CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir do estudo das redes síncronas é possível afirmar que as arquiteturas mestre-escravo são restritas e não são ideais para redes longas. As redes OWMS têm um desempenho melhor em comparação com as redes TWMS, principalmente para um número pequeno de nós. O desempenho da rede mestre-escravo está em função do acúmulo de atraso de propagação entre os nós.

A perturbação em redes de osciladores é indesejada para algumas aplicações, podendo atrasar o tempo de sincronismo. É possível observar nos resultados que a perturbação em degrau incluída nos instantes iniciais do relógio mestre causou um transitório nos planos de fase, que representam os sinais de entrada e saída de cada PLL. A partir dos resultados das redes OWMS e TWMS pode-se concluir que os PLLs incluídos nas redes mestre-escravo com ou sem perturbação no relógio mestre tenderam ao estado síncrono, independentemente do tempo de alcance para entrar em sincronismo. No entanto, quanto mais distante o nó escravo estiver do nó mestre, maior será a dessincronização transitória, que é responsável pela limitação da precisão do sinal relógio. Sendo assim, se o nó mestre tiver distúrbios, transientes e ruídos o baixo desempenho prejudica a recuperação do sinal relógio em nós escravos.

O DFJ é inevitável, pode aparecer mesmo com o PLL na faixa de retenção, sendo assim a análise do DFJ é muito importante para encontrar soluções em determinadas aplicações que não permitem oscilações indesejadas. É possível observar na simulação da rede OWMS que a amplitude de DFJ é aceitável de acordo com a recomendação ITU-T, porém apenas para ganhos $10^0 \leq G \leq 10^1$ com atrasos de propagação 0,1, 0,2, 0,3 e 0,4 s. Outro fator importante é que o DFJ não se acumula com o distanciamento do nó escravo em relação ao nó mestre, pois o termo de frequência dupla passa por um detector de fase e, conseqüentemente, é filtrado.

O atraso de propagação é caracterizado como um comportamento emergente e inevitável em redes de osciladores. Sendo assim, o projeto de controle de sincronização descentralizada adaptativa é ideal para realizar a sincronização das redes mestre-escravo, podendo ser desenvolvido com informações desconhecidas do atraso de propagação. O projeto de controle possui a seguinte definição: o atraso de propagação d_i é dado por um

valor constante, porém está limitado em 400 ms de acordo com a recomendação G.114 da ITU-T (ITU-T, 2004). Essa definição ocorre para simplificar a modelagem e facilitar a implementação do controle, pois existe uma grande dificuldade no tratamento matemático para atrasos variantes no tempo, especialmente para sistemas práticos. Segundo Su (1994), Choi e Chung (1995), Mahmoud e Al-Muthairi (1994), Yan *et al.* (2017), Zhang e Yu (2008), Zhu *et al.* (2022) a estabilidade assintótica¹ pode ser determinada apenas com um único atraso de propagação constante, sendo que, suas abordagens não permitem um tratamento matemático eficaz para sistemas com atrasos variantes no tempo, pois geralmente é muito difícil obter uma solução analítica para atrasos com comportamento aleatório ou até mesmo comportamento periódico. A partir da análise dos resultados da implementação do projeto de controle verifica-se que o controlador é eficaz para sistemas com comportamentos emergentes, incluindo flutuações como: perturbações e atraso de propagação constante.

Portanto, conclui-se que o atraso de propagação pode ser prejudicial para o desempenho das redes de osciladores e quando adicionado outras flutuações não lineares a perda de qualidade de sinal pode ser significativa, assim demonstrando o que ocorre nos sistemas práticos. Dessa forma, a solução do problema de dessincronização das redes mestre-escravo partiu de um projeto de controle de sincronização descentralizada adaptativa, com a finalidade de obter o estado síncrono em um tempo considerável.

¹Estado de equilíbrio para um determinado sistema

CAPÍTULO 6

TRABALHOS FUTUROS

Esse capítulo mostra as possíveis pesquisas que poderão dar continuidade no estudo deste trabalho, entre elas são:

- Desenvolver um projeto prático envolvendo controladores programáveis do tipo FPGA para realizar simulações das redes de osciladores e implementar o controle descentralizado adaptativo na prática, com a finalidade de atenuar o atraso de propagação;
- Desenvolver uma pesquisa aplicando várias técnicas de controle em sistemas complexos, com a finalidade de obter a sincronização desses sistemas. Essa linha de pesquisa torna-se interessante pois busca encontrar as características de cada controle, assim podendo realizar um estudo mais focado em técnicas de controle para sistemas complexos;
- Estudo do atraso de propagação presente nas redes industriais de grande escala, com o intuito de melhorar a performance na troca de informações entre os dispositivos da rede e, conseqüentemente, diminuir o tempo de produção nas indústrias. Com o avanço da indústria 4.0 essa linha de pesquisa torna-se necessária, pois o tempo de produção é muito valioso;
- Estudo do atraso de propagação na integração de painéis fotovoltaicos com a rede elétrica, pois com o avanço da utilização da energia solar nas residências e nas indústrias tornou-se necessário o estudo do atraso de propagação e o paralelismo entre os sinais da rede e os sinais de saída do inversor; e
- Estudo do atraso de propagação entre sistemas elétricos e geradores de energia, por questão de segurança e confiabilidade esse estudo torna-se necessário, pois em alguns dispositivos elétricos (elevadores, portas eletrônicas, cofres eletrônicos, entre outros) a ausência de energia elétrica por um pequeno intervalo de tempo pode causar sérios problemas, como falhas intermitentes, bloqueio no acesso, entre outros.

Anteriormente, pôde-se observar que o atraso de propagação está presente em diversos sistemas do nosso cotidiano, sendo assim, o estudo do atraso torna-se importante para melhorar o desempenho desses sistemas e aprimorar todos os projetos de dispositivos e equipamentos que são apresentados com o avanço da tecnologia.

CAPÍTULO 7

TRABALHOS PUBLICADOS

Esse capítulo apresenta os trabalhos publicados durante o período do doutorado em Engenharia Elétrica. Os trabalhos publicados são:

FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. ; BALTHAZAR, J. M. Double-frequency jitter influence on synchronous states of time-delayed oscillator networks. In: VOLCHENKOV, D.; LUO, A. C. J. (Ed.). *New Perspectives on Nonlinear Dynamics and Complexity*. Cham: Springer International Publishing, 2023. p. 127–140. ISBN 978-3-030-97328-5. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1007/978-3-030-97328-5_8>.

FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. F.; BALTHAZAR, J. M. Analysis of double-frequency jitter on time-delayed oscillators networks and perturbations adjustment in clock. *The European Physical Journal Special Topics*, Springer, v. 230, n. 18, p. 3603–3608, 2021. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1140/epjs/s11734-021-00239-1>>.

FELIX, R. O.; BUENO, A. M. Modelling of a pneumatic actuator. *International Review of Mechanical Engineering (IREME)*, v. 13, n. 7, p. 402–411, 2019. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.15866/ireme.v13i7.17219>>.

Outras publicações encontram-se na súmula curricular no Anexo C.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AFRAIMOVICH, V. S.; VERICHEV, N. N.; RABINOVICH, M. I. Stochastic synchronization of oscillation in dissipative systems. *Radiophysics and Quantum Electronics*, v. 29, n. 9, p. 795–803, 1986. ISSN 1573-9120. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1007/BF01034476>.

BALTHAZAR, J. M.; TUSSET, A. M.; SOUZA, S. L. T. D.; BUENO, A. M. Microcantilever chaotic motion suppression in tapping mode atomic force microscope. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, v. 227, n. 8, p. 1730–1741, 2013. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1177/0954406212467933>.

BEST, R. E. *Phase locked loops: design, simulation, and applications*. New York: McGraw-Hill Professional, 2007.

BOCCARA, N.; SHALIZI, C. Modeling complex systems. *Physics Today*, v. 58, n. 2, p. 65–66, 2005.

BORGES, R. R.; IAROSZ, K. C.; BATISTA, A. M.; CALDAS, I. L.; BORGES, F. S.; LAMEU, E. L. Sincronização de disparos em redes neuronais com plasticidade sináptica. *Caderno Brasileiro de Ensino de Física*, v. 37, n. 2, 2015.

BREGNI, S. A historical perspective on telecommunications network synchronization. *IEEE Communications Magazine*, v. 36, n. 6, p. 158–166, 1998.

BREGNI, S. *Synchronization of digital telecommunications networks*. New York: Wiley New York, 2002. v. 27.

BUENO, A. M. *Estudo do jitter de fase em redes de distribuição de sinais de tempo*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2009.

BUENO, A. M.; BALTHAZAR, J. M.; PIQUEIRA, J. R. C. Phase-locked loops lock-in range in frequency modulated-atomic force microscope nonlinear control system. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, v. 17, n. 7, p. 3101–3111, 2012. ISSN 1007-5704. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1016/j.cnsns.2011.11.023>.

BUENO, A. M.; FERREIRA, A. A.; PIQUEIRA, J. R. C. Fully connected pll networks: How filter determines the number of nodes. *Mathematical Problems In Engineering*, HINDAWI PUBLISHING CORPORATION, v. 2009, n. Article ID 256765, 2009.

BUENO, A. M.; FERREIRA, A. A.; PIQUEIRA, J. R. C. Modeling and filtering double-frequency jitter in one-way master–slave chain networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, IEEE, v. 57, n. 12, p. 3104–3111, 2010.

- BUENO, A. M.; RIGON, A. G.; FERREIRA, A. A.; PIQUEIRA, J. R. C. Design constraints for third-order pll nodes in master-slave clock distribution networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, v. 15, n. 9, p. 2565–2574, 2010. ISSN 1007-5704. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1016/j.cnsns.2009.09.039>.
- CARARETO, R.; ORSATTI, F. M.; PIQUEIRA, J. R. C. Architectures, stability and optimization for clock distribution networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, v. 17, n. 12, p. 4672–4682, 2012. ISSN 1007-5704. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1016/j.cnsns.2011.08.018>.
- CARBONELL, R. C. La predictibilidad en la gestión de riesgos naturales: Un enfoque epistemológico. In: UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID. *Anales De Geografía De La Universidad Complutense*. Madrid, 2017. v. 37, n. 1, p. 87.
- CAVENDISH, D.; MURAKAMI, K.; YUN, S. H.; MATSUDA, O.; NISHIHARA, M. New transport services for next-generation sonet/sdh systems. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 40, n. 5, p. 80–87, 2002.
- CHANG, C. C.; CHIN, Y. T.; IBRAHIM, H. A.; CHANG, K. Y.; JOU, S. J. A low-jitter adpll with adaptive high-order loop filter and fine grain varactor based dco. In: IEEE. *2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. Korea, 2021. p. 1–5.
- CHEN, D.; ZHANG, R.; LIU, X.; MA, X. Fractional order lyapunov stability theorem and its applications in synchronization of complex dynamical networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Elsevier, v. 19, n. 12, p. 4105–4121, 2014.
- CHIU, R.; MORA-GONZÁLEZ, M.; LÓPEZ-MANCILLA, D. Osciladores caóticos implementados en microcontrolador pic18f. *Nova scientia*, Universidad de La Salle Bajío AC, Coordinación de Investigación, v. 6, n. 12, p. 60–77, 2014.
- CHOI, H. H.; CHUNG, M. J. Memoryless h controller design for linear systems with delayed state and control. *Automatica*, Elsevier, v. 31, n. 6, p. 917–919, 1995.
- CHOU, C. H.; CHENG, C. C. A decentralized model reference adaptive variable structure controller for large-scale time-varying delay systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 48, n. 7, p. 1213–1217, 2003.
- CORREA, D. P. F.; BUENO, A. M.; PIQUEIRA, J. R. C. Estimaco de freqencia usando sensores de erro com atrasos adaptativos. *Controle & Automao*, v. 22, n. 4, p. 390–397, 2011. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1590/S0103-17592011000400006>.
- CORREA, D. P. F.; BUENO, A. M.; PIQUEIRA, J. R. C. Stability of small-amplitude periodic solutions near hopf bifurcations in time-delayed fully-connected pll networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, v. 45, p. 66 – 74, 2017. ISSN 1007-5704. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1016/j.cnsns.2016.10.001>.
- CORREA, D. P. F.; PIQUEIRA, J. R. C. Synchronous states in time-delay coupled periodic oscillators: A stability criterion. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, v. 18, n. 8, p. 2142 – 2152, 2013. ISSN 1007-5704. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1016/j.cnsns.2012.12.031>.

- DAILYUDENKO, V. F. Lyapunov exponents for complex systems with delayed feedback. *Chaos, Solitons & Fractals*, Elsevier, v. 17, n. 2-3, p. 473–484, 2003.
- EISENCRAFT, M. *et al.* Sincronismo de fase em osciladores caóticos para recuperação de informação. *Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics*, v. 6, n. 1, 2018.
- ENDO, T.; CHUA, L. O. Chaos from phase-locked loops. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, IEEE, v. 35, n. 8, p. 987–1003, 1988.
- EROGLU, D.; LAMB, J. S. W.; PEREIRA, T. Synchronisation of chaos and its applications. *Contemporary Physics*, Taylor & Francis, v. 58, n. 3, p. 207–243, 2017. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1080/00107514.2017.1345844>>.
- FELIX, R. O.; BUENO, A. M. Modelling of a pneumatic actuator. *International Review of Mechanical Engineering (IREME)*, v. 13, n. 7, p. 402–411, 2019. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.15866/ireme.v13i7.17219>>.
- FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. F.; BALTHAZAR, J. M. Analysis of double-frequency jitter on time-delayed oscillators networks and perturbations adjustment in clock. *The European Physical Journal Special Topics*, Springer, v. 230, n. 18, p. 3603–3608, 2021. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1140/epjs/s11734-021-00239-1>>.
- FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. ; BALTHAZAR, J. M. Double-frequency jitter influence on synchronous states of time-delayed oscillator networks. In: VOLCHENKOV, D.; LUO, A. C. J. (Ed.). *New Perspectives on Nonlinear Dynamics and Complexity*. Cham: Springer International Publishing, 2023. p. 127–140. ISBN 978-3-030-97328-5. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1007/978-3-030-97328-5_8>.
- FELIX, R. O.; FRANCHI, T. P. Automation and leak control system with use of clean energy supply (compressed air). *Journal of Mechanical Engineering and Automation*, v. 6, n. 6, p. 141–150, 2016. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.5923/j.jmea.20160606.01>>.
- FELIX, R. O.; SCHUTZER, V. M.; SANTOS, J. E. G. D. Avaliação dos níveis de vibração transmitidos ao corpo humano por um trator agrícola. *Energia na agricultura*, v. 32, n. 4, p. 322–326, 2017. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.17224/EnergAgric.2017v32n4p322-326>>.
- FELIX, R. O.; SILVEIRA, M. Experimental characterization of the nonlinear characteristics of friction in pneumatic actuators. In: INTERNATIONAL CONGRESS OF MECHANICAL ENGINEERING, 24., 2017, Curitiba. *Anais...* Curitiba: ABCM, 2017. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.26678/abcm.cobem2017.cob17-0477>>.
- FENG, G.; JIANG, Y. Variable structure based decentralised adaptive control. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, IET, v. 142, n. 5, p. 439–443, 1995.
- FERGUSON, S. P. Implications of sonet and sdh. *Electronics & communication engineering journal*, IET, v. 6, n. 3, p. 133–142, 1994.
- FERREIRA, A. A.; BUENO, A. M.; PIQUEIRA, J. R. C. Modeling and measuring double-frequency jitter in one-way master–slave networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Elsevier, v. 14, n. 5, p. 1854–1860, 2009.

- FRADKOV, A. L.; GRIGORIEV, G.; SELIVANOV, A. Decentralized adaptive controller for synchronization of dynamical networks with delays and bounded disturbances. In: IEEE. *IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*. USA, 2011. p. 1110–1115.
- FREEMAN, R.; KOKOTOVIC, P. V. *Robust nonlinear control design: state-space and Lyapunov techniques*. Berlin: Springer Science & Business Media, 2008.
- FUJISAKA, H.; YAMADA, T. Stability Theory of Synchronized Motion in Coupled-Oscillator Systems: . *Progress of Theoretical Physics*, v. 69, n. 1, p. 32–47, 1983. ISSN 0033-068X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1143/PTP.69.32>>.
- GARDNER, F. Charge-pump phase-lock loops. *IEEE transactions on Communications*, IEEE, v. 28, n. 11, p. 1849–1858, 1980.
- GARDNER, F. M. *Phaselock techniques*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- GOMES, A. T. *Telecomunicações: transmissão, recepção, AM-FM sistemas pulsados*. São Paulo: Editora Érica, 1985.
- GREEN, D. Lock-in, tracking, and acquisition of agc-aided phase-locked loops. *IEEE transactions on circuits and systems*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 559–568, 1985.
- GRUDNIEWICZ, J.; KUDREWICZ, J.; BARCZYK, T. Synchronization and chaos in a real discrete phase-locked loop. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Finland: IEEE, 1988. p. 269–272 vol.1.
- GUO, Y.; JIANG, Z. P.; HILL, D. J. Decentralized robust disturbance attenuation for a class of large-scale nonlinear systems. *Systems & Control Letters*, Elsevier, v. 37, n. 2, p. 71–85, 1999.
- HELVOORT, H. V. *Next generation SDH/SONET: evolution or revolution?* England: John Wiley & Sons, 2005.
- HSIAO, J. M.; CHENG, C. C. Design of robust tracking controllers for perturbed interconnected systems. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 35, n. 1, p. 89–94, 2002.
- HSU, K. C. Decentralized variable structure model-following adaptive control for interconnected systems with series nonlinearities. *International journal of systems science*, Taylor & Francis, v. 29, n. 4, p. 365–372, 1998.
- HU, Z. Decentralized stabilization of large scale interconnected systems with delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 39, n. 1, p. 180–182, 1994.
- HUA, C.; GUAN, X.; SHI, P. Robust decentralized adaptive control for interconnected systems with time delays. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, v. 127, n. 4, p. 656–662, 2005.
- HUYGENS, C. *Horologium Oscillatorium (Apud F. Muguët, Paris, France, 1673)[The Pendulum Clock]*. United States of America: Iowa State University Press, Ames, 1986.
- HUYNH, V. V.; TSAI, Y. W.; DUC, P. V. Adaptive output feedback sliding mode control for complex interconnected time-delay systems. *Mathematical Problems in Engineering*, Hindawi, v. 2015, 2015.

- ITU-T. *Timing Characteristics of Primary Clocks - Recommendation G.811 ITU-T*. [S.l.], 1997.
- ITU-T. *Timing Requirements of Slave Clocks Suitable for Use as Node Clocks in Synchronization networks - Recommendation G.812 ITU-T*. [S.l.], 1997.
- ITU-T. *One-way transmission time - Recommendation G.114 ITU-T*. [S.l.], 2004.
- JIANG, G. P.; ZHENG, W. X.; CHEN, G. Global chaos synchronization with channel time-delay. *Chaos, Solitons & Fractals*, Elsevier, v. 20, n. 2, p. 267–275, 2004.
- JUNQUEIRA, L. Vida artificial e seu correlato biológico: algumas possibilidades e limitações. *Filosofia e História da Biologia*, Associação Brasileira de Filosofia e História da Biologia-ABFHiB, v. 8, n. 1, p. 91–105, 2013.
- KLEIN, M. J.; URBANSKY, R. Network synchronization-a challenge for sdh/sonet? *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 31, n. 9, p. 42–50, 1993.
- LINDSEY, W. C.; GHAZVINIAN, F.; HAGMANN, W. C.; DESSOUKY, K. Network synchronization. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 73, n. 10, p. 1445–1467, 1985.
- LIU, Z.F.; MAN, K. F.; TANG, K. S.; ZHONG, G. Q. Controlling chaos in phase-locked loop. In: *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*. Germany: IEEE, 1998. v. 3, p. 1560–1563 vol.3.
- MAHMOUD, M. S.; AL-MUTHAIRI, N. F. Quadratic stabilization of continuous time systems with state-delay and norm-bounded time-varying uncertainties. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 39, n. 10, p. 2135–2139, 1994.
- MANCILLA, D. L.; CAHUICH, G. L. Sincronización de osciladores caóticos por acoplamiento a modelos en redes de topología estrella. *Pistas Educativas*, v. 38, n. 120, 2018.
- MARMO, C. N. *Sincronismo em redes mestre-escravo de via-única: estrela simples, cadeia simples e mista*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2003.
- MEDEIROS, J. C. D. O. *Princípios de telecomunicações*. São Paulo: Saraiva Educação SA, 2005.
- MEIROVITCH, L. *Methods of analytical dynamics*. New York: Courier Corporation, 2010.
- MEYR, H.; ASCHEID, G. Synchronization in digital communications phase-frequency-locked loops and amplitude control. *NY Wiley*, 1990.
- MONTEIRO, L. H. A.; GARCIA, P. A.; PIQUEIRA, J. R. C. Sincronismo em redes mestre-escravo com atraso. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, SciELO Brasil, v. 14, n. 2, p. 121–126, 2003.
- MONTEIRO, L. H. A.; LISBOA, A. C.; EISENCRAFT, M. Route to chaos in a third-order phase-locked loop network. *Signal Processing*, v. 89, n. 8, p. 1678 – 1682, 2009. ISSN 0165-1684. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2009.03.006>>.
- MORALES, D. K. V. *Encriptador de señal mediante osciladores caóticos implementados en FPGA*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Astrofísica, 2016.

- MORALES, J. D. M.; MARTÍNEZ, G. A.; FONSECA, G. G. Sincronización de distintos sistemas caóticos mediante control clásico y su implementación electrónica. 2014.
- MORI, Y.; MORI, T.; KUROE, Y. A solution to the common lyapunov function problem for continuous-time systems. In: IEEE. *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*. San Diego, 1997. v. 4, p. 3530–3531.
- ORLOV, Y. V. *Discontinuous systems: Lyapunov analysis and robust synthesis under uncertainty conditions*. London: Springer Science & Business Media, 2008.
- OUANNAS, A.; ODIBAT, Z.; SHAWAGFEH, N.; ALSAEDI, A.; AHMAD, B. Universal chaos synchronization control laws for general quadratic discrete systems. *Applied Mathematical Modelling*, v. 45, p. 636 – 641, 2017. ISSN 0307-904X. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1016/j.apm.2017.01.012>>.
- PECORA, L. M.; CARROLL, T. L. Synchronization in chaotic systems. *Phys. Rev. Lett.*, American Physical Society, v. 64, n. 8, p. 821–824, 1990. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1103/PhysRevLett.64.821>>.
- PECORA, L. M.; CARROLL, T. L. Synchronization of chaotic systems. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, AIP Publishing, v. 25, n. 9, p. 097611, 2015.
- PIKOVSKY, A.; ROSENBLUM, M.; KURTHS, J. *Synchronization: a universal concept in nonlinear sciences*. New York: Cambridge university press, 2003. v. 12.
- PIQUEIRA, J. R. C. *Uma contribuição ao estudo das redes com malhas de sincronismo de fase*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 1997.
- PIQUEIRA, J. R. C. Master-slave topologies with phase-locked loops. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Hindawi, v. 2020, 2020.
- PIQUEIRA, J. R. C.; CALIGARES, A. Z.; MONTEIRO, L. H. A. Double-frequency jitter figures in master–slave pll networks. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Elsevier, v. 61, n. 10, p. 678–683, 2007.
- POPOV, V.-M.; GEORGESCU, R. *Hyperstability of control systems*. Berlin: Springer, 1973.
- PRATT, G. A.; NGUYEN, J. Distributed synchronous clocking. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, v. 6, n. 3, p. 314–328, 1995. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1109/71.372779>>.
- RIMOLDI, G.; MANZOLLI, J. Da emergência da sonoridade às sonoridades emergentes: mediação tecnológica, emergentismo e a criação sonora com suporte computacional. *Revista Vórtex*, v. 5, n. 1, 2017.
- RODRIGUES, K. D. S.; BALTHAZAR, J. M.; TUSSET, A. M.; PONTES, B. R. D.; BUENO, A. M. Preventing chaotic motion in tapping-mode atomic force microscope. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 25, n. 6, p. 732–740, 2014. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1007/s40313-014-0144-4>>.
- RUSCHEL, O. T. *Princípios da comunicação digital*. Porto Alegre: Edipucrs, 1996. v. 3.

- SÁNCHEZ, R.; PIQUEIRA, J. R. C.; BUENO, A. M. Comparing phase detectors in analog phase-locked loops. *The European Physical Journal Special Topics*, Springer, Mathematical Modelling, Nonlinear Dynamics, Bifurcation, Synchronization and Control of Mechanisms Driven by Power Supply, p. 1–6, 2021.
- SANTOS, R. V. D. *Esquema para sincronizar relógios conectados por rede de comunicação por comutação de pacotes*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2012.
- SHEN, Q.; ZHANG, T. A novel adaptive synchronization control of a class of master–slave large-scale systems with unknown channel time-delay. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, Elsevier, v. 22, n. 1-3, p. 83–91, 2015.
- SHIMANOUCHI, M. An approach to consistent jitter modeling for various jitter aspects and measurement methods. In: IEEE. *Proceedings International Test Conference 2001 (Cat. No. 01CH37260)*. USA, 2001. p. 848–857.
- SILVA, A. P. L. D. *A introdução das telecomunicações eléctricas em Portugal: 1855-1939*. Tese (Doutorado) — Universidade Nova de Lisboa, 2007.
- SILVA, D. G. D. *Soluções IMS para aprovisionamento de serviços de telecomunicações em ambientes AD HOC*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Universitário de Lisboa, 2018.
- SLOTINE, J. J. E.; LI, W. *Applied nonlinear control*. New Jersey: Prentice Hall, 1991. v. 199.
- SU, J. H. Further results on the robust stability of linear systems with a single time delay. *Systems & Control Letters*, Elsevier, v. 23, n. 5, p. 375–379, 1994.
- TAKADA, E. Y. *Análise do efeito do jitter de fase na operação de malhas de sincronismo de fase*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2006.
- TRINH, H.; ALDEEN, M. A comment on “decentralized stabilization of large scale interconnected systems with delays”. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 40, n. 5, p. 914–916, 1995.
- TUSSET, A. M.; BUENO, A. M.; NASCIMENTO, C. B.; KASTER, M. S. D.; BALTHAZAR, J. M. Nonlinear state estimation and control for chaos suppression in mems resonator. *Shock and Vibration*, v. 20, n. 4, p. 749–761, 2013. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.3233/SAV-130782>.
- UNZUETA, M. V. R. *Uma contribuição ao estudo das redes mutuamente conectadas de DPLLs usando modelos de tempo discreto*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2008.
- VIANA, R. L.; CARVALHO, F. F. Synchronization between a phase oscillator and an external forcing. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, SciELO Brasil, v. 39, n. 3, 2017.
- WANG, W. J.; LEE, J. L. Decentralized variable structure control design in perturbed nonlinear systems. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, v. 115, n. 3, p. 551–554, 1993.

- XU, N.; RHEE, W.; WANG, Z. Semidigital pll design for low-cost low-power clock generation. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Hindawi, v. 2011, 2011.
- YAN, J. J.; CHANG, W. D.; HUNG, M. L. An adaptive decentralized synchronization of master-slave large-scale systems with unknown signal propagation delays. *Chaos, Solitons & Fractals*, Elsevier, v. 29, n. 2, p. 506–513, 2006.
- YAN, J. J.; TSAI, J. S. H.; KUNG, F. C. Robust decentralized stabilization of large-scale delay systems via sliding mode control. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, American Society of Mechanical Engineers (ASME), v. 119, n. 2, p. 307–312, 1997.
- YAN, Z. P.; LIU, Y. B.; YU, C. B.; ZHOU, J. J. Leader-following coordination of multiple uavs formation under two independent topologies and time-varying delays. *Journal of Central South University*, Springer, v. 24, n. 2, p. 382–393, 2017.
- ZHANG, W. A.; YU, L. New approach to stabilisation of networked control systems with time-varying delays. *IET Control Theory & Applications*, IET, v. 2, n. 12, p. 1094–1104, 2008.
- ZHU, S.; ZHOU, J.; YU, X.; LU, J. A. Synchronization of complex networks with nondifferentiable time-varying delay. *IEEE transactions on cybernetics*, v. 52, n. 5, p. 3342–3348, 2022.

APÊNDICE A

PROGRAMAÇÃO PARA OBTER OS RESULTADOS SIMULADOS DO PROJETO DE CONTROLE

Os Apêndices A.1 e A.2 mostram a programação no *software Matlab* para obter a validação do projeto de controle descentralizado adaptativo, assim, aplicando-o em um exemplo numérico de uma rede mestre-escravo TWMS.

A.1 PROGRAMAÇÃO NO *MATLAB* SEM RUÍDO NO SISTEMA MESTRE

```
%*****
% file: control_design_networks.m
%* Validation of decentralized and adaptive control design *
%* Using Matlab
%* PhD Roger Felix - UNESP Bauru/SP
%* Date: 2022-02-02
%*****

clc
clear
clf

syms t

% Time parameter for the solver
tspan=0:0.005:10;

% Parameters of control
qiz=1;
B1=[0;1];
B2=[0;1];
P1=[1.1147 0.0828;0.0828 0.1152];
P2=[1.1231 0.1231;0.1231 0.1231];
zeta1=1.2;
zeta2=1.2;
Hm1=[-8 -7];
Hm2=[-2 -8];
d1=0.1;
d2=0.4;

% Initial conditions x0
x0=[1.5; 0; 2.5; -2; 2.5; -2; 1; 3; 1; 1; 1; 2; 2];

% Numerical solution
[T,Y] = ode45(@(t,x) odefun_master_slave(t,x,B1,B2,P1,P2,...
zeta1,zeta2,Hm1,Hm2,d1,d2,qiz),tspan, x0);

h=figure
plot(T,Y(:,1),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,5),'k-');
xlabel('$\Omega_1$ e $y_1$', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
ylabel('t', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
legend({'$x_{11}$', '$y_{11}$'}, 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')

set(gca, 'FontSize', 14)
set(h, 'Units', 'Inches');
pos = get(h, 'Position');
set(h, 'PaperPositionMode', 'Auto', 'PaperUnits', 'Inches', ...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h, 'x11_y11', '-dpdf', '-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,2),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,6),'k-');
ylabel('$\Omega_1$ e $y_1$', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
xlabel('t', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
legend({'$x_{12}$', '$y_{12}$'}, 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
set(gca, 'FontSize', 14)
set(h, 'Units', 'Inches');
pos = get(h, 'Position');
set(h, 'PaperPositionMode', 'Auto', 'PaperUnits', 'Inches', ...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h, 'x12_y12', '-dpdf', '-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,3),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,7),'k-');
ylabel('$\Omega_2$ e $y_2$', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
xlabel('t', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
legend({'$x_{21}$', '$y_{21}$'}, 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
set(gca, 'FontSize', 14)
set(h, 'Units', 'Inches');
pos = get(h, 'Position');
set(h, 'PaperPositionMode', 'Auto', 'PaperUnits', 'Inches', ...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h, 'x21_y21', '-dpdf', '-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,4),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,8),'k-');
ylabel('$\Omega_2$ e $y_2$', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
xlabel('t', 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
legend({'$x_{22}$', '$y_{22}$'}, 'fontsize', 23, 'interpreter', 'latex')
set(gca, 'FontSize', 14)
set(h, 'Units', 'Inches');
```

```

pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches',...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h,'x22_y22','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,9),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,10),'k');
plot(T,Y(:,11),'k');
plot(T,Y(:,12),'k');
plot(T,Y(:,13),'k');
plot(T,Y(:,14),'k');
ylim([0.2 2.5])
ylabel('$\hat{B}_{iz}$','fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t','fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$\hat{B}_{iz}$','$\hat{B}_{2z}$'},'fontsize',...
23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches',...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h,'Biz','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,(Y(:,1)-Y(:,5)),'k-');
hold on
plot(T,(Y(:,2)-Y(:,6)),'k--');
plot(T,(Y(:,3)-Y(:,7)),'k:');
plot(T,(Y(:,4)-Y(:,8)),'k-.');
ylabel('$e_{ij}$','fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t','fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$e_{11}$','$e_{12}$','$e_{21}$','$e_{22}$'},...
'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches',...
'PaperSize', [pos(3), pos(4)])
print(h,'erro','-dpdf','-r0')

%*****
% file: odefun_master_slave.m
% Validation of decentralized and adaptive control design
% Using Matlab
% PhD Roger Felix - UNESP Bauru/SP
% Date: 2022-02-02
%*****

function [dx] = odefun_master_slave(t,x,B1,B2,P1,P2,zeta1,zeta2...
,Hm1,Hm2,d1,d2,qiz)

dx=zeros(14,1);

dx(1)= x(2);
dx(2)= 2*x(1)+2*x(2) + ((-1/2*B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t) - ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))-(zeta1*(norm(Hm1)*...
norm([x(1);x(2)] + x(9) + x(10) + x(11))) * ...
((B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)-[x(5);x(6)]*(t-d1)))/...
(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)-[x(5);x(6)]*(t-d1)))) + (0.1*(x(3)*[t-(0.1*abs(sin(t))])) + ...
(0.3*(x(4)*[t-(0.1*abs(sin(2*t))])) + (0.2*(x(1)^2)-0.2*...
cos(x(1)+x(2))));
dx(3)= x(4);
dx(4)= -2*x(3)+3*x(4)+((-1/2*B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t) - ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))-(zeta2*(norm(Hm2)*norm([x(3);x(4)]...
+ x(12) + x(13) + x(14))) * (B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t) - ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))/(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)-...
[x(7);x(8)]*(t-d2))))+(0.5*(x(1)*[t-(0.1-0.05*abs...
(cos(t))]))+(0.2*(x(2)*[t-(0.1+0.05*abs(sin(t))])) + ...
+ ((0.6*x(3)*cos(x(3)))-0.5*x(4)*sin(x(4)));

dx(5)= x(6);
dx(6)= -6*x(5)-5*x(6)+3*sin(5*t);
dx(7)= x(8);
dx(8)= -4*x(7)-5*x(8)+2*cos(3*t);

dx(9)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(10)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(11)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(12)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
dx(13)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
dx(14)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
end

```

A.2 PROGRAMAÇÃO NO *MATLAB* COM RUÍDO NO SISTEMA MESTRE

```

%*****
% file: control_design_networks.m
%* Validation of decentralized and adaptive control design *
%* Using Matlab
%* PhD Roger Felix - UNESP Bauru/SP
%* Date: 2022-02-02
%*****

clc
clear
clf

syms t

% Time parameter for the solver
tspan=0:0.005:5;

% Parameters of control
qiz=1;
B1=[0;1];
B2=[0;1];
P1=[1.1147 0.0828;0.0828 0.1152];
P2=[1.1231 0.1231;0.1231 0.1231];
zeta1=1.2;
zeta2=1.2;
Hm1=[-8 -7];
Hm2=[-2 -8];
d1=0.1;
d2=0.4;

% Initial conditions x0
x0=[1.5; 0; 2.5; -2; 2.5; -2; 1; 3; 1; 1; 1; 2; 2; 2];

% Numerical solution
[T,Y] = ode45(@(t,x) odefun_master_slave(t,x,B1,B2,P1,P2,zeta1,zeta2,...
,Hm1,Hm2,d1,d2,qiz),tspan, x0);

h=figure..
plot(T,Y(:,1),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,5),'k-');
ylabel('$\Omega_1$ e $y_1$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$x_{11}$','$y_{11}$'}, 'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches','PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'x11_y11_r','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,2),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,6),'k-');
ylabel('$\Omega_2$ e $y_2$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$x_{12}$','$y_{12}$'}, 'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches','PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'x12_y12_r','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,3),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,7),'k-');
ylabel('$\Omega_2$ e $y_2$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$x_{21}$','$y_{21}$'}, 'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches','PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'x21_y21_r','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,4),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,8),'k-');
ylabel('$\Omega_2$ e $y_2$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$x_{22}$','$y_{22}$'}, 'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches','PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'x22_y22_r','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,Y(:,9),'k-');
hold on
plot(T,Y(:,10),'k-');
plot(T,Y(:,11),'k-');
plot(T,Y(:,12),'k-');
plot(T,Y(:,13),'k-');
plot(T,Y(:,14),'k-');
ylim([0.2 2.5])
ylabel('$\hat{B}_{iz}$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$\hat{B}_{iz}$','$\hat{B}_{2z}$'}, 'fontsize',23,...
'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches',...
'PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'Biz_r','-dpdf','-r0')

h=figure
plot(T,(Y(:,1)-Y(:,5)), 'k-');
hold on
plot(T,(Y(:,2)-Y(:,6)), 'k-');
plot(T,(Y(:,3)-Y(:,7)), 'k-');
plot(T,(Y(:,4)-Y(:,8)), 'k-');
ylabel('$e_{ij}$', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
xlabel('t', 'fontsize',23,'interpreter','latex')
legend({'$e_{11}$','$e_{12}$','$e_{21}$','$e_{22}$'},...
'fontsize',23,'interpreter','latex')
set(gca,'FontSize',14)
set(h,'Units','Inches');
pos = get(h,'Position');
set(h,'PaperPositionMode','Auto','PaperUnits','Inches',...
'PaperSize',[pos(3), pos(4)])
print(h,'erro_r','-dpdf','-r0')

%*****
% file: odefun_master_slave.m
%* Validation of decentralized and adaptive control design *
%* Using Matlab
%* PhD Roger Felix - UNESP Bauru/SP
%* Date: 2022-02-02
%*****

function [dx] = odefun_master_slave(t,x,B1,B2,P1,P2,zeta1,...
zeta2,Hm1,Hm2,d1,d2,qiz)

dx=zeros(14,1);

dx(1)= x(2);
dx(2)= 2*x(1)+2*x(2) + ((-1/2*B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))-(zeta1*(norm(Hm1)*...
norm([x(1); x(2)] + x(9) + x(10) + x(11))) * ...
((B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)-[x(5);x(6)]*(t-d1)))/...
(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)-[x(5);x(6)]*(t-d1)))) + ...
(0.1*(x(3)*[t-(0.1*abs(sin(t)))])) + ...
(0.3*(x(4)*[t-(0.1*abs(sin(2*t)))])) + (0.2*(x(1)^2)-0.2*...
cos(x(1)+x(2)));
dx(3)= x(4);
dx(4)= -2*x(3)+3*x(4)+((-1/2*B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))-(zeta2*(norm(Hm2)*...
norm([x(3); x(4)]+ x(12) + x(13) + x(14))) * ...
(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- [x(7);x(8)]*(t-d2)))/...
(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)-[x(7);x(8)]*(t-d2))))...
+(0.5*(x(1)*[t-(0.1-0.05*abs(cos(t)))]))+...
(0.2*(x(2)*[t-(0.1+0.05*abs(sin(t)))])) + ...
((0.6*(x(3)*cos(x(3)))-0.5*(x(4)*sin(x(4))));

dx(5)= x(6);
dx(6)= -6*x(5)-5*x(6)+ awgn(3*sin(5*t), 2, 'measured');
dx(7)= x(8);
dx(8)= -4*x(7)-5*x(8)+ awgn(2*cos(3*t), 2, 'measured');

dx(9)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(10)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(11)=(qiz^(-1))*(norm(B1'*P1*([x(1);x(2)]*(t)- ...
[x(5);x(6)]*(t-d1)))));
dx(12)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
dx(13)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
dx(14)=(qiz^(-1))*(norm(B2'*P2*([x(3);x(4)]*(t)- ...
[x(7);x(8)]*(t-d2)))));
end

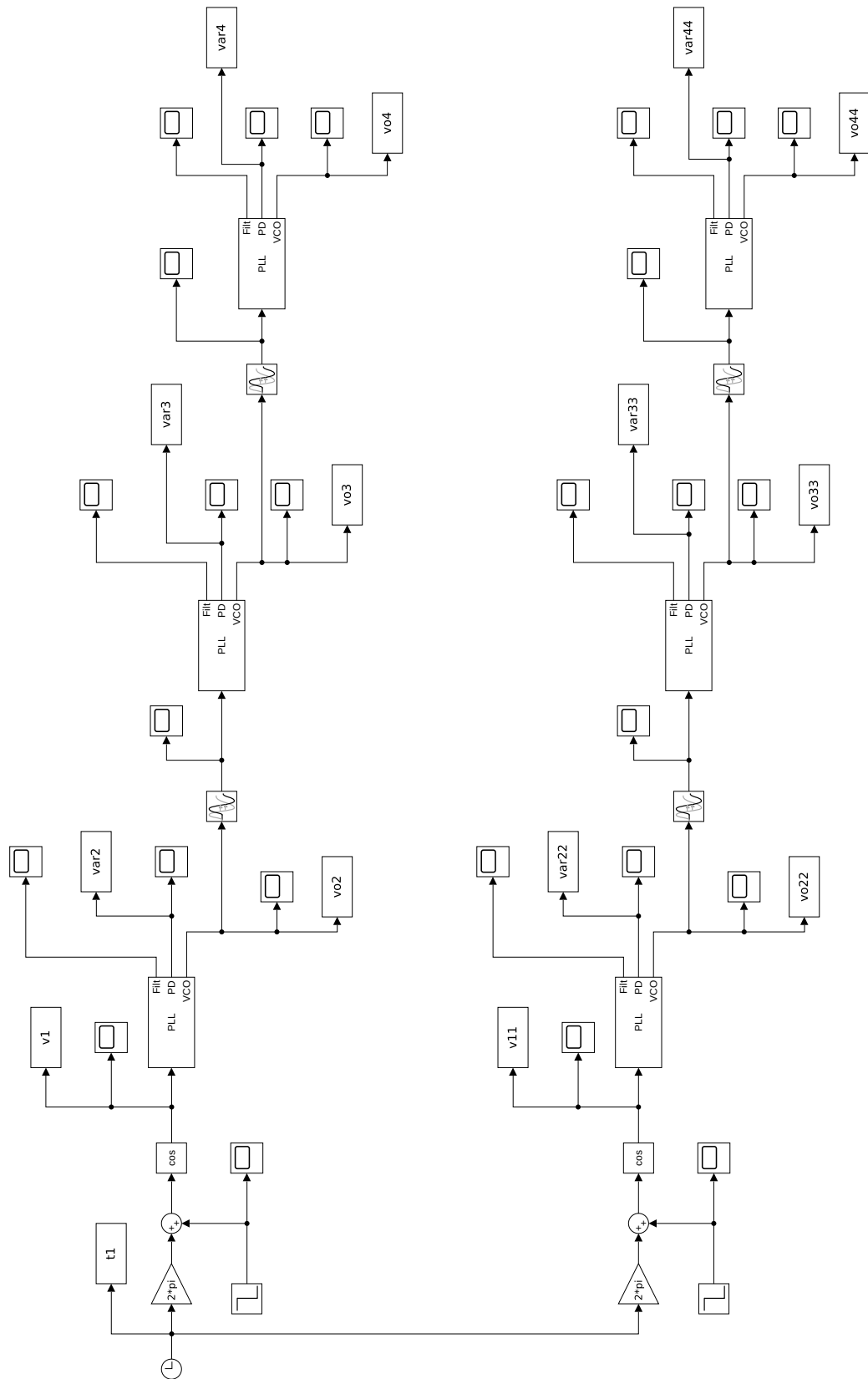
```

APÊNDICE B

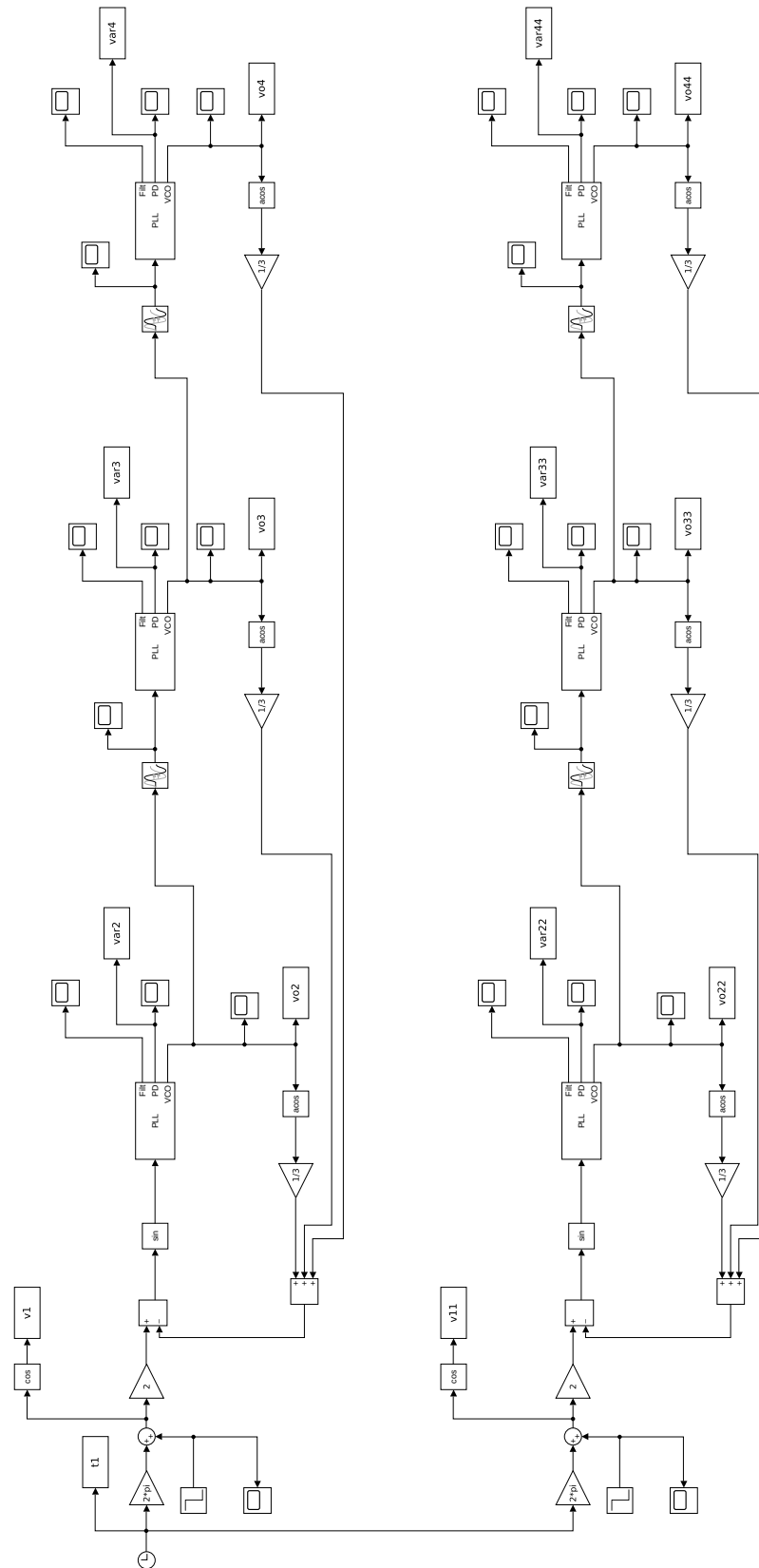
PROGRAMAÇÃO PARA OBTER OS RESULTADOS SIMULADOS DAS REDES OWMS E TWMS

Os Apêndices B.1 e B.2 mostram a programação no *software Matlab-Simulink* para obter os resultados simulados das redes OWMS e TWMS. O Apêndice B.3 mostra a programação no *software Matlab-Simulink* para verificar o comportamento do DFJ nas redes OWMS.

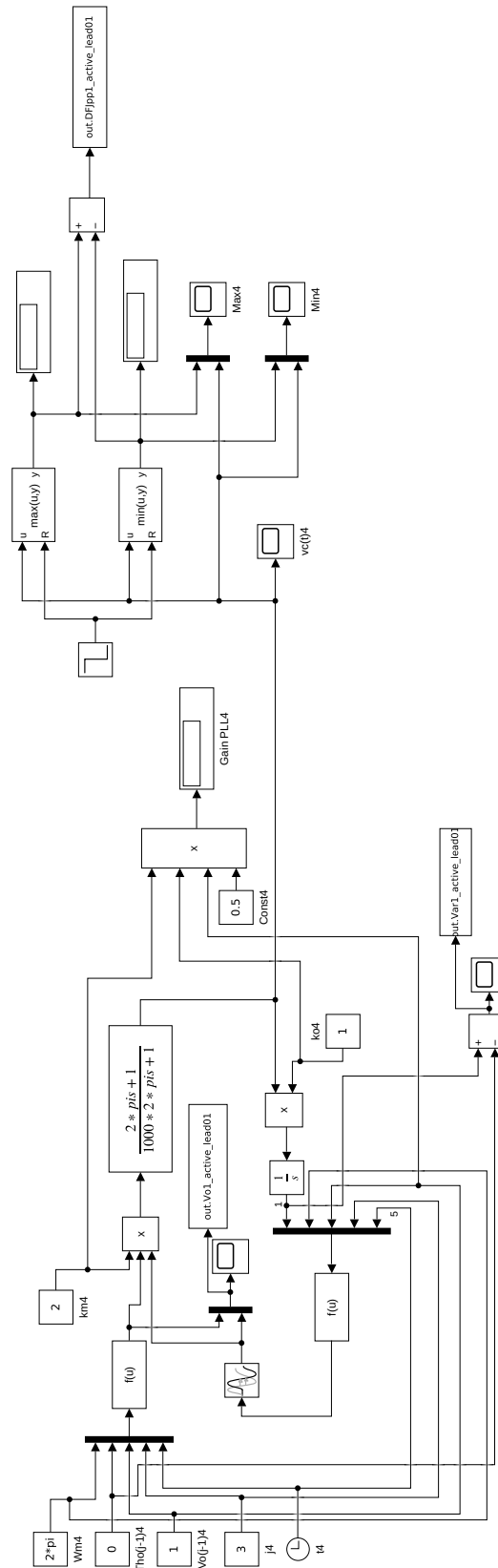
B.1 PROGRAMAÇÃO NO *MATLAB-SIMULINK* DAS REDES OWMS, COM E SEM PERTURBAÇÕES



B.2 PROGRAMAÇÃO NO *MATLAB-SIMULINK* DAS REDES TWMS, COM E SEM PERTURBAÇÕES



B.3 PROGRAMAÇÃO NO *MATLAB-SIMULINK* DAS REDES OWMS PARA O ESTUDO DO DFJ



ANEXO C

SÚMULA CURRICULAR

Nome: Roger Oliva Felix

1) Formação acadêmica

Ano	Nível de Formação	Instituição
2016	Graduação em Engenharia Elétrica	FACENS
2021	Graduação em Licenciatura em Matemática	UNICSUL
2021	Graduação em Licenciatura em Física	UNICSUL
2022	Graduação em Licenciatura em Pedagogia	UNICSUL
2022	Graduação em Licenciatura em Computação	UNICSUL
2019	Especialização em Formação Pedagógica para Educação Profissional	CEETEPS
2020	Especialização em Engenharia de Segurança do Trabalho	UNICSUL
2018	Mestrado em Engenharia Mecânica	UNESP

2) Lista de resultados científicos mais relevantes, contendo artigos científicos e capítulos de livros

Artigos científicos publicados

FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. F.; BALTHAZAR, J. M. Analysis of double-frequency jitter on time-delayed oscillators networks and perturbations adjustment in clock. *The European Physical Journal Special Topics*, Springer, v. 230, n. 18, p. 3603–3608, 2021. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1140/epjs/s11734-021-00239-1>>.

FELIX, R. O.; BUENO, A. M. Modelling of a pneumatic actuator. *International Review of Mechanical Engineering (IREME)*, v. 13, n. 7, p. 402–411, 2019. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.15866/ireme.v13i7.17219>>.

FELIX, R. O.; SILVEIRA, M. Experimental characterization of the nonlinear characteristics of friction in pneumatic actuators. In: INTERNATIONAL CONGRESS OF MECHANICAL ENGINEERING, 24., 2017, Curitiba. *Anais...* Curitiba: ABCM, 2017. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.26678/abcm.cobem2017.cob17-0477>>.

FELIX, R. O.; SCHUTZER, V. M.; SANTOS, J. E. G. D. Avaliação dos níveis de vibração transmitidos ao corpo humano por um trator agrícola. *Energia na agricultura*, v. 32, n. 4, p. 322–326, 2017. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.17224/EnergAgric.2017v32n4p322-326>>.

FELIX, R. O.; FRANCHI, T. P. Automation and leak control system with use of

clean energy supply (compressed air). *Journal of Mechanical Engineering and Automation*, v. 6, n. 6, p. 141–150, 2016. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.5923/j.jmea.20160606.01>>.

Capítulos de livros publicados

FELIX, R. O.; BUENO, A. M.; CORREA, D. P. ; BALTHAZAR, J. M. Double-frequency jitter influence on synchronous states of time-delayed oscillator networks. In: VOLCHENKOV, D.; LUO, A. C. J. (Ed.). *New Perspectives on Nonlinear Dynamics and Complexity*. Cham: Springer International Publishing, 2023. p. 127–140. ISBN 978-3-030-97328-5. Disponível em: <https://dx.doi.org/10.1007/978-3-030-97328-5_8>.

3) Participação nos eventos mais relevantes

Conference on Nonlinear Dynamics and Complexity. Double-frequency jitter influence on synchronous states of time-delayed oscillators networks. 2020. (Congresso);

ABCM International Congress of Mechanical Engineering - COBEM. Experimental characterization of the nonlinear characteristics of friction in pneumatic actuators. 2017. (Congresso).

4) Links para as páginas da web: Lattes, Orcid e *My Citations* (Google Scholar)

- Currículo Lattes: <http://lattes.cnpq.br/3739849989392692>
- ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5818-3901>
- *My citations* (scholar): <https://scholar.google.com.br/citations>

Legendas:

FACENS - Faculdade de Engenharia de Sorocaba

UNICSUL - Universidade Cruzeiro do Sul

CEETEPS - Centro Estadual de Educação Tecnológica Paula Souza

UNESP - Universidade Estadual Paulista