

RANCÉS SÁNCHEZ SÁNCHEZ

Modelos de propagação de sinais de relógio
com malhas de sincronismo de fase.

Versão Original

São Paulo
2021

RANCÉS SÁNCHEZ SÁNCHEZ

Modelos de propagação de sinais de relógio
com malhas de sincronismo de fase.

Versão Original

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

São Paulo
2021

RANCÉS SÁNCHEZ SÁNCHEZ

Modelos de propagação de sinais de relógio
com malhas de sincronismo de fase.

Versão Original

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador:
Prof. Dr. José Roberto Castilho Piqueira

São Paulo
2021

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Catálogo-na-publicação

, Rancés Sánchez Sánchez
Modelos de propagação de sinais de relógio com malhas de sincronismo de fase / R. S. S. -- São Paulo, 2021.
109 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Malhas de sincronismo de fase 2.Sinais de relógio 3.Modelos matemáticos 4.Sincronismo das fases dos nós 5.Erros de fase e erros de frequência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Agradecimentos:

Ao G..A..D..U..

Minha mãe Idalmis e a meu pai Radamán pela confiança, apoio, pela dedicação por tantos anos, pela perseverança, pelas exigências, pelos ensinamentos desde os primeiros anos de vida, pelo carinho e amor ... pela construção dos alicerces do homem que sou hoje.

Todos os meus familiares, desde os mais próximos aos que por motivos geográficos estiveram longe, mas sempre presentes, cada um de vocês deu-me um ensinamento.

Minhas outras mães: Tania, Ivis e Lan Yen ... muito obrigado, meus anjos.

Meu orientador, o professor José Roberto Castilho Piqueira por seu tempo, por sua dedicação, sua presença constante, sua confiança, sempre disponível para seus alunos ... obrigado por me aceitar como seu orientado.

Aos professores Cristiane e Átila pelo tempo dedicado e pelas recomendações que ajudaram a fazer uma versão melhor deste trabalho.

Às famílias Cabrera e Medina, pelo apoio incondicional, por me terem abraçado como um filho e por me terem dado um lugar na família. Agradecimentos especiais a Manuel e Alian, os *irmãos* que a vida me deu.

Los Caguairanes, meus amigos em diferentes países, pela diversão, pelas conquistas, pelos projetos conjuntos, pelas oportunidades, pelas ideias e pelos interesses em comum.

Aos meus vizinhos cubanos, especialmente os de 144A e 76A.

Todos os meus *irmãos* espalhados como espigas de trigo pelas redondezas da Terra, especialmente aos *irmãos* cubanos da R..B..L.. 28 de Enero, e aos irmãos brasileiros das A..R..L..S.. Justo Templario, Arte Real e Sublime Ideal ... a todos vocês, muito obrigado meus *irmãos*!

Agência CAPES, pelo patrocínio neste tempo de crescimento pessoal e intelectual.

Resumo

Um modelo matemático é uma representação simplificada da realidade ou de um sistema, seguindo conceitos abstratos e experimentais. Este trabalho estuda os diferentes modelos matemáticos de topologias para distribuição de sinais de relógio com malhas de sincronismo de fase (PLL) por meio de simulações, de forma a obter o comportamento dos diversos tipos de topologias. Além disso, foi realizado um estudo detalhado do comportamento da topologia mais complexa: a dos nós totalmente conectados (*Fully-connected*), com o objetivo de associar os comportamentos possíveis aos parâmetros de operação.

Abstract

A mathematical model is a simplified representation of reality or a system, following abstract and experimental concepts. This work studies the different mathematical models of topologies for the distribution of clock signals with phase sync loops (PLL) through simulations, to obtain the behavior of the different types of topologies. Furthermore, a detailed study of the behavior of the most complex topology was carried out: that of fully-connected nodes (FC), with the objective of associating the possible behaviors with the operating parameters.

Lista de abreviaturas e siglas

- PLL: *Phase-Locked Loop* (Malha de sincronismo de fase).
- PD: Detector de Fase.
- FPB: Filtro passa-baixas.
- VCO: Oscilador controlado por tensão.
- VC: Tensão de controle.
- OWMS: *One-Way Master-Slave* (Mestre-escravo via única).
- TWMS: *Two-Way Master-Slave* (Mestre-escravo via dupla).
- FC: *Fully-connected* (Totalmente conectado).
- M: Mestre.
- S: Escravo.
- FM: Frequência modulada.
- AM: Amplitude modulada.

Lista de símbolos

- $v_i(t)$: fase do sinal proveniente dos nós remotos ou de algum sinal externo para o sistema, aparecendo como uma entrada do detector de fase (PD).
- $v_o(t)$: fase do sinal local, gerado por o oscilador controlado por tensão (VCO).
- $v_d(t)$: fase do sinal de saída do PD, que é proporcional ao seno da diferença de fase entre $v_o(t)$ e $v_i(t)$.
- $v_c(t)$: fase do sinal de saída do filtro passa-baixas (FPB), sem componentes de alta frequência.
- w : frequência central.
- w_i : frequência do sinal de entrada do PLL.
- w_o : frequência do sinal de saída do PLL.
- Δw_L : margem de captura.
- Δw_C : margem de retenção.
- $\phi_o(t)$: fase do sinal local, $v_o(t)$.
- $\phi_i(t)$: fase do sinal de entrada para o PD, $v_i(t)$.

Lista de Figuras

2.1	Diagrama em blocos do PLL básico.	20
2.2	Faixa de captura e retenção.	22
2.3	Topologias dos <i>Phase-Locked Loop</i>	23
2.4	Topologia OWMS cadeia simples.	24
2.5	Topologia OWMS estrela simples.	25
2.6	Topologia TWMS cadeia dupla.	26
2.7	Topologia TWMS estrela dupla.	26
2.8	Topologia TWMS enlace simples.	27
2.9	Topologia TWMS enlace duplo.	27
2.10	Topologia FC.	28
3.1	Diagrama em blocos do PLL básico.	31
3.2	Diagrama em blocos do nó mestre nas topologias OWMS.	33
3.3	Diagrama em blocos OWMS cadeia simples	35
3.4	OWMS cadeia simples: fases locais para um degrau.	35
3.5	OWMS cadeia simples: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.	36
3.6	OWMS cadeia simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	36
3.7	OWMS cadeia simples: erros de fase $S-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.	37
3.8	OWMS cadeia simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	37
3.9	OWMS cadeia simples: fases locais para uma rampa.	38
3.10	OWMS cadeia simples: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.	39

3.11 OWMS cadeia simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	39
3.12 OWMS cadeia simples: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	40
3.13 OWMS cadeia simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	40
3.14 Diagrama em blocos OWMS estrela simples.	42
3.15 OWMS estrela simples: fases locais para uma degrau.	43
3.16 OWMS estrela simples: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	43
3.17 OWMS estrela simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	44
3.18 OWMS estrela simples: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	44
3.19 OWMS estrela simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	45
3.20 OWMS estrela simples: fases locais para uma rampa.	46
3.21 OWMS estrela simples: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	46
3.22 OWMS estrela simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	47
3.23 OWMS estrela simples: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	47
3.24 OWMS estrela simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	48
3.25 Modelo de nó mestre nas topologias TWMS.	49
3.26 Modelo genérico dos nós escravos nas topologias TWMS.	50
3.27 Diagrama em blocos TWMS cadeia dupla.	53
3.28 Diagrama em sub-blocos PLL M.	53
3.29 Diagrama em sub-blocos PLL S1.	53
3.30 TWMS cadeia dupla: fases locais para um degrau.	54
3.31 TWMS cadeia dupla: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	54
3.32 TWMS cadeia dupla: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	55
3.33 TWMS cadeia dupla: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	55

3.34 TWMS cadeia dupla: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	56
3.35 TWMS cadeia dupla: fases locais para uma rampa	57
3.36 TWMS cadeia dupla: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	57
3.37 TWMS cadeia dupla: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	58
3.38 TWMS cadeia dupla: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	58
3.39 TWMS cadeia dupla: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	59
3.40 Diagrama em blocos TWMS estrela dupla	61
3.41 Diagrama em sub-bloco PLL M	61
3.42 TWMS estrela dupla: fases locais para um degrau	62
3.43 TWMS estrela dupla: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	62
3.44 TWMS estrela dupla: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	63
3.45 TWMS estrela dupla: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	63
3.46 TWMS estrela dupla: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	64
3.47 TWMS estrela dupla: fases locais para uma rampa.	65
3.48 TWMS estrela dupla: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	65
3.49 TWMS estrela dupla: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	66
3.50 TWMS estrela dupla: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	66
3.51 TWMS estrela dupla: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	67
3.52 Diagrama em blocos TWMS enlace simples.	68
3.53 Diagrama em sub-blocos PLL M.	69
3.54 TWMS enlace simples: fases locais para um degrau.	69
3.55 TWMS enlace simples: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	70
3.56 TWMS enlace simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	70
3.57 TWMS enlace simples: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	71

3.58 TWMS enlace simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	71
3.59 TWMS enlace simples: fases locais para uma rampa.	72
3.60 TWMS enlace simples: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	73
3.61 TWMS enlace simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	73
3.62 TWMS enlace simples: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	74
3.63 TWMS enlace simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	74
3.64 Diagrama em blocos TWMS enlace duplo.	76
3.65 Diagrama em sub-blocos PLL M.	76
3.66 Diagrama em sub-blocos PLL S1, S2, S3.	76
3.67 TWMS enlace duplo: fases locais para um degrau.	77
3.68 TWMS enlace duplo: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	77
3.69 TWMS enlace duplo: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	78
3.70 TWMS enlace duplo: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	78
3.71 TWMS enlace duplo: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	79
3.72 TWMS enlace duplo: fases locais para um degrau.	80
3.73 TWMS enlace duplo: erros de fase $M-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	80
3.74 TWMS enlace duplo: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{14}$ vs tempo.	81
3.75 TWMS enlace duplo: erros de fase $S-S$: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{14}$ vs tempo.	81
3.76 TWMS enlace duplo: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}, \dot{\phi}_{24}, \dot{\phi}_{34}$ vs tempo.	82
4.1 Diagrama em blocos da rede FC com retardo de tempo	85
4.2 FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	86
4.3 FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	87
4.4 FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	87
4.5 FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	88
4.6 FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	89

4.7	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	89
4.8	FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	90
4.9	FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	91
4.10	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	91
4.11	FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	92
4.12	FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	93
4.13	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	93
4.14	FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	95
4.15	FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	95
4.16	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	96
4.17	FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	97
4.18	FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	97
4.19	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	98
4.20	FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.	99
4.21	FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.	99
4.22	FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}, \dot{\phi}_{13}, \dot{\phi}_{23}$ vs tempo.	100

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Introdução	15
1.2	Justificativa	16
1.3	Problema	17
1.4	Objetivos	17
1.5	Metodologia	17
1.6	Estrutura do trabalho	18
2	Fundamentação teórica	19
2.1	Introdução	19
2.2	<i>Phase-Locked Loop</i> básico	20
2.3	Blocos funcionais	21
2.4	Princípio de operação do PLL.	21
2.5	Margem de captura e retenção.	22
2.6	Topologias dos <i>phase-locked loop</i>	23
2.6.1	Topologia OWMS	23
2.6.1.1	OWMS cadeia simples	24
2.6.1.2	OWMS estrela simples	24
2.6.2	Topologia TWMS	25
2.6.2.1	TWMS cadeia dupla	25
2.6.2.2	TWMS estrela dupla	26
2.6.2.3	TWMS enlace simples	26
2.6.2.4	TWMS enlace duplo	27
2.6.3	Topologia FC	27

<i>SUMÁRIO</i>	13
2.7 Aplicações gerais dos PLLs	28
3 Redes mestre-escravos	30
3.1 Introdução	30
3.2 Nó único	31
3.3 Modelos matemáticos topologias <i>OWMS</i>	33
3.3.1 Modelo matemático OWMS: nó mestre	33
3.3.2 Modelo matemático OWMS: cadeia simples	33
3.3.3 Simulações do modelo OWMS: cadeia simples	34
3.3.4 OWMS cadeia simples: resposta ao degrau	35
3.3.5 OWMS cadeia simples: resposta à rampa	38
3.3.6 Modelo matemático OWMS: estrela simples	41
3.3.7 Simulações do modelo: OWMS estrela simples.	41
3.3.8 OWMS estrela simples: resposta ao degrau	42
3.3.9 OWMS estrela simples: resposta à rampa	45
3.4 Modelos matemáticos topologias <i>Two-Way Master-Slave</i>	48
3.4.1 Modelo matemático TWMS nó mestre	49
3.4.2 Modelos matemáticos: TWMS nós escravos	50
3.4.3 Modelo matemático: TWMS cadeia dupla	52
3.4.4 Simulações do Modelo TWMS cadeia dupla	52
3.4.5 TWMS cadeia dupla: resposta ao degrau	53
3.4.6 TWMS cadeia dupla: resposta à rampa	56
3.4.7 Modelo matemático: TWMS estrela dupla	59
3.4.8 Simulações do modelo: TWMS estrela dupla	60
3.4.9 TWMS estrela dupla: resposta ao degrau	62
3.4.10 TWMS estrela dupla: resposta à rampa	64
3.4.11 Modelo matemático TWMS enlace simples	67
3.4.12 Simulações do modelo: TWMS enlace simples	68
3.4.13 TWMS enlace simples: resposta ao degrau	69
3.4.14 TWMS enlace simples: resposta à rampa	72
3.4.15 Modelo matemático: TWMS enlace duplo	75
3.4.16 Simulações do modelo: TWMS enlace duplo	75

<i>SUMÁRIO</i>	14
3.4.17 TWMS enlace duplo: resposta ao degrau	76
3.4.18 TWMS enlace duplo: resposta à rampa	79
4 Rede totalmente conectadas com retardo de tempo	83
4.1 Introdução	83
4.2 Modelo matemático	84
4.3 Simulação	84
4.4 Simulação variando o tempo de propagação do sinal	85
4.4.1 Simulações com $T=0u$	86
4.4.2 Simulações com $T=0.3u$	88
4.4.3 Simulações com $T=3u$	90
4.4.4 Simulações com $T=30u$	92
4.5 Simulação variando o ganho do filtro passa-baixas	94
4.5.1 Simulações com $G=0.1$ para rede ideal	94
4.5.2 Simulações com $G=0.1$ para rede real	96
4.5.3 Simulações para $G=3$	98
5 Conclusões	101
5.1 Recomendações	102

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

Teoria de sistemas dinâmicos, inteligência artificial e osciladores, três termos que têm uma relação muito próxima, mais do que qualquer um pode imaginar apenas lendo-os em uma frase [37].

A Teoria dos sistemas dinâmicos é uma disciplina que estuda as funções que descrevem o comportamento das trajetórias no espaço de estados. Entre os exemplos mais comuns estão os modelos matemáticos que descrevem: o equilíbrio de um pêndulo, previsão do tempo, relação de tensão de entrada-saída e distribuição de sinais de tempo em circuitos elétricos [47].

Os conceitos da teoria dos sistemas dinâmicos surgem da necessidade de construir modelos gerais de sistemas físicos que evoluem no tempo, de acordo com regras que vinculam o estado presente aos estados passados [2] [6].

O matemático francês Henri Poincaré é considerado um dos criadores da teoria moderna dos sistemas dinâmicos, tendo introduzido muitos dos aspectos do estudo qualitativo das equações diferenciais que permitiram estudar propriedades assintóticas das soluções de uma equação diferencial, como estabilidade e periodicidade, sem ser necessário resolver explicitamente a equação diferencial [40].

Inteligência artificial (IA) é um termo que se refere à inteligência expressa pelas máquinas, seus processadores e seus softwares, que seriam os análogos ao corpo, cérebro e mente, respectivamente [3].

Uma das aplicações mais poderosas e de crescimento mais rápido da inteligência artificial é o aprendizado profundo. É um subcampo do aprendizado de máquina usado para resolver problemas muito complexos que geralmente

envolvem grandes quantidades de dados [26].

O aprendizado profundo ocorre por meio do uso de redes neurais artificiais, que são organizadas em camadas para reconhecer relacionamentos e padrões complexos nos dados. Sua aplicação requer um grande conjunto de informações e um poderoso poder de processamento [31].

Essas redes neurais são um modelo computacional que consiste em um conjunto de unidades, chamadas neurônios artificiais, conectadas entre si por meio de ligações para transmitir sinais. As informações fornecidas ao sistema são processadas por uma rede neural, composta por uma ou mais camadas de neurônios artificiais, que utilizam funções de ativação e realizam operações de ponderação para emitir os resultados finais [32].

Os *phase-locked loop* são dispositivos utilizados em circuitos eletrônicos com o objetivo de estabelecer um estado síncrono entre todos os componentes de uma determinada rede, o que implica o estabelecimento no sistema de uma mesma base de tempo que garante a sincronização da fase e da frequência. Os PLLs interligados em qualquer topologia, constituem uma rede de osciladores, que como a inteligência artificial baseada em redes neurais, alcançam seu objetivo principal a partir do processamento de sinais por meio de funções de ativação, operações de ponderação e a interconexão entre seus componentes.

Ao estudar os PLLs e suas topologias, percebemos que são redes de osciladores que buscam se sincronizar entre si, com comportamento dinâmico, e que em algumas de suas topologias simulam o comportamento de neurônios que controlam o movimento periódico, neurônios relacionados a processos cognitivos, neurônios que estão continuamente conectados em nosso cérebro, unindo os três termos acima mencionados: Teoria dos sistemas dinâmicos, inteligência artificial e osciladores, mostrando assim a relação que existe entre eles.

Neste trabalho, são estudados dois tipos de topologias de malha de sincronismo de fase: topologias mestre-escravos, nas quais o atraso no tempo de propagação pode ser desprezado ou compensado de maneiras simples, e a topologia totalmente conectada em que os atrasos no tempo de propagação são muito importantes e difíceis para compensar.

1.2 Justificativa

Para muitos dispositivos eletrônicos, processos industriais e naturais, é de vital importância manter a sincronização entre as diferentes partes ou organismos que os compõem. Essa sincronização é alcançada pela capacidade de al-

guns sistemas interajam por meio de interconexões. Em circuitos elétricos, a distribuição geográfica dos componentes pode causar dessincronização, resultando no mau funcionamento de sistemas.

1.3 Problema

A obtenção de sincronismo de fase e frequência em circuitos elétricos com componentes geograficamente distribuídos em certas redes representa uma importante questão. Para atingir o sincronismo em circuitos elétricos, diferentes arranjos físicos de PLLs são utilizadas. Assim seleccionar a topologia para um determinado propósito é problema de relevância prática.

1.4 Objetivos

Com a realização deste trabalho pretende-se contribuir para o estudo das diferentes topologias dos *phase-locked loop*, simular e avaliar o comportamento das redes de *phase-locked loop* em suas diferentes topologias, a fim de atender aos seguintes objetivos:

- Estudar e simular o comportamento dos *phase-locked loop* nas topologias "*One-Way Master-Slave*" com filtros de primeira ordem, focando na análise do sincronismo entre as fases dos nós escravos que compõem a rede.
- Estudar e simular o comportamento dos *phase-locked loop* nas topologias "*Two-Way Master-Slave*" com filtros de primeira ordem, com foco na análise do sincronismo entre as fases dos nós escravos que compõem a rede.
- Estudar e simular o comportamento dos *phase-locked loop* na topologia "*Fully-Connected*" com filtros de primeira ordem, variando os parâmetros do ganho do filtro passa-baixas (G) e variando o tempo de transmissão de sinal entre os nós (T), com foco na análise do sincronismo entre as fases dos nós escravos que compõem a rede.

1.5 Metodologia

Este trabalho tenta avaliar o comportamento de redes de *phase-locked loops* em suas diversas topologias.

Para alcançar os objetivos propostos, a seguinte metodologia foi adotada:

- Estudo e revisão da literatura para escolher as melhores estratégias de comparação das diferentes topologias existentes;
- Estudo e simulação dos sistemas dinâmicos e equações diferenciais que descrevem as topologias para analisar o comportamento dos modelos;
- Análise dos resultados das simulações dos modelos.

1.6 Estrutura do trabalho

- **Capítulo 1** - Introdução.

Capítulo que apresenta uma breve introdução aos modelos matemáticos das malhas de sincronismo de fase como elemento de obtenção de bases de tempo em sistemas que requerem sincronização. Além disso, examina as relações entre o PLL e outras disciplinas. O capítulo também apresenta a execução do projeto, os objetivos gerais e específicos, bem como a metodologia proposta para sua execução.

- **Capítulo 2** - Fundamentação teórica.

É feita uma descrição detalhada das características e funcionamento dos PLLs, além da ilustração de sua estrutura interna e aborda o funcionamento de diversas topologias de PLLs.

- **Capítulo 3** - Redes mestre-escravos.

Neste capítulo são realizadas simulações para os modelos descritos no Capítulo 2 e os resultados obtidos são discutidos.

- **Capítulo 4** – Modelo proposto.

Neste capítulo é apresentado o modelo proposto, além das simulações obtidas. O objetivo é avaliar o modelo e atingir os objetivos definidos no Capítulo 1.

- **Capítulo 5** – Conclusões.

Este capítulo analisa os resultados alcançados neste trabalho, com base nos objetivos estabelecidos. Além disso, apresenta sugestões de possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação teórica

2.1 Introdução

Os PLLs, sigla em inglês para *phase-locked loop*, são dispositivos eletrônicos usados principalmente em aplicações de comunicação, como em sintetizadores de frequência, receptores de sinal de rádio, multiplicadores e divisores de frequência.

O *phase-locked loop* foi descrito pela primeira vez no início dos anos 1930, pelo pesquisador francês Henri de Bellescize na revista francesa *L'Onde Électrique* [22], para aplicação no processo de sincronização sinais moduladas em frequência.

Anos mais tarde, com o desenvolvimento da tecnologia e dos circuitos integrados, os PLLs tornaram-se elementos essenciais para a recuperação de frequência e fase, usados em muitas aplicações, incluindo recuperação de sinais de relógio de dados digitais, modulação e demodulação de frequência e fase, redes de comunicações densas [1], redes inteligentes de distribuição de energia [45], instrumentação eletrônica de precisão [30], clusters computacionais [21], circuitos integrados [51] e recuperação de sinal portador de sinais de transmissão de satélite [39].

Os primeiros circuitos integrados PLLs surgiram por volta de 1965 e foram construídos com dispositivos puramente analógicos e com custos de produção bastante baixos devido ao amplo espectro de aplicações.

No início da década de 1970, com o avanço das técnicas de projeto de circuitos integrados, foi possível ampliar o leque de utilização dos PLLs, uma vez que se tornaram mais econômicos e confiáveis. Atualmente, circuitos PLL completos podem ser integrados como parte de circuitos maiores em

um único chip.

O aumento das aplicações dos PLLs tem motivado o interesse pelo seu estudo e desenvolvimento. Para atingir esse objetivo, é necessário ter um conhecimento mais detalhado dos efeitos dos diferentes parâmetros e componentes que governam o comportamento de uma malha de sincronismo de fase. É por isso que este capítulo faz um estudo detalhado do funcionamento interno dos PLLs, sua estrutura e comportamento das topologias *One-Way Master-Slave*, *Two-Way Master-Slave* e *Fully-Connected*.

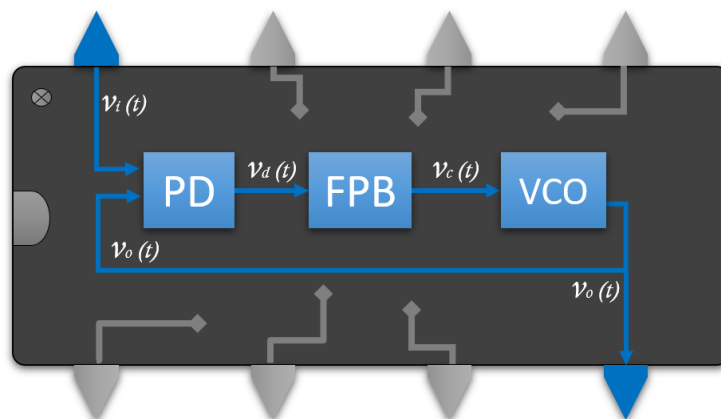
2.2 *Phase-Locked Loop* básico

Um *phase-locked loop* é um circuito de controle com realimentação. O seu funcionamento baseia-se na captura ou bloqueio da fase do sinal de entrada ao sistema ao qual é acoplado por meio de uma malha de realimentação negativa.

O desenho de um PLL básico é composto por três blocos principais (Figura 2.1), que são [44]:

- Detector de fase (PD do inglês *Phase Detector*);
- Filtro passa-baixas (FPB);
- Oscilador controlado por tensão (VCO, do inglês *Voltage-Controlled Oscillator*).

Figura 2.1: Diagrama em blocos do PLL básico.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Na figura 2.1:

$v_i(t)$: representa o sinal proveniente dos nós remotos ou de algum sinal externo para o sistema, aparecendo como uma entrada do detector de fase (PD).

$v_o(t)$: representa o sinal local, gerado por o oscilador controlado por tensão (VCO).

$v_d(t)$: representa o sinal de saída PD, que é proporcional ao seno da diferença de fase entre $v_o(t)$ e $v_i(t)$.

$v_c(t)$: fase do sinal de saída do filtro passa-baixas (FPB), sem componentes de alta frequência.

2.3 Blocos funcionais

Detector de fase: A função de um detector de fase/frequência em um circuito *phase-locked loop* é fornecer um sinal de erro com base na diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída do VCO [53].

Filtro passa-baixas: a filtragem da tensão de erro que sai do PD geralmente é realizada por um FPB. A saída do PD consiste de uma componente de variação lenta sobreposta a uma componente de variação rápida. Um FPB é usado para filtrar componentes de frequência mais alta, pois eles não são desejados como entrada para o VCO. O bloco de filtro executa um dos processos mais importantes na determinação do desempenho da malha [23].

Oscilador controlado por tensão: é um componente oscilante cuja fase é controlada pela tensão aplicada a ele, cuja frequência de saída é idealmente uma função linear de sua tensão de controle, v_c , que é gerada pelo PD geralmente após passar por um filtro passa-baixas. Todos as malhas de sincronismo de fase empregam um elemento oscilador com capacidade de frequência variável.

2.4 Princípio de operação do PLL.

A fase do sinal de entrada do circuito PLL é comparada com o sinal de fase do bloco do VCO. O sinal de saída do PD é seleccionada à diferença de fase entre os dois sinais de entrada mencionados. No bloco seguinte, o sinal é filtrado por um filtro passa-baixas, que é conectado à entrada do bloco oscilador controlado por tensão. A tensão de controle do VCO muda a frequência reduzindo a diferença de fase entre o sinal de entrada e o oscilador local.

Quando a malha está sincronizada, a tensão de controle é tal que a frequência do VCO é exatamente igual à frequência média do sinal de entrada. Contudo que a diferença inicial entre o sinal de entrada e o VCO não seja muito grande, o PLL, depois de decorrido algum tempo, sincroniza com o sinal de entrada..

Esse período de aquisição de frequência é denominado tempo de aquisição "*pull-in time*". O tempo de aquisição pode ser muito grande ou muito pequeno, dependendo da largura de banda do PLL. A largura de banda de um PLL depende das características de seus componentes principais, a saber: o detector de fase, o filtro e o oscilador controlado por tensão.

2.5 Margem de captura e retenção.

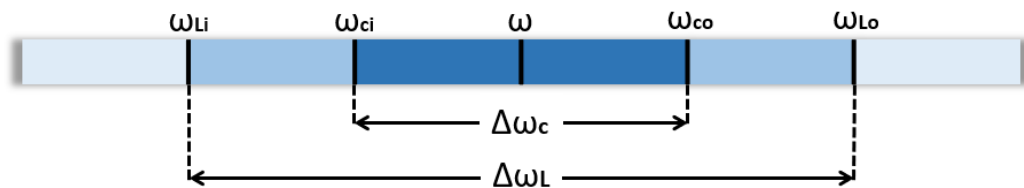
O principal objetivo dos PLLs é gerar um sinal com amplitude fixa e na mesma frequência do sinal que recebe, dentro de uma determinada margem.

Para sinais com frequências muito altas ou muito baixas, fora da faixa de frequência de operação, o PLL emite um sinal de saída com uma tensão correspondente à do regime de operação como se estivesse trabalhando com a frequência central (w)[10].

Quando as frequências de entrada e saída têm o mesmo valor ($w_i = w_o$), diz-se que o PLL está sintonizado, operando dentro da faixa de retenção, (*lock-in range*) (Δw_L).

Existe outra faixa, chamada faixa de captura, (*capture range*), (Δw_C), a qual o PLL é capaz de sincronizar [35]. A faixa de captura é menor do que a faixa de retenção, e ambas são mostradas na Figura 2.2.

Figura 2.2: Faixa de captura e retenção.



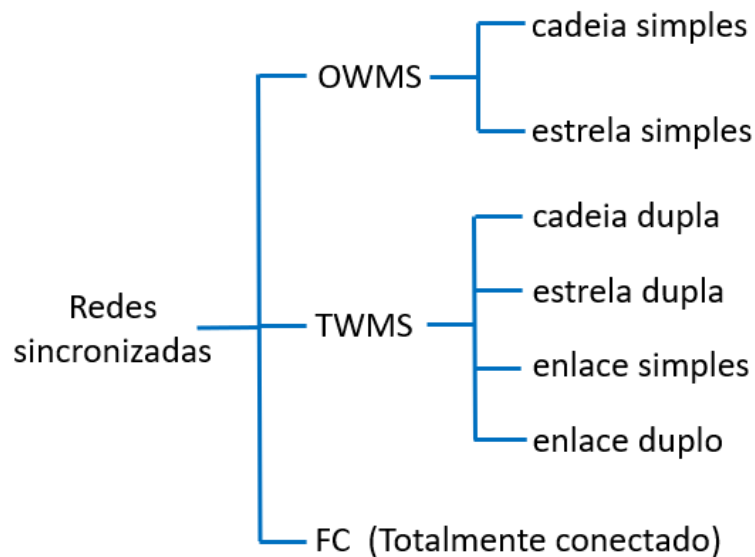
Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6 Topologias dos *phase-locked loop*

Para realizar um estudo aprofundado sobre os *phase-locked loop*, é necessário conhecer o seu funcionamento interno, os modelos matemáticos que regem o seu comportamento, e também é muito importante estudar as diferentes topologias para compreender o que acontece com a distribuição do sinal do relógio, seja em um grupo de dispositivos geograficamente isolado ou concentrado.

Conseqüentemente, com o exposto, é apresentado um diagrama simples (Figura 2.3) com as topologias dos *Phase-Locked Loop* que serão objeto de estudo neste trabalho.

Figura 2.3: Topologias dos *Phase-Locked Loop*.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.1 Topologia OWMS

Em topologias OWMS (do inglês *One Way Master-Slave*), o nó mestre controla a base de tempo dos nós escravos na rede. Esses nós escravos têm uma base de tempo que depende exclusivamente da base de tempo do nó mestre.

2.6.1.1 OWMS cadeia simples

Na configuração OWMS cadeia simples (Figura 2.4), o nó mestre (M) envia a base de tempo para o segundo nó (S_1), que é configurado na função do nó escravo, ao mesmo tempo, ele envia o sinal para o terceiro nó (S_2), e dessa forma o processo de transmissão do sinal é repetido até atingir o último nó escravo (S_n) conectado nesta configuração. Cada nó escravo é representado por um PLL, que recebe o sinal de saída do VCO do nó anterior como um sinal de entrada, o qual é afetado por um certo retardo de tempo devido à propagação do sinal na rede [16] [38].

Figura 2.4: Topologia OWMS cadeia simples.

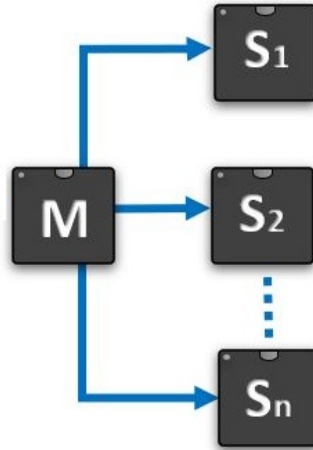


Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.1.2 OWMS estrela simples

Na configuração OWMS estrela simples (Figura 2.5), o nó mestre (M) envia a base de tempo para todos os nós escravos, do nó 2 (S_1) ao nó N (S_n), simultaneamente. Cada nó é representado por um PLL, que recebe como sinal de entrada o sinal de saída VCO do nó mestre M . Nessa configuração, cada nó pode ser afetado por um certo atraso de tempo devido ao efeito da transmissão do sinal [38].

Figura 2.5: Topologia OWMS estrela simples.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

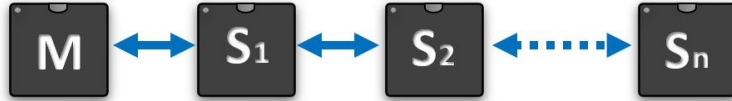
2.6.2 Topologia TWMS

Nas topologias TWMS, o nó mestre possui uma base de tempo que depende de seu oscilador local e da base de tempo dos demais nós da rede. A base de tempo dos nós escravos depende de vários outros nós [38].

2.6.2.1 TWMS cadeia dupla

Na conexão TWMS (do inglês *Two-Way Master-Slave*) cadeia dupla (Figura 2.6), o nó mestre M tem sua própria base de tempo de um oscilador local preciso, após realizar uma operação de ponderação entre o sinal local e o sinal de relógio que recebe do nó 2 (S_1) por realimentação, ele envia o referido sinal para nó 2 (S_1). Em cada nó, a operação de ponderação para extração da base de tempo é realizada considerando dois sinais: um sinal que vem do nó anterior e o sinal do relógio do próximo nó na sequência, obtido por realimentação. O último nó (S_n) só recebe o sinal de relógio do nó anterior na sequência [8].

Figura 2.6: Topologia TWMS cadeia dupla.

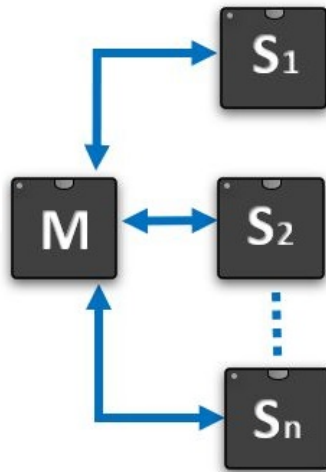


Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.2.2 TWMS estrela dupla

Na conexão TWMS estrela dupla (Figura 2.7), o nó mestre M tem sua própria base de tempo proveniente de um oscilador local preciso e, simultaneamente, envia para todos os nós escravos (S_k) um sinal obtido a partir de uma operação de ponderação entre o sinal local e os sinais recebidos dos nós escravos (S_k) por meio de realimentação.

Figura 2.7: Topologia TWMS estrela dupla.



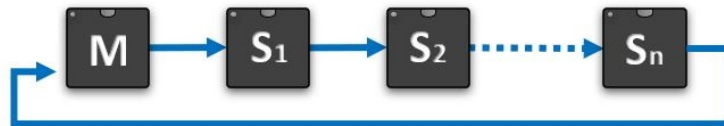
Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.2.3 TWMS enlace simples

Na conexão TWMS enlace simples (Figura 2.8), o nó M tem sua própria base de tempo extraída de um oscilador local preciso. O nó mestre M envia ao nó escravo (S_1) um sinal obtido a partir de uma operação de ponderação entre seu sinal local de tempo e o sinal de relógio recebido do último nó escravo (S_n) por realimentação. Os nós escravos extraem sua base de tempo realizando uma operação de ponderação considerando só o sinal recebido do

nó anterior na rede. O último nó escravo na rede envia seu sinal para o nó mestre.

Figura 2.8: Topologia TWMS enlace simples.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.2.4 TWMS enlace duplo

Na conexão TWMS enlace duplo (Figura 2.9), o nó mestre M tem sua própria base de tempo de um oscilador local preciso, após realizar uma operação de ponderação entre o sinal local e os sinais de relógio que recebe dos nós escravos (S_1) e (S_n) por meio de realimentação, ele envia o referido sinal para o nó 2 (S_1). Cada nó escravo funciona como um nó mestre para o nó que o segue em sequência. A operação de ponderação para extração da base de tempo é realizada considerando dois sinais: um sinal que vem do nó anterior, que tem a função de mestre local para o nó que está realizando a operação, e o sinal do relógio do próximo nó na sequência, obtida por realimentação. O último nó (S_n) extrai sua base de tempo realizando uma operação de ponderação entre os sinais que recebe do nó mestre M e do nó que o precede (S_{n-1}).

Figura 2.9: Topologia TWMS enlace duplo.

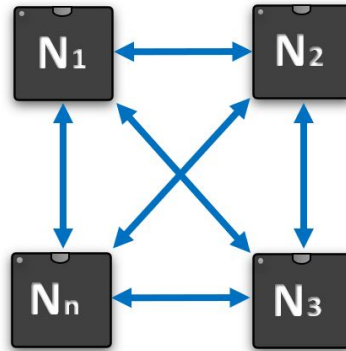


Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.6.3 Topologia FC

Na conexão *Fully-Connected* (Figura 2.10), todos os nós estão conectados entre si, nenhum funciona como um nó mestre. É possível que a base de tempo de um nó específico seja a combinação de fases de quaisquer outros nós da rede.

Figura 2.10: Topologia FC.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

2.7 Aplicações gerais dos PLLs

Devido aos avanços da tecnologia, os PLLs podem ser facilmente encontrados como circuitos integrados, o que os torna muito acessíveis tanto para a indústria quanto para o desenvolvimento de aplicações para o setor doméstico. A principal função dos PLLs é rastrear a fase entre dois sinais diferentes e fazer com que eles se sincronizem, o que torna seu uso em ambientes de modulação e demodulação de frequência muito versátil. Eles são amplamente utilizados em computadores, rádio, telecomunicações e inúmeras aplicações eletrônicas [11]. Algumas das aplicações mais gerais dos PLLs são:

- Demodulador FM. A demodulação FM é uma forma de recuperar o sinal modulado do sinal FM. Se tomarmos como exemplo um sinal de áudio que passou por um processo de modulação FM, o sinal resultante é um sinal de frequência modulada. No modulador FM existe um sinal portador com o qual ele será modulado, tal que: conforme a tensão do sinal modulante aumenta até a tensão de pico, a frequência do sinal portador aumenta até um valor máximo, e conforme a tensão diminui, a frequência diminui. Portanto, para obter o sinal de áudio inicial, o sinal FM deve ser demodulado pela demodulação FM [14].

- Recuperação do sinal do relógio. Em sistemas de transmissão serial de alta velocidade, é necessário conhecer a frequência e a fase do sinal para identificar corretamente os símbolos. Porém, nem sempre é possível confiar nesses valores, principalmente na fase, devido aos diversos fenômenos que podem afetar a transmissão de dados, sendo possível optar pela utilização de PLLs que operem com uma frequência de referência aproximada, que deve

ser constante, independentemente das distâncias. Os PLLs permitem que os dados sejam sincronizados com a frequência de referência, alinhando a fase do sistema [33].

- Sintetizadores de frequência.

Sintetizadores de frequência são usados em equipamentos de radiofrequência, desde transmissores e receptores "bluetooth" simples, roteadores "Wi-Fi" e telefones celulares até sistemas de comunicação de alto desempenho, conexões de satélite e semelhantes [50].

- Reconstituição de Sinais.

Uma aplicação interessante do PLL é a reconstituição ou filtragem de sinais corrompidos por ruído de fase, frequência aleatória ou flutuações de fase denominadas "*jitter*", que podem ser causadas por intermodulação com ruído ou por um fenômeno acidental de modulação de fase ou frequência.

Um exemplo dessa reconstituição ocorre em gravações em meio digital em que um PLL pode ser utilizado para reconstruir o relógio a partir da frequência flutuante, isso devido ao fato de a velocidade de reprodução apresentar variações devidas a fenômenos eletromecânicos, essas variações são transferidas para o sinal na forma de "*jitter*", por meio de flutuações na reconstrução do relógio, sendo consideravelmente reduzidas [20].

- Detecção coerente de AM.

PLLs podem ser usados para detecção coerente de AM. Nesse tipo de aplicação, os PLLs são usados para gerar o sinal do oscilador coerente para a detecção do produto de um sinal AM. A detecção coerente é obtida multiplicando o sinal modulado por um tom da mesma frequência e fase da portadora e extraindo, por filtragem, o sinal de banda base resultante [34].

Capítulo 3

Redes mestre-escravos

3.1 Introdução

Ao concluir o estudo de alguns dos conceitos teóricos mais importantes sobre os PLLs, percebemos que uma atenção deve ser dada ao estudo de suas diferentes topologias, uma vez que são essas topologias que permitem que diferentes configurações de PLLs sejam usados em inúmeras aplicações. Alguns estudiosos dos PLLs refletiram em seus artigos [29] os possíveis usos das várias topologias existentes, algumas delas são:

- Sincronismo de processadores digitais de sinais [15].
- Sincronização de conversores em sistemas de geração distribuídas [24].
- Sincronismo de dispositivos para o georreferenciamento de imagens digitais [48].
- Distribuição de sinais de relógio em uma rede para fins de controle e execução de comandos em horários específicos [38].
- Sincronismo entre fontes em sistemas de distribuição de energia [44].
- Sincronização de dispositivos presentes em sistemas de comunicação ótica [41].
- Sincronização de dispositivos de recepção de sinais GPS para uso e desenvolvimento de aplicações aeroespaciais [46].
- Sincronização de sistemas de atuação de válvulas CCAT (Corrente Contínua Alta Tensão) presentes na produção de oxigênio e hidrogênio [27].

- Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica [49].
- Sincronização vertical-horizontal e entre feixes de cores em aparelhos de TV [42] [52].

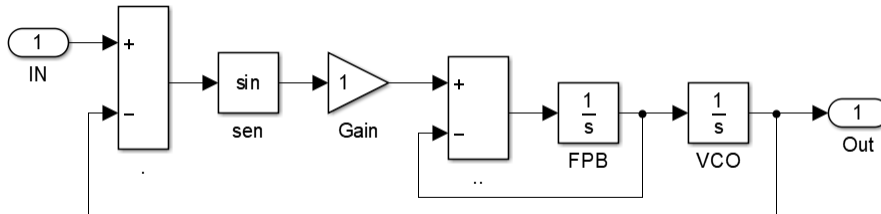
Desde a década de 1960, muitos desses aplicativos fazem parte de processos que influenciam e facilitam o nosso dia-a-dia.

Para o estudo da distribuição de sinais de relógio é necessário considerar uma equivalência à sincronização mútua entre vários dispositivos osciladores, de acordo com as topologias implementadas [18].

3.2 Nó único

Ao estudar as topologias dos PLLs, percebe-se a presença de uma estrutura principal, que é a base de todas as topologias existentes. Essa estrutura é conhecida como PLL clássico ou básico (Figura 3.1), cujo projeto é responsável por sincronizar o sinal emitido por outros nós $v_i(t)$, que é recebido pelo PD, com o sinal local $v_o(t)$, vindo do VCO [29].

Figura 3.1: Diagrama em blocos do PLL básico.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Numa segunda etapa, o filtro passa-baixas (FPB) elimina componentes de alta frequência do sinal $v_d(t)$ vindos da saída PD, que é um sinal proporcional ao seno da diferença de fase entre $v_o(t)$ e $v_i(t)$, gerando assim o sinal de controle $v_c(t)$, que ajusta o sinal $v_o(t)$ que é gerado pelo VCO.

Para estabelecer uma relação entre a fase $\phi_o(t)$ do sinal local $v_o(t)$ e a fase $\phi_i(t)$ do sinal de entrada para o PD $v_i(t)$, derivamos as equações que descrevem o comportamento do PLL básico. O valor do sinal de fase $\phi_i(t)$ varia com as diferentes topologias, pois contém informações sobre os outros nós da rede.

Existe uma dependência da fase do VCO $\phi_o(t)$ com o sinal de saída do PD $v_i(t)$, que é expresso pela equação:

$$\dot{\phi}_o = K_0 \cdot v_d. \quad (3.1)$$

em que:

K_0 é o ganho do VCO;

$v_d = K_d \cdot \sin(\phi_i - \phi_o)$, K_d é o ganho do PD.

A função de transferência do filtro passa-baixas, utilizado neste estudo, é dada pela expressão:

$$F(s) = \frac{1}{RCs + 1}. \quad (3.2)$$

em que R e C são unidades de resistência e capacitância, respectivamente [36].

As definições $\mu_1 = \frac{1}{RC}$ e $\mu_2 = K_o \cdot K_d$ implicam que ambos os termos têm unidades de frequência.

Portanto, a dinâmica do PLL pode ser expressa por:

$$\ddot{\phi} + \mu_1 \cdot \dot{\phi} = \mu_1 \cdot \mu_2 \cdot \sin(\phi_i - \phi_o). \quad (3.3)$$

Ao normalizar as equações, o tempo t pode ser substituído por

$$\tau = \mu_1 \cdot t. \quad (3.4)$$

fazendo $G = \frac{\mu_2}{\mu_1}$, e levando em consideração que os pontos indicam a ordem das derivadas em relação a τ , pode-se modificar a equação 3.3 e expressá-la como:

$$\phi'' + \phi' = G \cdot \sin(\phi_i - \phi_o). \quad (3.5)$$

Como a notação usada na equação 3.5 é um pouco complicada, a partir de agora a notação a ser usada é a notação da equação 3.6, levando em consideração que a derivada é em relação a tau (τ) e não a (t).

$$\ddot{\phi} + \dot{\phi} = G \cdot \sin(\phi_i - \phi_o). \quad (3.6)$$

Em consequência do que foi exposto, a equação dinâmica do PLL é de ordem $N+1$, sendo N a ordem do filtro de acordo com [5] [17] [36].

É muito importante notar que como o tempo foi normalizado conforme a equação 3.4, a unidade de medida de tempo é u , unidades de tempo. Todas as simulações feitas neste trabalho consideram u como medida de tempo.

3.3 Modelos matemáticos topologias *OWMS*

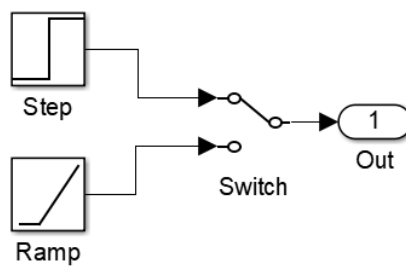
Nas topologias *OWMS*, os modelos matemáticos do nó mestre e dos vários nós escravos que compõem o sistema estão vinculados com o nó mestre enviando sua própria base de tempo para os nós escravos, sem receber realimentação de um ou mais dos nós escravos. As configurações pertencentes à topologia *OWMS* que são analisadas a seguir são: *OWMS* cadeia simples e *OWMS* estrela simples.

3.3.1 Modelo matemático *OWMS*: nó mestre

Nas topologias *OWMS*, o nó mestre é representado pelo primeiro nó e denotado por M . A fase do nó mestre é dada pela equação 3.7, em que ω_M é a frequência de operação livre do nó mestre e Ω_M representa o desvio da fase do nó mestre, durante sua operação [38].

$$\phi_1 = \omega_M(t) + \Omega_M(t). \quad (3.7)$$

Figura 3.2: Diagrama em blocos do nó mestre nas topologias *OWMS*.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.3.2 Modelo matemático *OWMS*: cadeia simples

A equação 3.8 representa o modelo matemático genérico para a configuração *OWMS* cadeia simples, que estabelece uma relação entre a fase do nó atual

$\phi_j(t)$ e a fase do nó anterior, atrasada no tempo, devido ao efeito da propagação do sinal $\phi_{j-1}(t-T_{j,j-1})$. O parâmetro G_j é o valor de ganho associado ao detector de fase de cada nó escravo.

$$\ddot{\phi}_j(t) + \dot{\phi}_j(t) = G_j \cdot \sin[\phi_{j-1}(t - T_{j,j-1}) - \phi_j(t)]. \quad (3.8)$$

O sistema a ser analisado aqui é composto por um nó mestre e três nós escravos, cuja dinâmica é representada pela equação 3.9, na qual se pode observar claramente que a dinâmica de cada nó é afetada pela fase do nó que o precede e um certo atraso no tempo provocado pelo efeito da propagação do sinal em uma rede de nós geograficamente distribuídos.

$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{2,1}) - \phi_2(t)]; \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin[\phi_2(t - T_{3,2}) - \phi_3(t)]; \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin[\phi_3(t - T_{4,3}) - \phi_4(t)]. \end{cases} \quad (3.9)$$

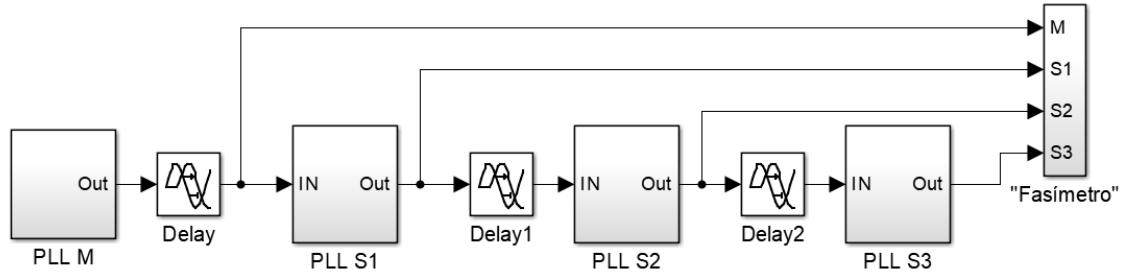
3.3.3 Simulações do modelo OWMS: cadeia simples

Uma rede de distribuição de tempo foi simulada na configuração OWMS cadeia simples (Figura 3.3) com 4 nós, sendo 1 nó mestre e 3 nós escravos. O diagrama em blocos do nó mestre é mostrado na Figura 3.4. Os nós escravos possuem um diagrama que corresponde ao PLL básico (Figura 3.1)

A simulação foi realizada usando a *ToolBox Simulink* de MATLAB R2015a. Cada topologia foi implementada de acordo com suas equações diferenciais dinâmicas. Cada nó é representado por um PLL de segunda ordem, com ganho de malha unitário.

A rede foi simulada levando-se em consideração tempos de $0.3u$ [38], que é equivalente a valores em tempo real de propagação do sinal em redes de distribuição de sinais de relógio.

Figura 3.3: Diagrama em blocos OWMS cadeia simples



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.3.4 OWMS cadeia simples: resposta ao degrau

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que equivale a um degrau, de forma que envia esse sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia OWMS cadeia simples.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.4), os erros de fase (Figura 3.5 e Figura 3.7) e as frequências (Figura 3.6 e Figura 3.8) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.4: OWMS cadeia simples: fases locais para um degrau.

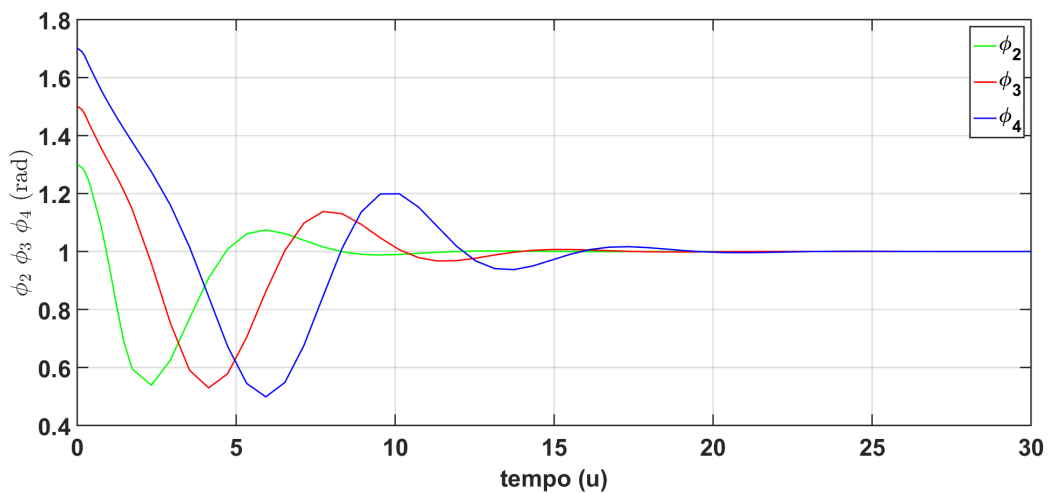


Figura 3.5: OWMS cadeia simples: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

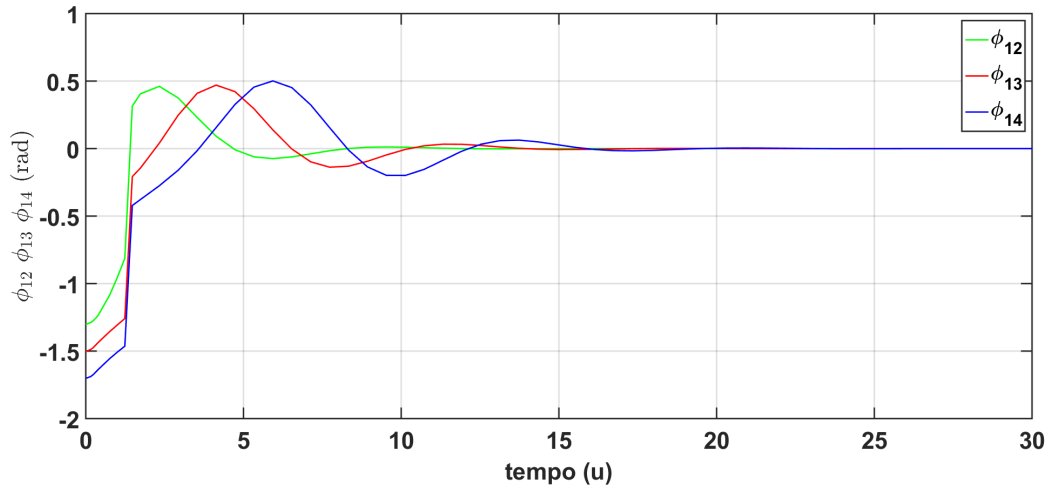


Figura 3.6: OWMS cadeia simples: erros de frequência $M-S$: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

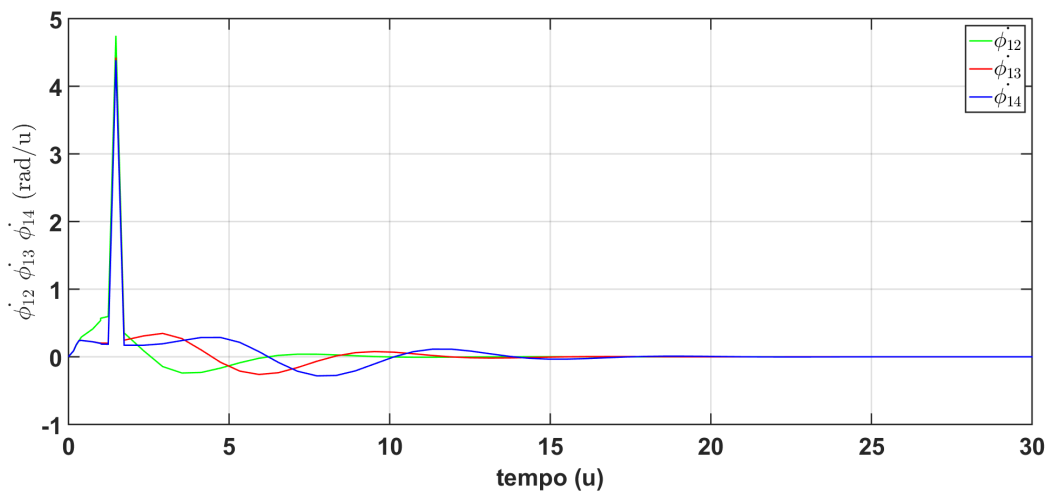
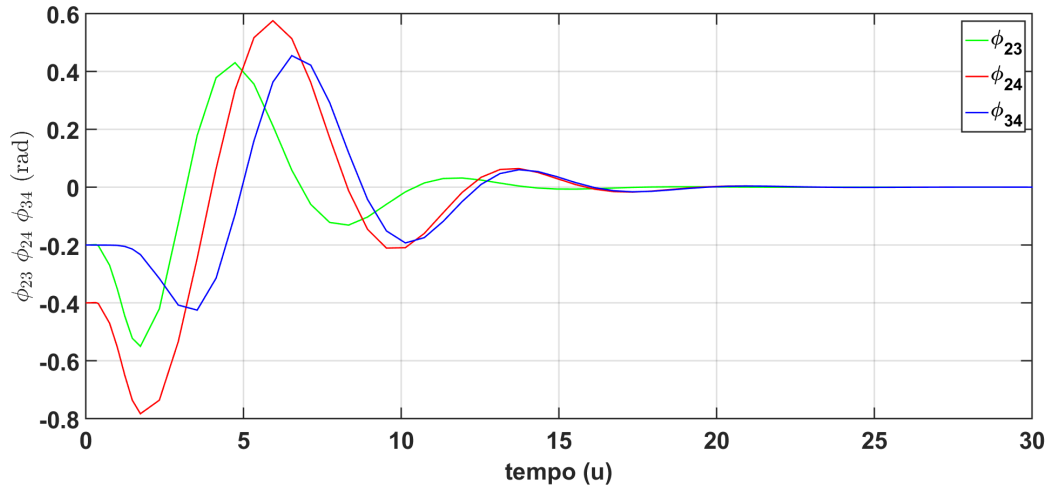
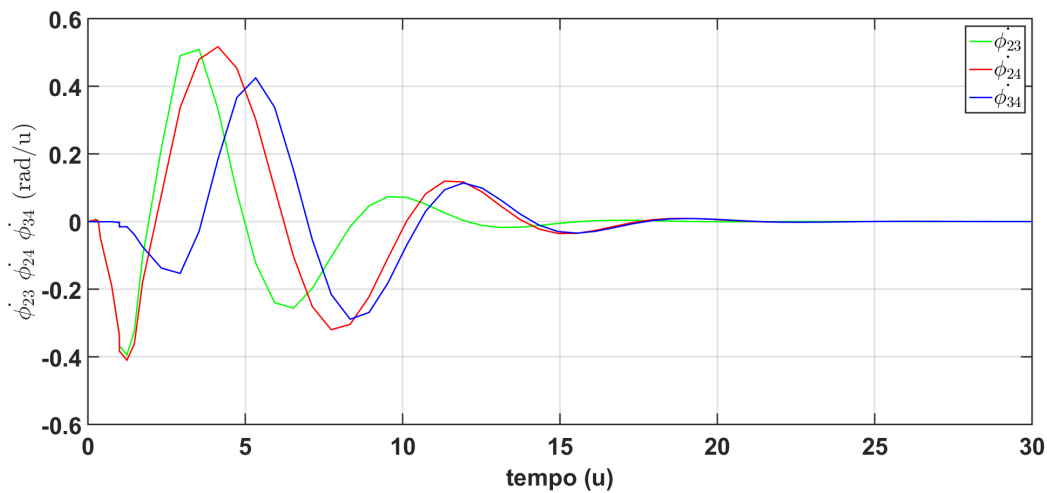


Figura 3.7: OWMS cadeia simples: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.Figura 3.8: OWMS cadeia simples: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.

A topologia de cadeia simples na configuração do nó mestre como degrau, sincroniza tanto em fase quanto em frequência em um período de tempo relativamente curto que não ultrapassa $20u$. Quanto ao comportamento das fases locais dos nós escravos, pode-se dizer que apresenta oscilações de amplitudes muito pequenas, mas os sinais se estabilizam no valor desejado, que é o valor

da fase do nó mestre. O sistema não apresenta erros de fase ou frequência que tendem a zero em regímen permanente.

3.3.5 OWMS cadeia simples: resposta à rampa

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), que equivale a uma rampa, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia OWMS cadeia simples.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.9), os erros de fase (Figura 3.10 e Figura 3.12) e as frequências (Figura 3.11 e Figura 3.13) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.9: OWMS cadeia simples: fases locais para uma rampa.

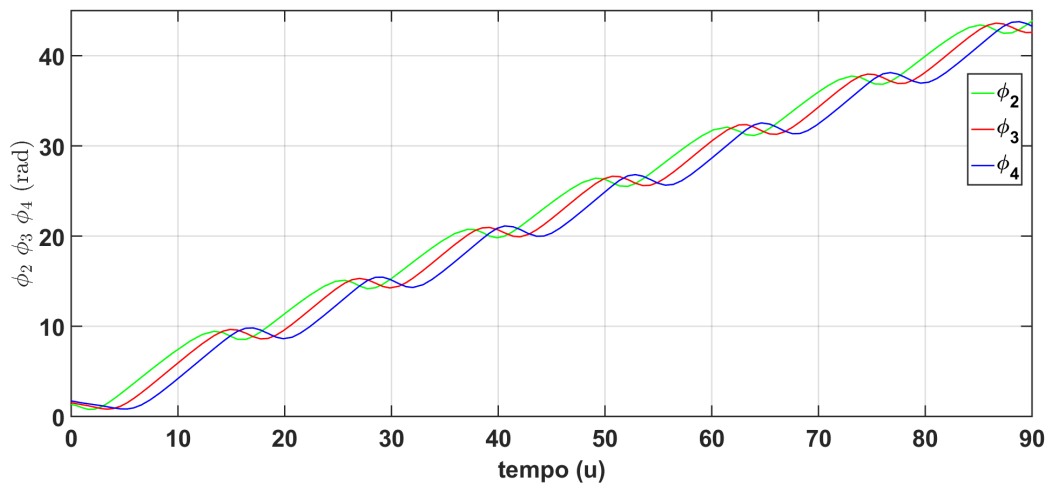


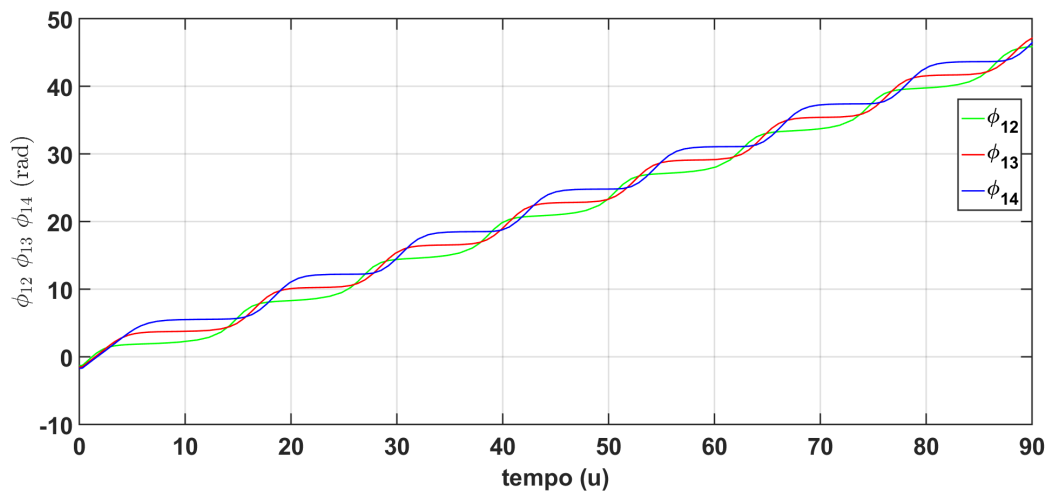
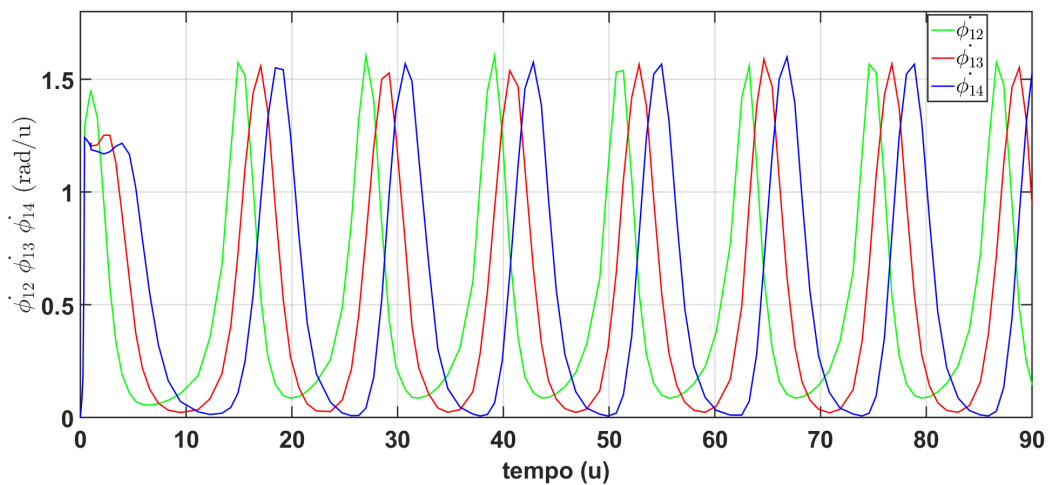
Figura 3.10: OWMS cadeia simples: erros de fase M - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.Figura 3.11: OWMS cadeia simples: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

Figura 3.12: OWMS cadeia simples: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

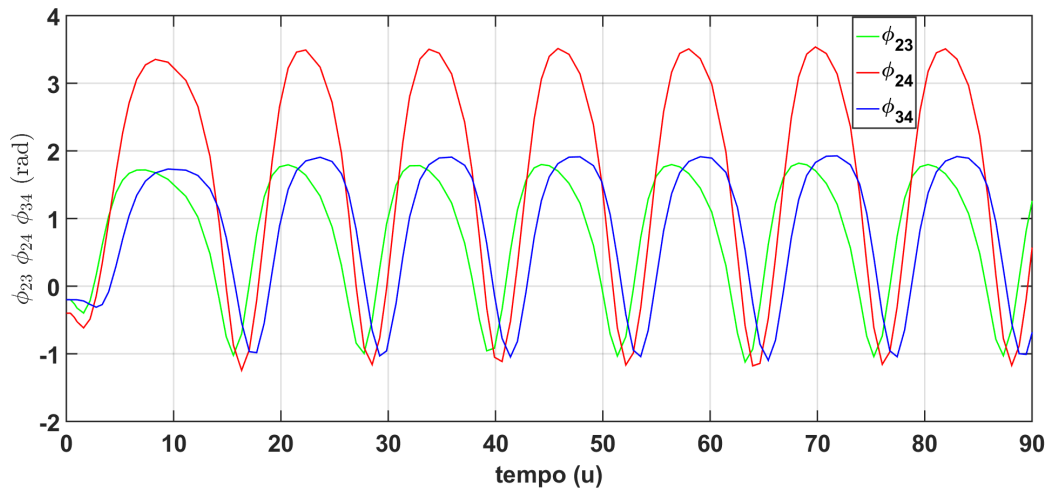
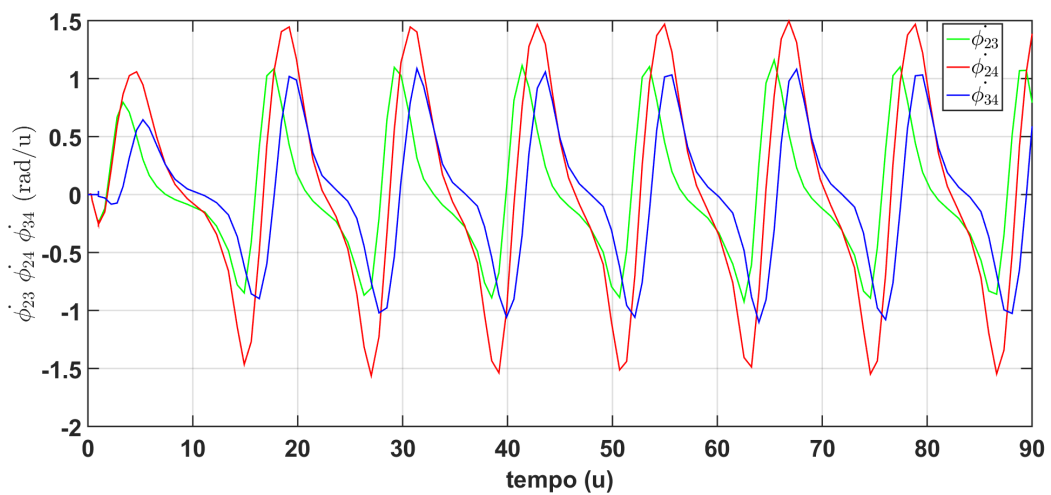


Figura 3.13: OWMS cadeia simples: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia cadeia simples com o nó mestre configurado como rampa, os sinais de fase locais dos nós escravos não podem atingir estabilidade, o valor das fases aumenta constantemente. A rede apresenta erros de fase e frequência diferentes de zero, observando-se oscilações de período constantes tanto nos sinais correspondentes aos erros de fase com valores positivos que

tendem ao infinito, quanto erros de frequência que oscilam periodicamente entre valores positivos maiores que zero e menores que $1,7rad/u$.

3.3.6 Modelo matemático OWMS: estrela simples

Usando a equação 3.10, um sistema baseado na topologia OWMS estrela simples pode ser modelado matematicamente com tantos nós escravos quantos forem necessários, estabelecendo assim uma relação entre o sinal de fase de cada nó escravo $\phi_j(t)$ e o sinal de fase emitido pelo nó mestre $\phi_1(t - T_{j,1})$ com atraso no tempo devido ao efeito de propagação do sinal entre o nó mestre e cada um dos nós escravos que compõem o sistema. O parâmetro G_j é o valor de ganho associado ao detector de fase de cada nó escravo.

$$\ddot{\phi}_j(t) + \dot{\phi}_j(t) = G_j \cdot \sin[\phi_1(t - T_{j,1}) - \phi_j(t)] \quad (3.10)$$

Neste caso, a dinâmica de um sistema com um nó mestre e três nós escravos é descrita pela equação 3.11, que estabelece uma relação direta entre o nó mestre e cada um dos nós escravos. Nenhum dos nós escravos influencia o comportamento dos outros nós escravos no sistema.

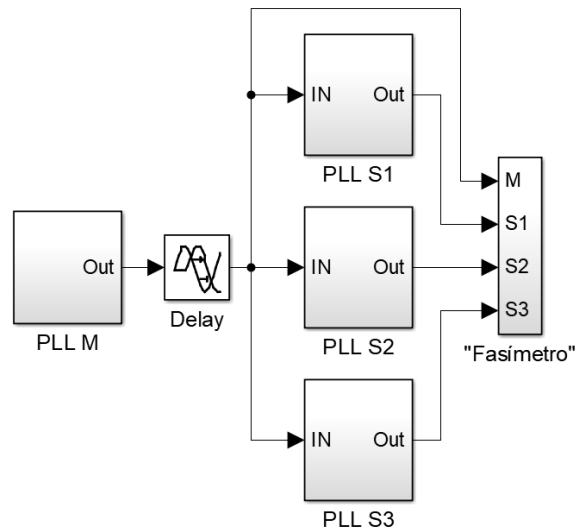
$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{2,1}) - \phi_2(t)] \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{3,1}) - \phi_3(t)] \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{4,1}) - \phi_4(t)] \end{cases} \quad (3.11)$$

3.3.7 Simulações do modelo: OWMS estrela simples.

Foi implementada uma rede de distribuição de tempo, topologia OWMS na configuração estrela simples (Figura 3.14), que possui 1 nó mestre e 3 nós escravos, totalizando 4 nós. Os diagramas de bloco de todos os nós nesta configuração correspondem aos da configuração de topologia OWMS cadeia simples.

Os tempos de atraso são $0.3u$ [38], sendo consistentes com os tempos reais de propagação do sinal.

Figura 3.14: Diagrama em blocos OWMS estrela simples.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.3.8 OWMS estrela simples: resposta ao degrau

Para analisar o comportamento da rede: evolução das fases locais (Figura 3.15), erros de fase (Figura 3.16 e Figura 3.18) e frequência (Figura 3.17 e Figura 3.19), o nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que é equivalente para um degrau. Esse sinal, emitido pelo nó mestre, é enviado aos nós escravos conectados à rede na configuração estrela simples.

Figura 3.15: OWMS estrela simples: fases locais para uma degrau.

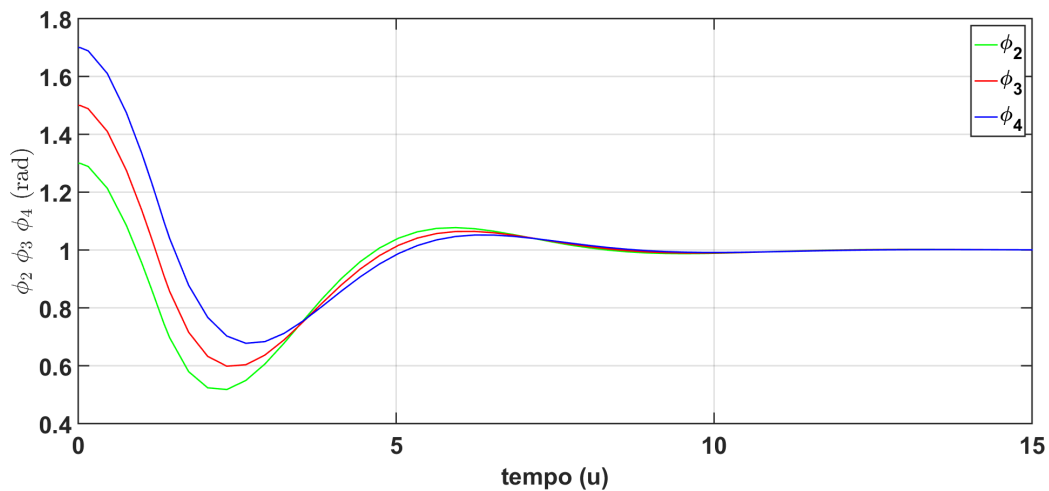


Figura 3.16: OWMS estrela simples: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

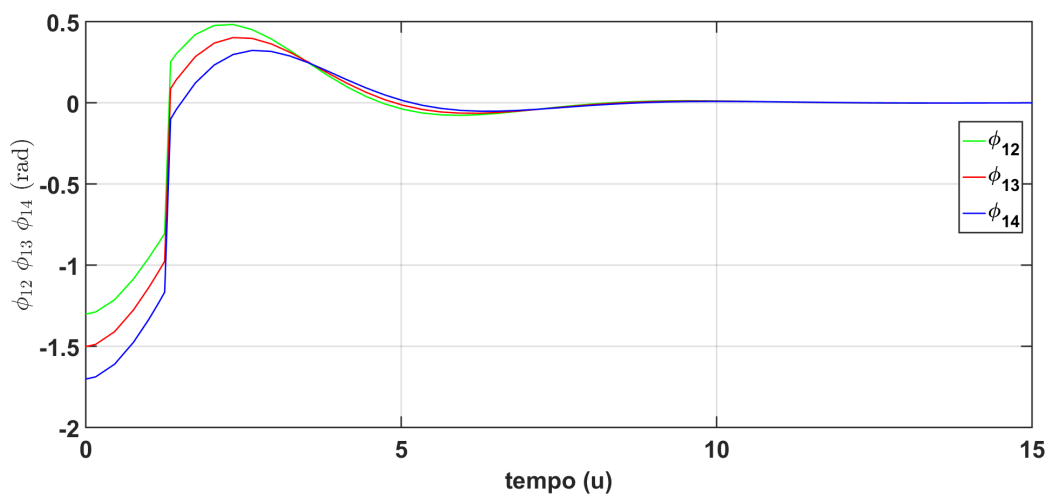


Figura 3.17: OWMS estrela simples: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

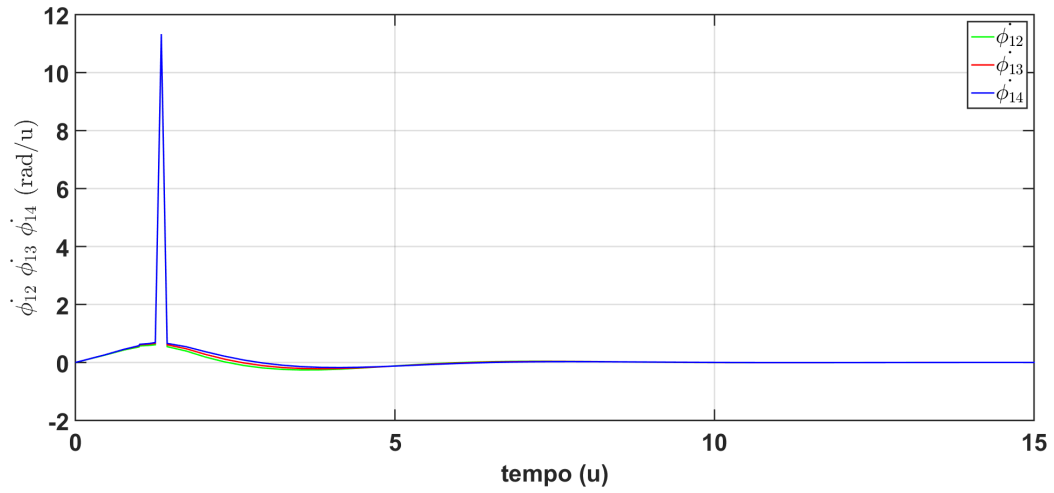


Figura 3.18: OWMS estrela simples: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

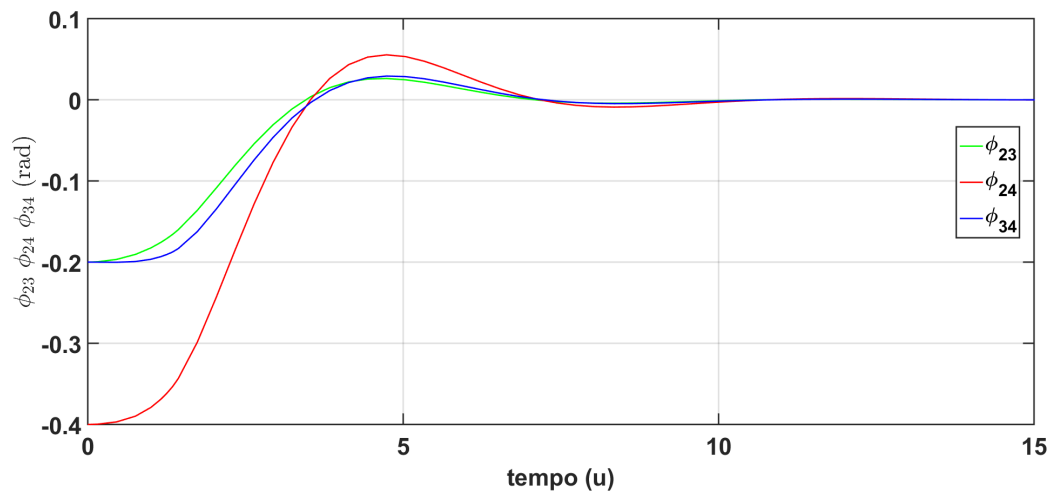
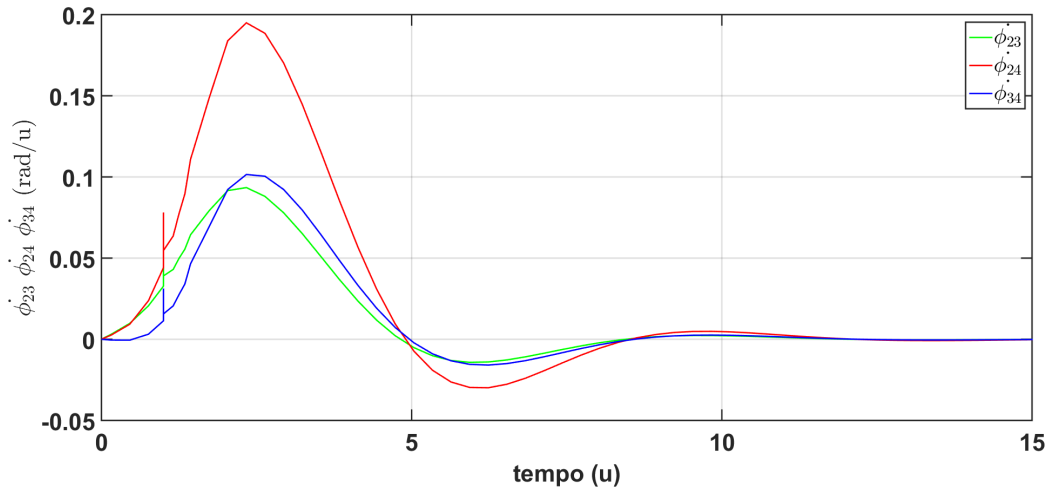


Figura 3.19: OWMS estrela simples: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



A topologia estrela simples na configuração do nó mestre como degrau, os sinais de fase sincronizam tanto em fase quanto em frequência em um período de tempo muito curto que não ultrapassa $10u$. Quanto ao comportamento das fases locais dos nós escravos, pode-se dizer que apresenta oscilações de amplitudes muito pequenas, mas os sinais se estabilizam no valor desejado, que é o valor da fase do nó mestre. O sistema apresenta erros de fase e frequência iguais a zero.

3.3.9 OWMS estrela simples: resposta à rampa

Para estimular a rede com rampa, o nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), enviando esse sinal para os nós escravos conectados à rede.

Os gráficos correspondentes à evolução no tempo das fases locais (Figura 3.20), os erros de fase (Figura 3.21 e Figura 3.23) e as frequências (Figura 3.22 e Figura 3.24) são apresentados na continuação.

Figura 3.20: OWMS estrela simples: fases locais para uma rampa.

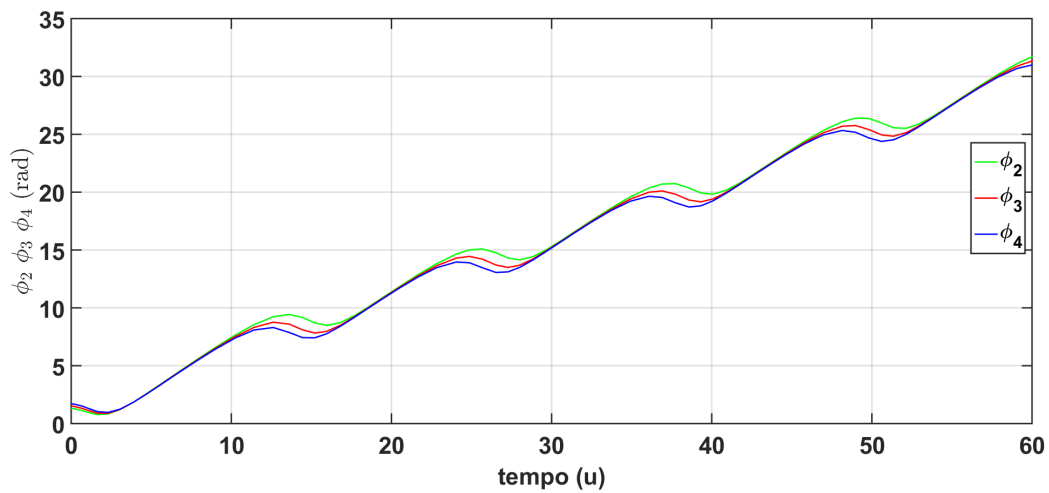
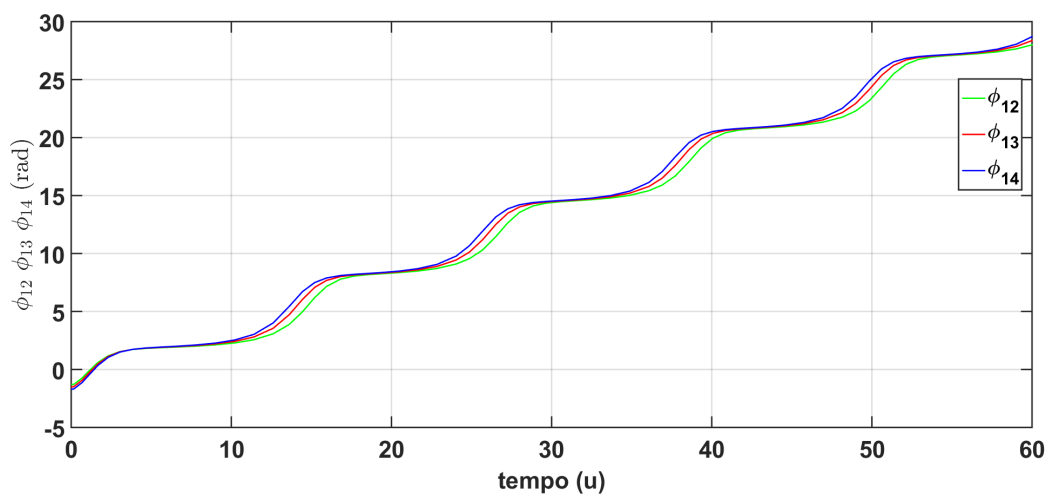
Figura 3.21: OWMS estrela simples: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

Figura 3.22: OWMS estrela simples: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

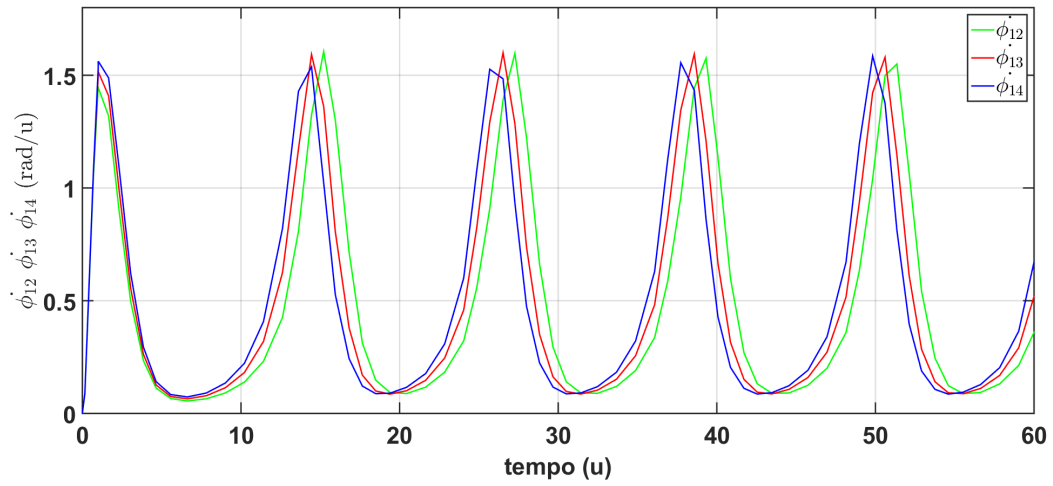


Figura 3.23: OWMS estrela simples: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

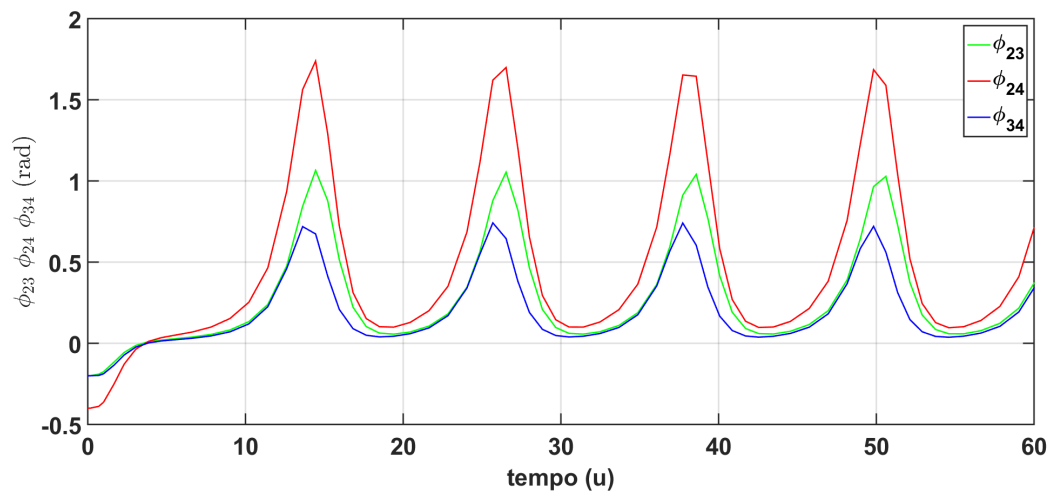
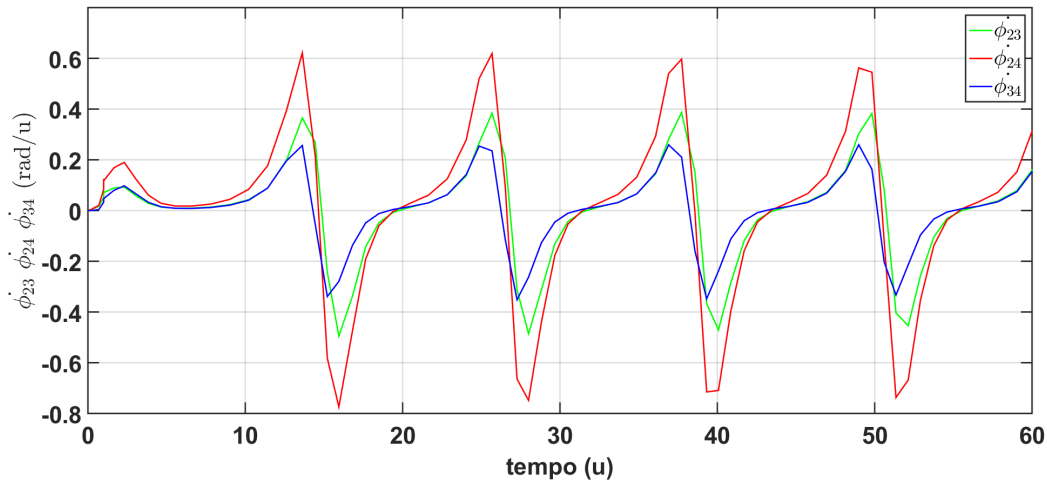


Figura 3.24: OWMS estrela simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia estrela simples com o nó mestre configurado como rampa, os sinais de fase locais dos nós escravos não podem atingir estabilidade, o valor das fases aumenta constantemente.

A rede apresenta erros de fase e frequência diferentes de zero entre o nó mestre e os nós escravos, observando oscilações de período constantes tanto nos sinais correspondentes aos erros de fase, com valores positivos que tendem ao infinito e uma diferença de fase muito pequena, mas os erros de frequência oscilam periodicamente entre valores positivos maiores que zero e menores que $1,6\text{rad}/u$.

Erros de fase e frequência entre nós escravos também exibem oscilações de período constante. Os erros de fase têm valores de pico máximos que atingem $1,7\text{rad}$ e os erros de frequência oscilam entre $0,6\text{rad}/u$ e $-0,8\text{rad}/u$.

3.4 Modelos matemáticos topologias *Two-Way Master-Slave*

Uma das características peculiares da topologia TWMS é que a dinâmica do nó mestre varia dependendo da configuração implementada.

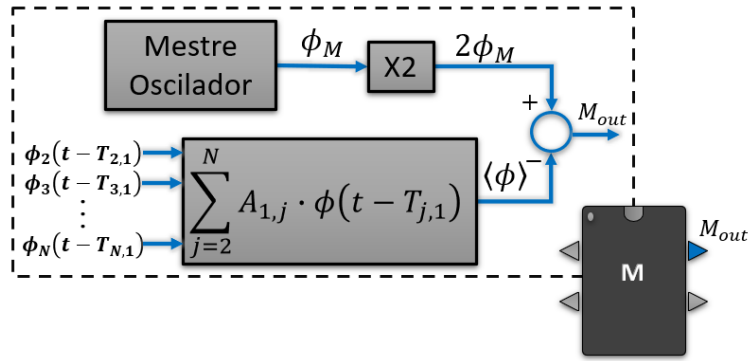
Para essa topologia, o nó mestre gera um sinal que depende do seu próprio sinal de relógio e do sinal emitido pelos nós escravos, que por vezes pode ser de

apenas um dos nós escravos, como é o caso da configuração do TWMS enlace simples, ou em outras configurações, como TWMS estrela dupla, podem ser de todos os nós escravos que compõem o sistema.

3.4.1 Modelo matemático TWMS nó mestre

Na topologia TWMS, o nó mestre possui um modelo matemático diferente para cada configuração. O diagrama na Figura 3.25 mostra, de forma esquemática, os diferentes modelos matemáticos nos quais a dinâmica do nó mestre pode ser expressa.

Figura 3.25: Modelo de nó mestre nas topologias TWMS.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

O sinal de saída do nó mestre que é enviado aos nós escravos é a combinação da fase do sinal local de alta precisão do próprio nó mestre com a fase dos sinais recebidos dos nós escravos, que são representados no diagrama como $\phi_j(t - T_{j,1})$, sendo $T_{j,1}$ o tempo de propagação do sinal entre o nó mestre e o respectivo nó escravo.

Consequentemente, a dinâmica da fase do sinal de saída do nó mestre é dada por:

$$\phi_1(t) = 2 \cdot \phi_M(t) - \sum_{j=2}^N A_{1,j} \cdot \phi_j(t - T_{j,1}). \quad (3.12)$$

em que:

ϕ_M é a fase do sinal local de alta precisão combinada com as fases dos sinais vindos dos nós escravos;

ϕ_j é a fase do sinal dos nós escravos, $\forall j = 2, 3, \dots, N$;

$A_{M,j}$ é a matriz de pesos, normalizados para $\sum_{j=2}^N A_{1,j} = 1$.

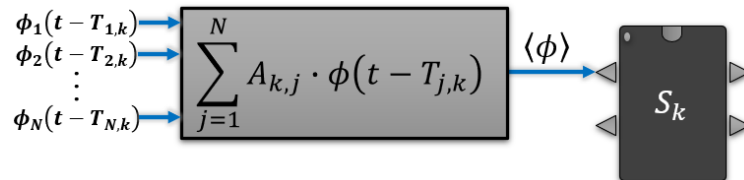
De acordo com a topologia, os valores dos pesos $A_{1,j}$ são:

- Cadeia dupla:
 - $A_{1,2} = 1$
 - $A_{1,j} = 0; \forall j = 3, 4, \dots, N$
- Estrela dupla:
 - $A_{1,j} \neq 0; \forall j = 3, 4, \dots, N$
 - $\sum_{j=2}^N A_{1,j} = 1$
- Enlace simples:
 - $A_{1,2} = 1$
 - $A_{1,j} = 0; \forall j = 2, 3, \dots, N - 1$
- Enlace duplo:
 - $A_{1,2} \neq 0; A_{1,N} \neq 0; A_{1,2} + A_{1,N} = 1$
 - $A_{1,j} = 0; \forall j = 3, 4, \dots, N - 1$

3.4.2 Modelos matemáticos: TWMS nós escravos

A dinâmica dos nós escravos em topologias TWMS pode ser modelada dependendo da configuração desejada, adaptando alguns parâmetros. O diagrama 3.26 mostra, de forma esquemática, os diferentes modelos matemáticos nos quais a dinâmica do nó escravo S_k pode ser expressa.

Figura 3.26: Modelo genérico dos nós escravos nas topologias TWMS.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

A fase do sinal de entrada do nó escravo S_k , $\langle\phi\rangle$ depende do sinal de saída dos nós anteriores, e pode ser expressa por:

$$\langle\phi\rangle = \sum_{j=1}^N A_{k,j} \cdot \phi_j(t - T_{j,k}). \quad (3.13)$$

sendo $T_{j,k}$ o tempo de propagação do sinal entre o nó escravo e os nós anteriores, e $A_{k,j}$ a matriz dos pesos normalizados para $\sum_{j=1}^N A_{k,j} = 1$.

Conseqüentemente, a dinâmica dos nós escravos é dada por:

$$\ddot{\phi}_k(t) + \dot{\phi}_k(t) = G_k \cdot \sin[\langle\phi\rangle - \phi_k(t)]. \quad (3.14)$$

De acordo com a topologia, os valores dos pesos $A_{1,j}$ são:

- Cadeia dupla:
 - Para os nós k de 2 a $N-1$:
 - * $A_{k,k+1} \neq 0; A_{k,k-1} \neq 0; A_{k,k+1} + A_{k,k-1} = 1$
 - * $A_{k,j} = 0; \forall j \neq k+1 \vee k-1$
 - Para o nó N :
 - * $A_{N,N-1} = 1$
 - * $A_{N,j} = 0; \forall j \neq N-1$
- Estrela dupla:
 - $A_{1,k} = 1$
 - $A_{j,k} = 0; j \neq 1$
- Enlace simples:
 - $A_{k,k-1} = 1$
 - $A_{k,j} = 0; j \neq k-1$
- Enlace duplo:
 - Para os nós k de 2 a $N-1$:
 - * $A_{k,k+1} \neq 0; A_{k,k-1} \neq 0; A_{k,k+1} + A_{k,k-1} = 1$
 - * $A_{k,j} = 0; \forall j \neq k+1 \vee k-1$
 - Para o nó N :
 - * $A_{N,N-1} \neq 0; A_{N,1} \neq 0; A_{N,N-1} + A_{N,1} = 1;$
 - * $A_{N,j} = 0; \forall j \neq 1 \vee N-1$

3.4.3 Modelo matemático: TWMS cadeia dupla

O nó mestre na configuração TWMS cadeia dupla gera e envia um sinal para o nó 2 extraído de uma operação de ponderação entre seu próprio sinal de um oscilador local preciso $\phi_1(t)$ e o sinal que recebe do nó 2 por realimentação, $\phi_2(t - T_{2,1})$, atrasado no tempo devido ao efeito de propagação do sinal entre os nós.

A dinâmica do nó mestre para esta configuração pode ser expressa pela equação:

$$\phi_1 = 2 \cdot \phi_1(t) - [\phi_2(t - T_{2,1})]. \quad (3.15)$$

O sistema a ser analisado, cuja dinâmica é representada pela equação 3.16, é composto por um nó mestre e três nós escravos. Cada nó escravo $\phi_j(t)$ recebe um sinal do nó anterior, $\phi_{j-1}(t - T_{j,j-1})$, e do nó sucessor $\phi_{j+1}(t - T_{j,j+1})$, realizando uma operação de ponderação com os sinais de ambos os nós para gerar um sinal de saída, que será enviado ao próximo nó.

O último nó do sistema, $\phi_4(t)$, só recebe um sinal do nó que o precede, $\phi_3(t - T_{3,4})$. Cada sinal recebido de outros nós está atrasado no tempo, $T_{j,j-1}$ ou $T_{j,j+1}$, devido ao efeito da propagação do sinal na rede.

O parâmetro G_j , para $j = 2, 3, 4$, é o valor de ganho associado ao detector de fase de cada nó escravo.

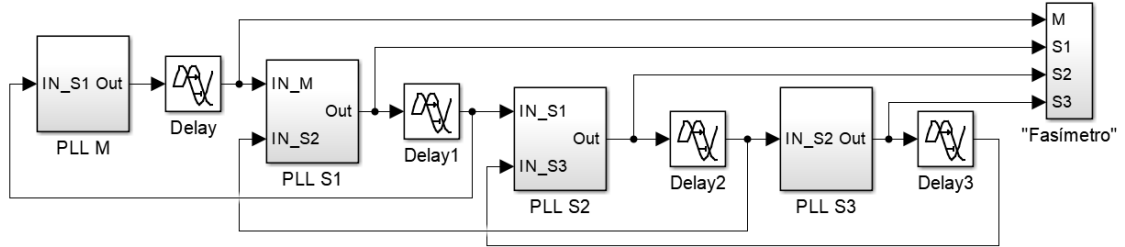
$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin[\frac{1}{2}\phi_1(t - T_{2,1}) + \frac{1}{2}\phi_3(t - T_{3,2}) - \phi_2(t)] \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin[\frac{1}{2}\phi_2(t - T_{3,2}) + \frac{1}{2}\phi_4(t - T_{4,3}) - \phi_3(t)] \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin[\phi_3(t - T_{3,4}) - \phi_4(t)] \end{cases} \quad (3.16)$$

3.4.4 Simulações do Modelo TWMS cadeia dupla

Uma rede TWMS cadeia dupla composta por 4 nós (Figura 3.27), 1 nó mestre (Figura 3.28) e 3 nós escravos foi implementada e simulada, os nós 2 e 3 possuem um diagrama conforme é mostrado na Figura 3.29, o nó 4 possui uma configuração diferente semelhante à mostrada no diagrama do nó básico (Figura 3.1), pois recebe apenas o sinal emitido pelo nó 3.

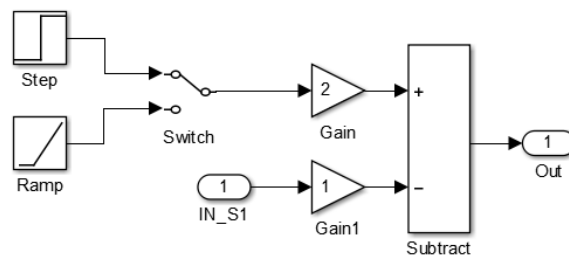
Os tempos de atraso são $0.3u$, sendo consistentes com os tempos reais de propagação do sinal.

Figura 3.27: Diagrama em blocos TWMS cadeia dupla.



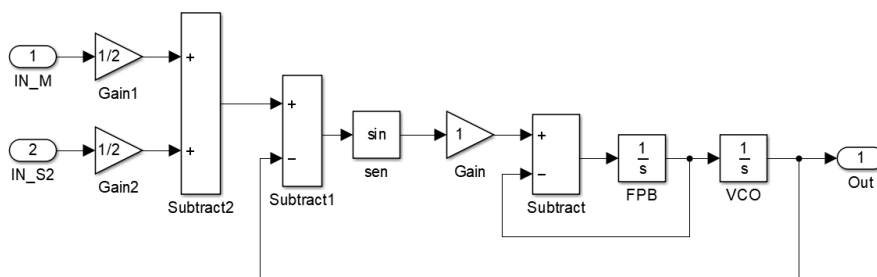
Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.28: Diagrama em sub-blocos PLL M.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.29: Diagrama em sub-blocos PLL S1.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.4.5 TWMS cadeia dupla: resposta ao degrau

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que

equivale a um degrau, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia TWMS cadeia dupla.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.30), os erros de fase (Figura 3.31 e Figura 3.33) e as frequências (Figura 3.32 e Figura 3.34) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.30: TWMS cadeia dupla: fases locais para um degrau.

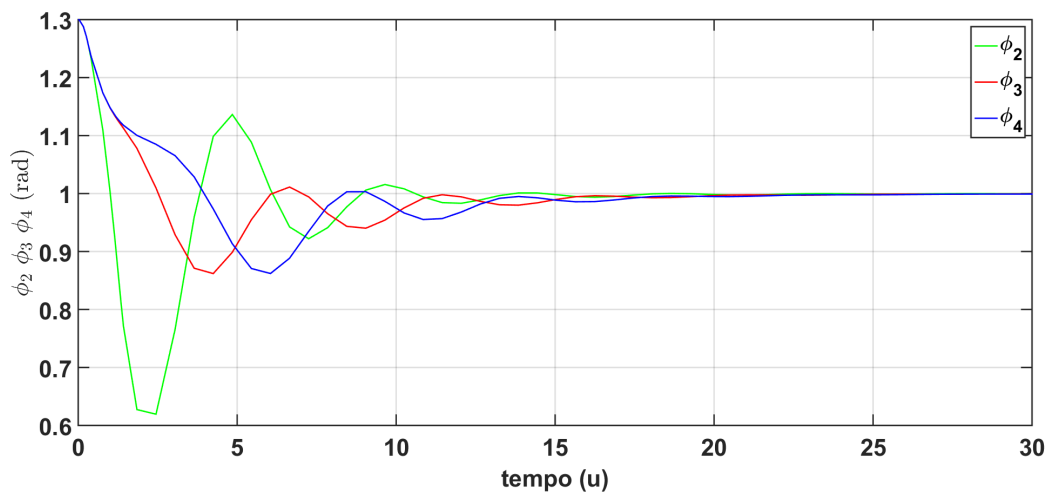


Figura 3.31: TWMS cadeia dupla: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

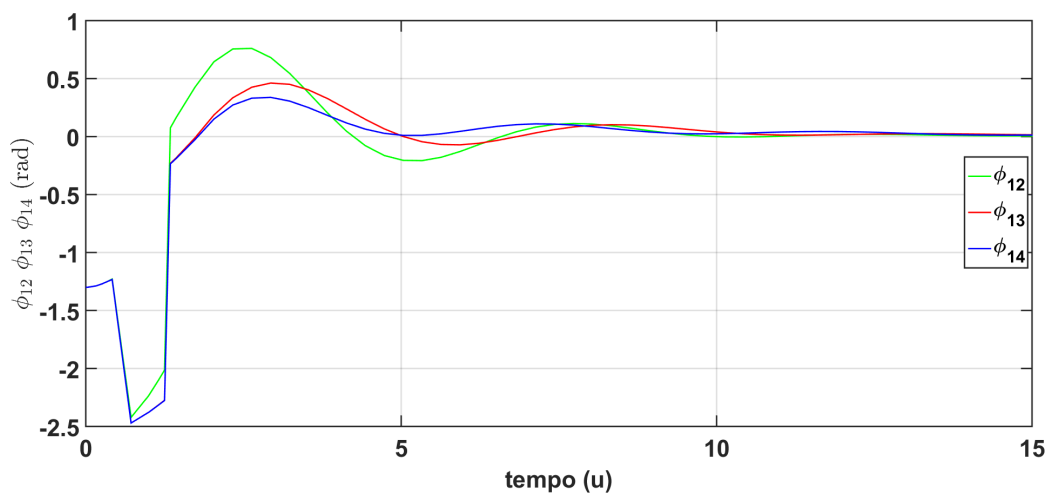


Figura 3.32: TWMS cadeia dupla: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

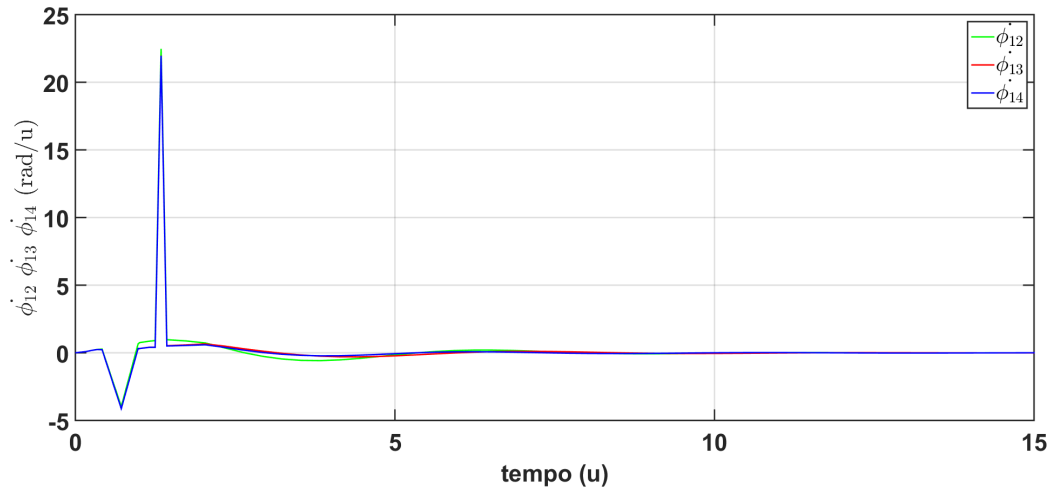


Figura 3.33: TWMS cadeia dupla: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

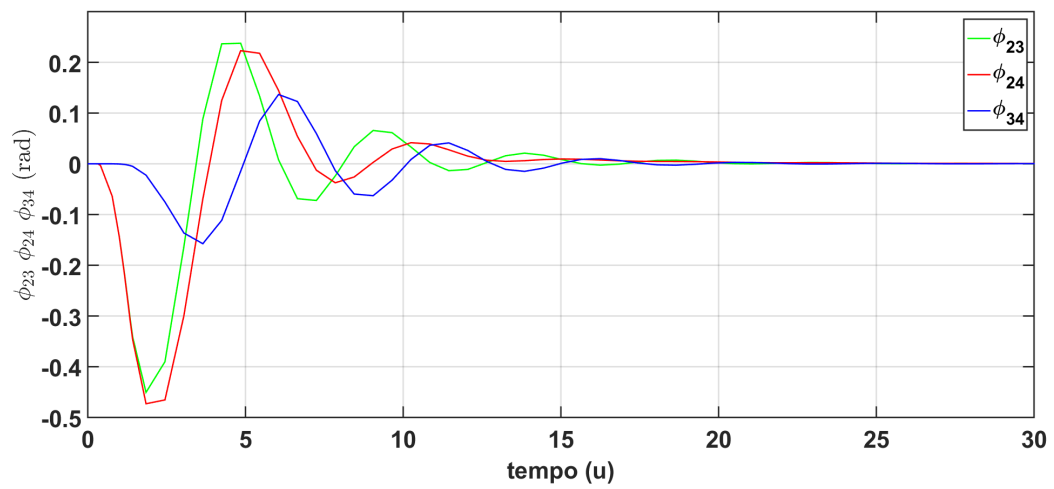
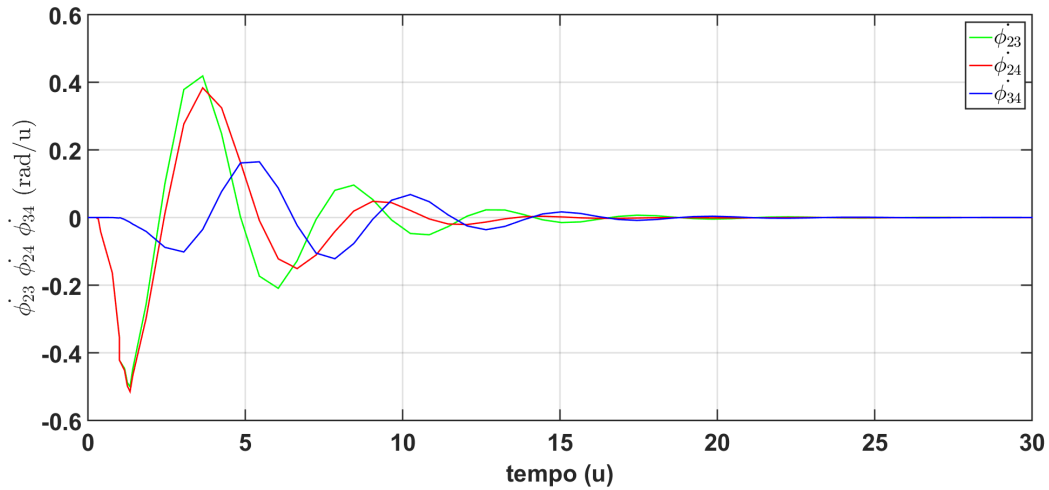


Figura 3.34: TWMS cadeia dupla: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia cadeia dupla, com o nó mestre configurado como degrau, o sinal de fase dos nós escravos sincroniza com a fase do nó mestre, apesar de apresentar algumas oscilações nos primeiros $10u$.

Os erros de fase entre os nós escravos e o nó mestre atingem uma amplitude de 23rad nos primeiros $2u$. Após esse período atinge estabilidade e mantém um erro de fase igual a zero. Os erros de frequência, nos primeiros $20u$, oscilam entre $0,3\text{rad}/u$ e $-0,5\text{rad}/u$ e então se estabilizam em valores de frequência zero.

Os sinais de fase locais dos nós escravos apresentam um comportamento oscilante nos primeiros $20u$, para posteriormente se estabilizarem no valor dado pela fase do nó mestre. Os erros de fase e frequência entre os sinais dos nós escravos se estabilizam em valores nulos após decorridos $20u$, no período de tempo anterior aos $20u$ a rede apresenta erros de fase e frequência que oscilam entre $0,25\text{rad}$ e $-0,48\text{rad}$, e $0,4\text{rad}/u$ e $-0,5\text{rad}/u$ respectivamente .

3.4.6 TWMS cadeia dupla: resposta à rampa

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), que equivale a uma rampa, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia TWMS cadeia dupla.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das

fases locais (Figura 3.35), os erros de fase (Figura 3.36 e Figura 3.38) e as frequências (Figura 3.37 e Figura 3.39) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.35: TWMS cadeia dupla: fases locais para uma rampa

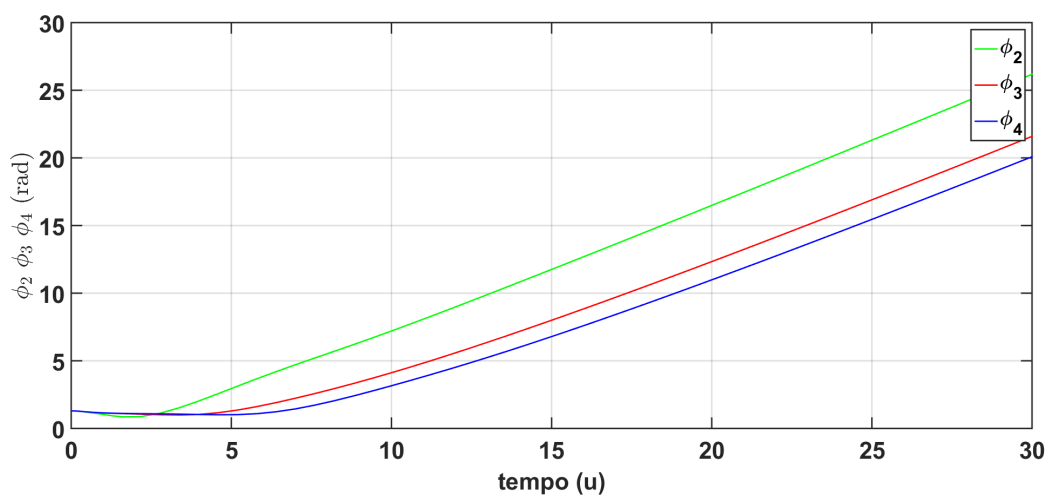


Figura 3.36: TWMS cadeia dupla: erros de fase M-S: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

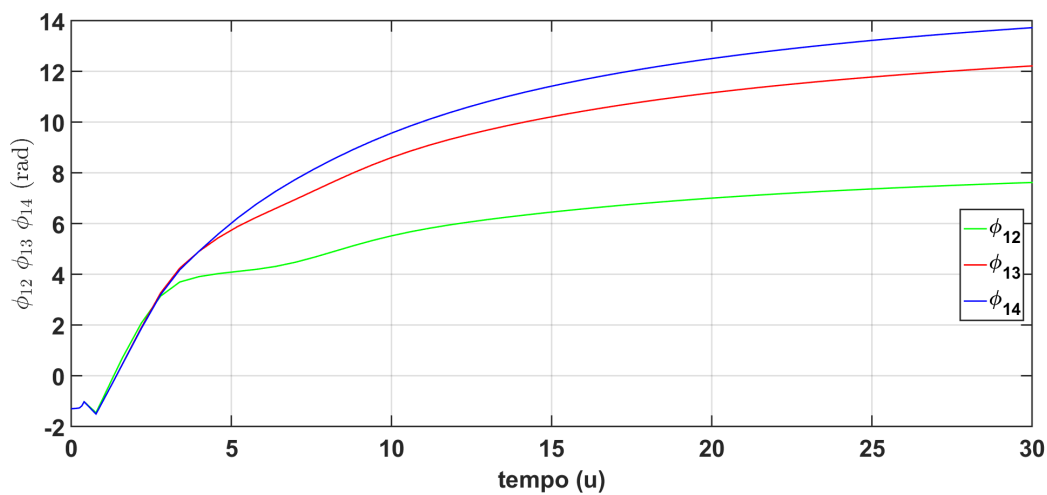


Figura 3.37: TWMS cadeia dupla: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

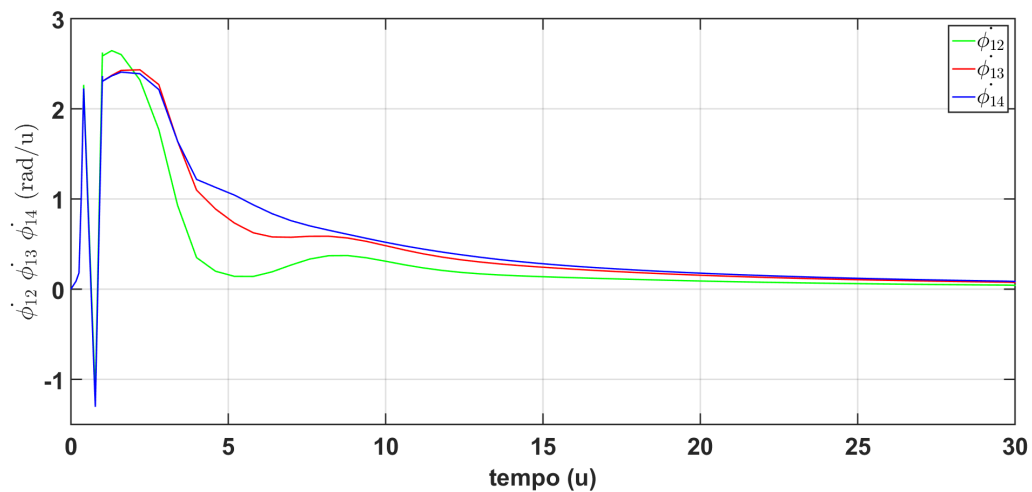


Figura 3.38: TWMS cadeia dupla: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

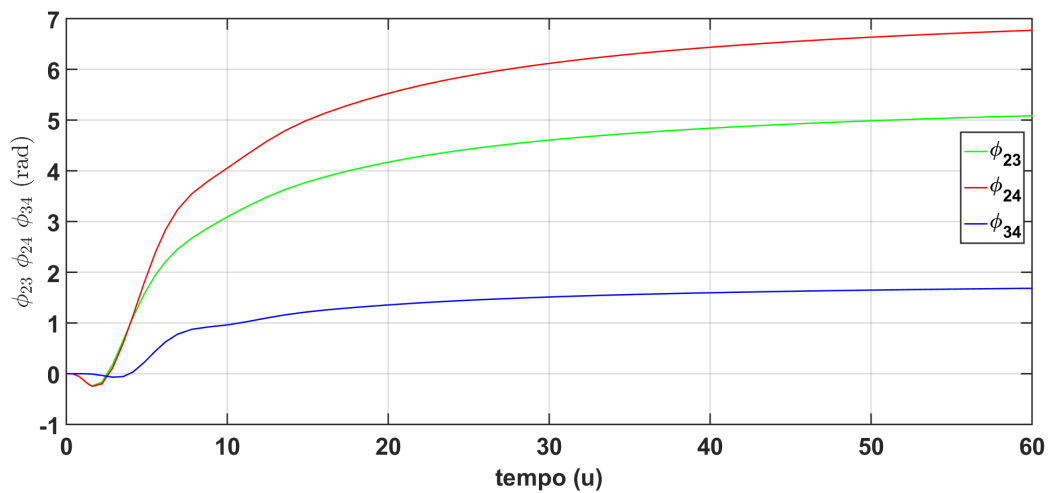
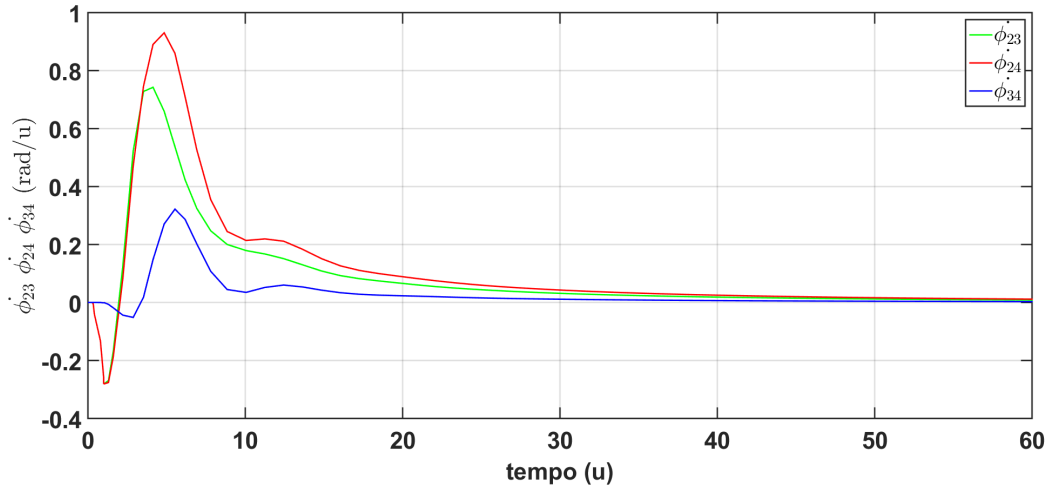


Figura 3.39: TWMS cadeia dupla: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia de cadeia dupla, com o nó mestre configurado como rampa, o sinal de fase dos nós escravos não sincroniza com a fase do nó mestre, eles apresentam um aumento nos valores dos sinais de fase que tende ao infinito.

A rede não pode atingir erros de fase ou erros de frequência zero. Embora os valores de erro de frequência, nos primeiros $5u$, oscilem entre $3rad/u$ e $-1,2rad/u$, então se estabilizam em valores muito pequenos diferentes de zero.

Os sinais de fase dos nós escravos não podem ser sincronizados entre si. Apresentam um comportamento ascendente que tende ao infinito. Os erros de fase entre os sinais dos nós escravos são diferentes de zero e com valores diferentes entre si. A rede apresenta oscilações entre $1rad/u$ e $-0,3rad/u$ nos primeiros $20u$, após este período de tempo, os erros de frequência da rede estabilizam em valores nulos.

3.4.7 Modelo matemático: TWMS estrela dupla

A equação 3.17 representa a dinâmica do nó mestre para um sistema com a configuração TWMS estrela dupla com quatro nós. O sinal enviado pelo nó mestre é o resultado de uma operação de ponderação entre o sinal de um oscilador local preciso $\phi_1(t)$ e os sinais recebidos de todos os nós escravos do sistema, $\phi_j(t - T_{j,1})$ para $j=2, 3$ e 4 , atrasado no tempo devido ao efeito de propagação do sinal entre os nós da rede.

$$\phi_1 = 2 \cdot \phi_1(t) - \left[\frac{1}{3} \phi_2(t - T_{2,1}) + \frac{1}{3} \phi_3(t - T_{3,1}) + \frac{1}{3} \phi_4(t - T_{4,1}) \right] \quad (3.17)$$

A dinâmica dos nós escravos na configuração do TWMS estrela dupla é representada pela equação 3.18. Nessa configuração, todos os nós escravos, $\phi_j(t)$, recebem simultaneamente o sinal emitido pelo nó mestre, $\phi_1(t - T_{j,1})$ para $j=2, 3$ e 4 .

O sinal emitido pelo nó mestre é atrasado no tempo $t - T_{j,1}$ causado pelo efeito da propagação do sinal entre os nós da rede.

O parâmetro G_j , para $j=2, 3$ e 4 , é o valor de ganho associado ao detector de fase de cada nó escravo.

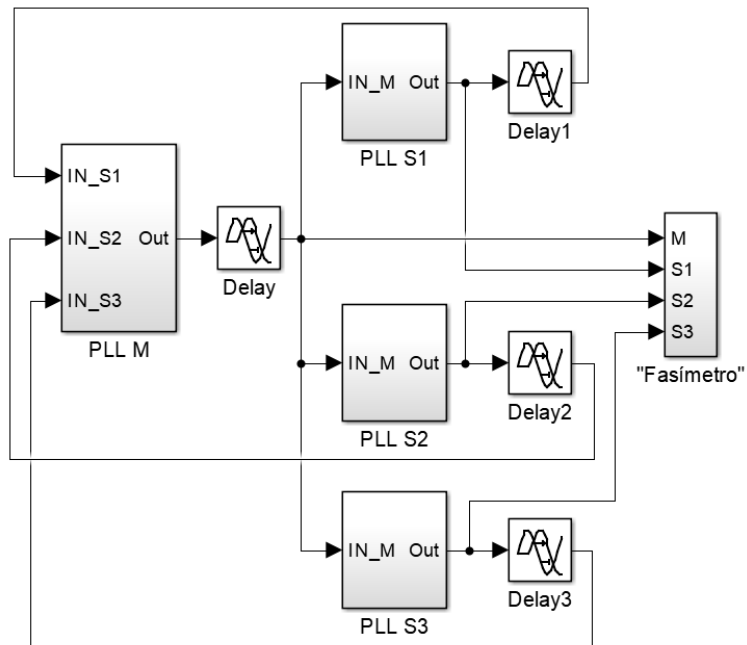
$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{2,1}) - \phi_2(t)] \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{3,1}) - \phi_3(t)] \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{4,1}) - \phi_4(t)] \end{cases} \quad (3.18)$$

3.4.8 Simulações do modelo: TWMS estrela dupla

Foi implementada uma rede de distribuição de sinais de tempo, topologia TWMS na configuração estrela dupla (Figura 3.40), que possui 1 nó mestre (Figura 3.41) e 3 nós escravos, totalizando 4 nós. Os diagramas em blocos de todos os nós escravos nessa configuração correspondem aos do nó básico (Figura 3.1).

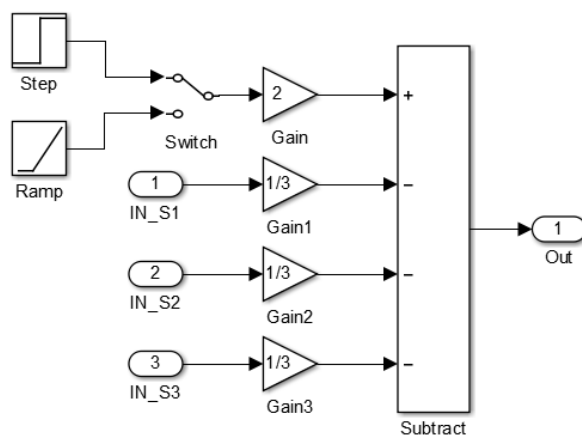
Os tempos de atraso são $0.3u$, sendo consistentes com os tempos reais de propagação do sinal.

Figura 3.40: Diagrama em blocos TWMS estrela dupla



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.41: Diagrama em sub-bloco PLL M



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.4.9 TWMS estrela dupla: resposta ao degrau

Para analisar o comportamento da rede: evolução das fases locais (Figura 3.42), erros de fase (Figura 3.43 e Figura 3.45) e frequência (Figura 3.44 e Figura 3.46), o nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que é equivalente para um degrau. Este sinal emitido pelo nó mestre é enviado aos nós escravos conectados à rede na configuração estrela dupla.

Figura 3.42: TWMS estrela dupla: fases locais para um degrau

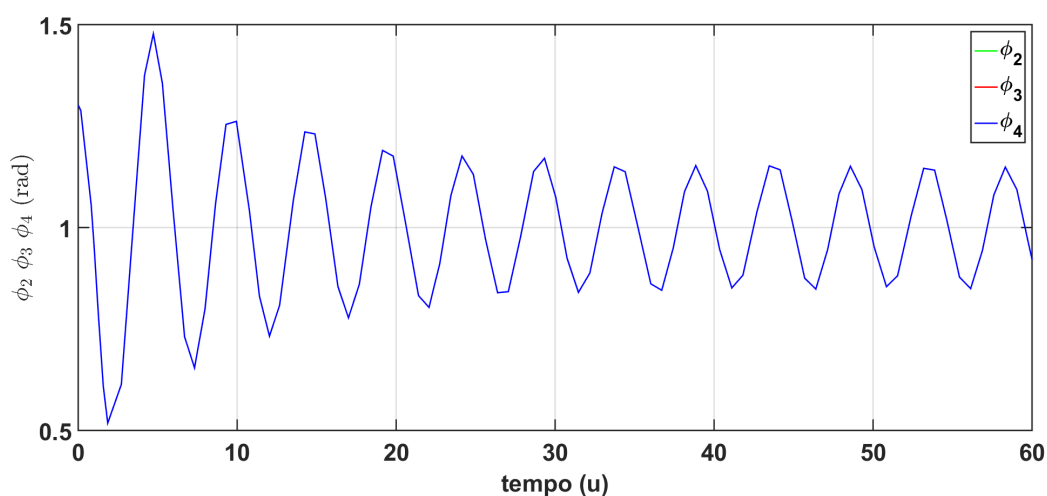


Figura 3.43: TWMS estrela dupla: erros de fase M-S: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

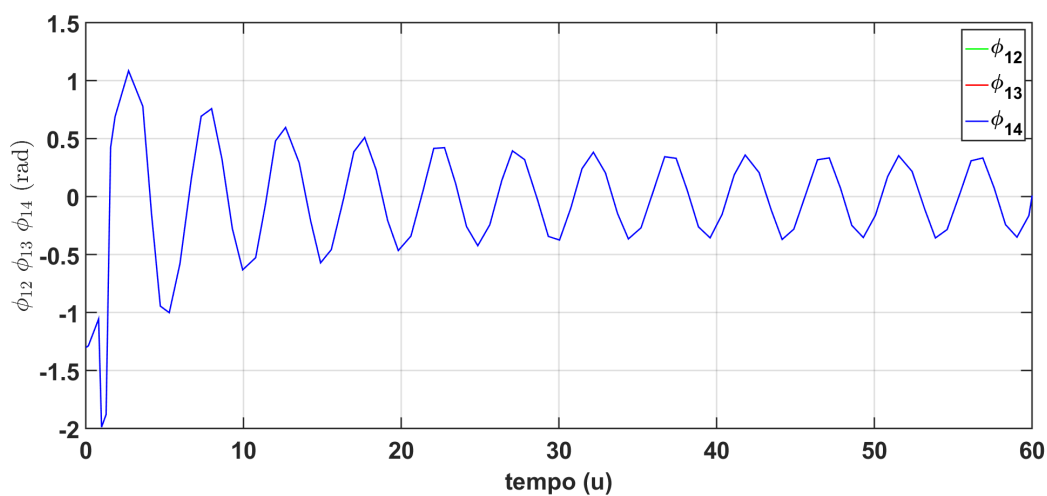


Figura 3.44: TWMS estrela dupla: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

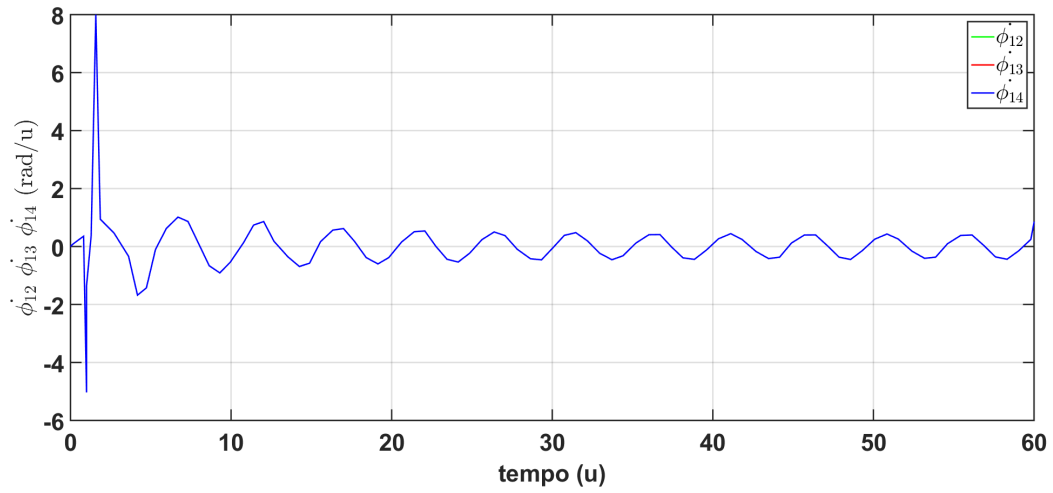


Figura 3.45: TWMS estrela dupla: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

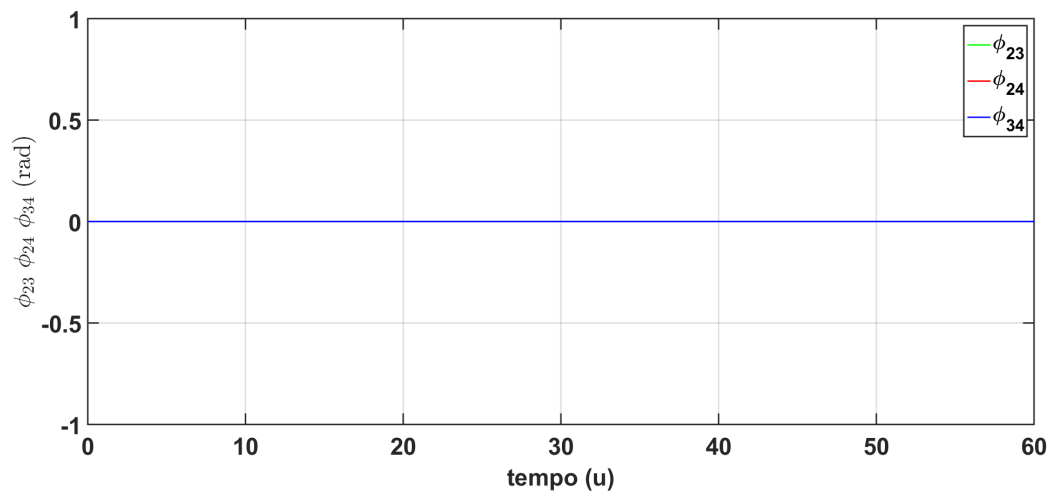
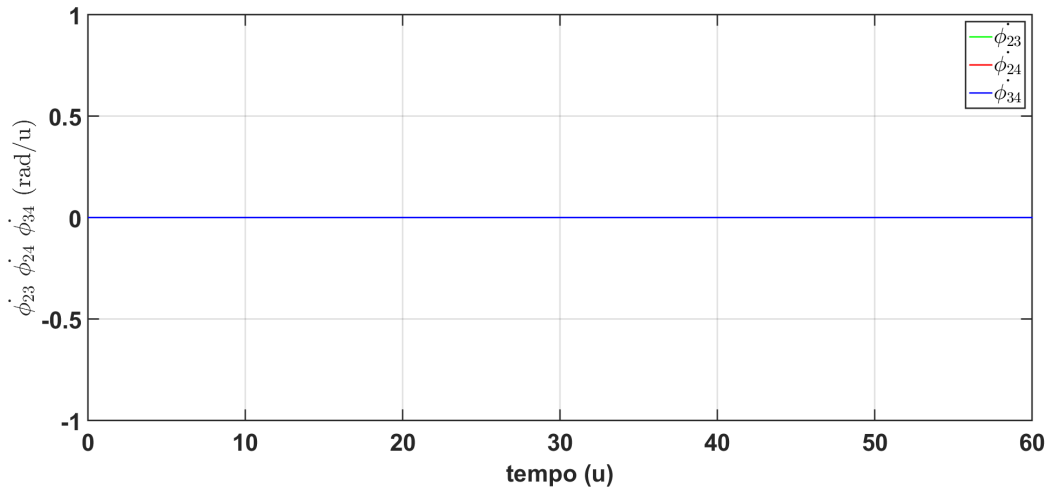


Figura 3.46: TWMS estrela dupla: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia estrela dupla, com a configuração do nó mestre como degrau, as fases dos nós escravos sincronizam-se desde o primeiro instante com a fase do nó mestre, apesar de apresentar oscilações periódicas. A rede exibe erros de fase e frequência diferentes de zero que oscilam periodicamente. É muito importante notar que os erros de fase e frequência de todos os nós escravos da rede seguem os mesmos valores.

Os sinais de fase dos nós escravos sincronizam-se entre si, embora os sinais não se estabilizem em um valor constante, em vez disso, apresentam oscilações periódicas com amplitudes que variam entre $1,5rad$ e $0,5rad$. Os erros de fase e frequência são zero desde o primeiro instante.

3.4.10 TWMS estrela dupla: resposta à rampa

Para estimular a rede com rampa, o nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), enviando este sinal para os nós escravos conectados à rede.

Os gráficos correspondentes a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.47), os erros de fase (Figura 3.48 e Figura 3.50) e as frequências (Figura 3.49 e Figura 3.51) são apresentados a continuação.

Figura 3.47: TWMS estrela dupla: fases locais para uma rampa.

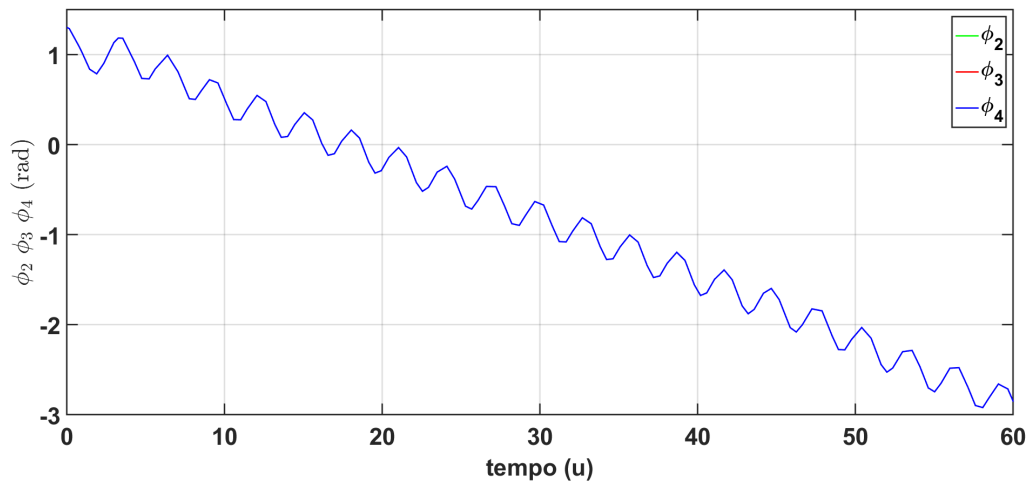


Figura 3.48: TWMS estrela dupla: erros de fase $M-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

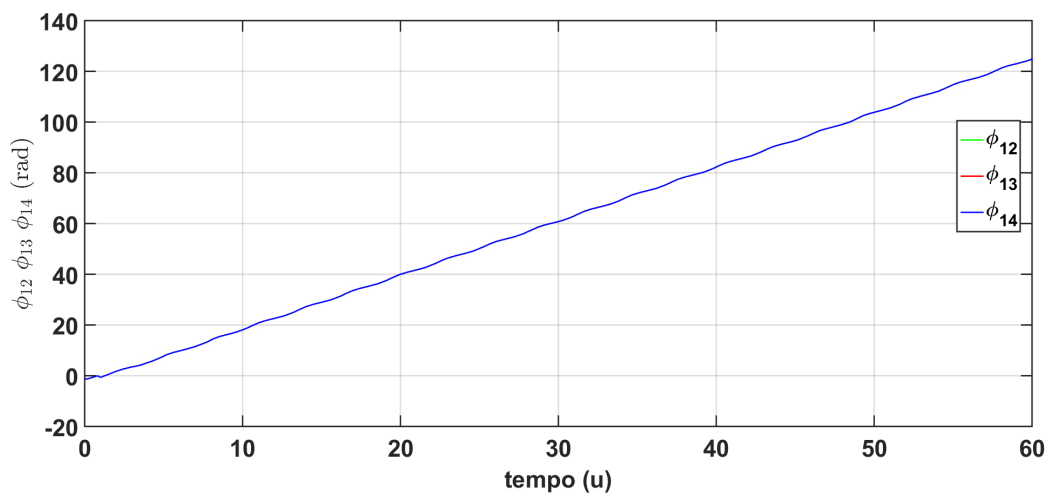


Figura 3.49: TWMS estrela dupla: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

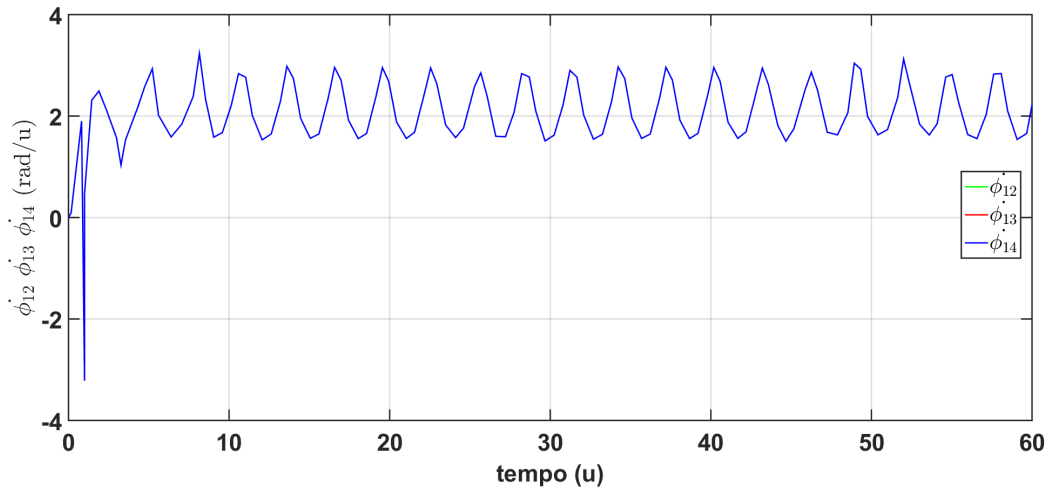


Figura 3.50: TWMS estrela dupla: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

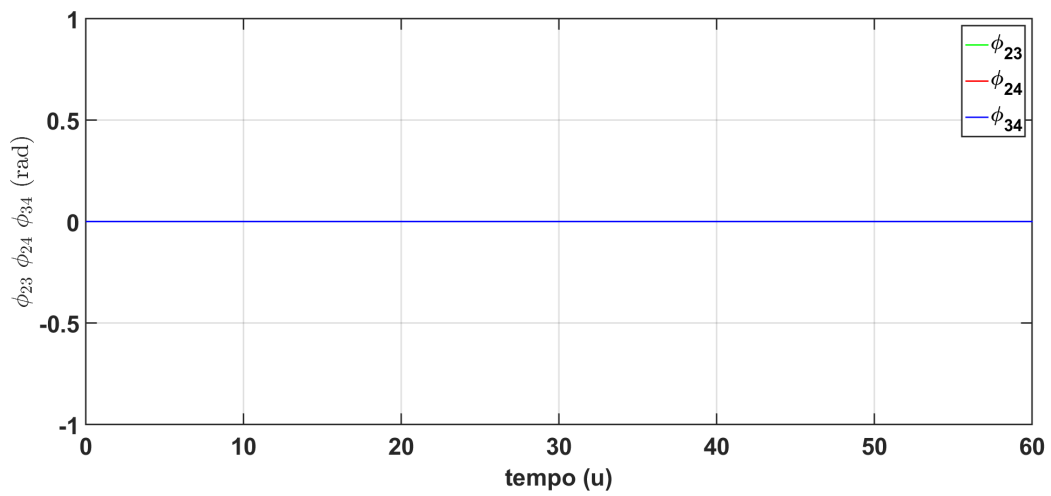
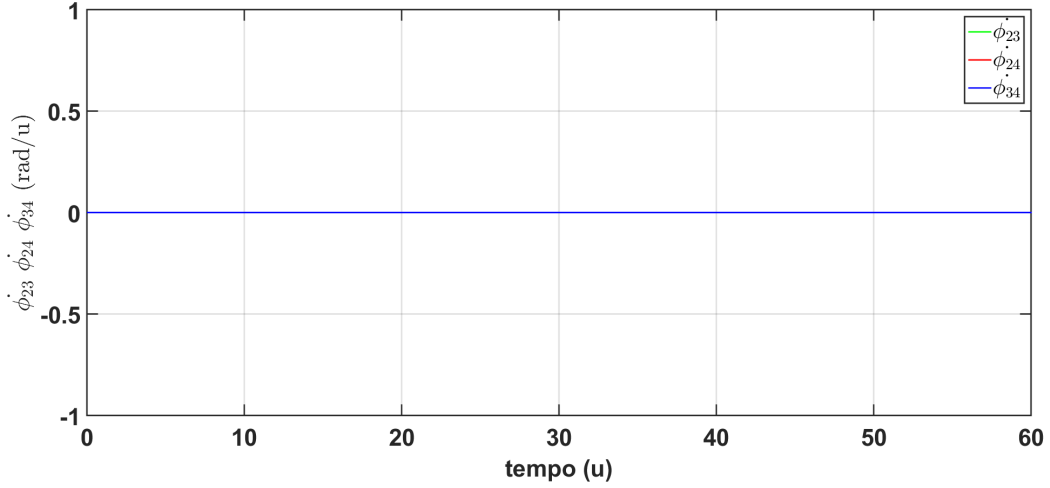


Figura 3.51: TWMS estrela dupla: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia estrela dupla, com a configuração do nó mestre como rampa, as fases dos nós escravos sincronizam-se desde o primeiro instante com a fase do nó mestre, apesar de apresentar oscilações periódicas. A rede apresenta erros de fase e frequência diferentes de zero que oscilam periodicamente. Os erros de fase tendem ao infinito. É muito importante notar que os erros de fase e frequência de todos os nós escravos da rede seguem os mesmos valores.

Os sinais de fase dos nós escravos sincronizam-se entre si, os sinais não estabilizam em um valor constante, e apresentam oscilações periódicas que tendem ao infinito. Os erros de fase e frequência são zero desde o primeiro instante.

3.4.11 Modelo matemático TWMS enlace simples

O nó mestre na configuração do TWMS enlace simples gera um sinal realizando uma operação de ponderação entre o sinal do oscilador local preciso $\phi_1(t)$ e o sinal recebido do último nó do sistema, neste caso é o nó 4, $\phi_4(t - T_{4,1})$. O sinal gerado pelo o nó mestre é enviado ao nó 2, $\phi_1(t - T_{2,1})$ com um atraso no tempo $t - T_{2,1}$ causado pelo efeito da propagação do sinal na rede. A dinâmica do nó mestre é representada pela equação:

$$\phi_1 = 2 \cdot \phi_1(t) - [\phi_4(t - T_{4,1})] \quad (3.19)$$

O modelo matemático que descreve a dinâmica da configuração TWMS enlace simples de um sistema com 4 nós é representado pela equação 3.20.

A dinâmica dessa configuração é muito semelhante à dinâmica da configuração OWMS cadeia simples, com a diferença de que o último nó, neste caso o nó 4, envia seu sinal de saída para o nó mestre através de realimentação, com um atraso no tempo causado pelo efeito da propagação do sinal entre os nós da rede.

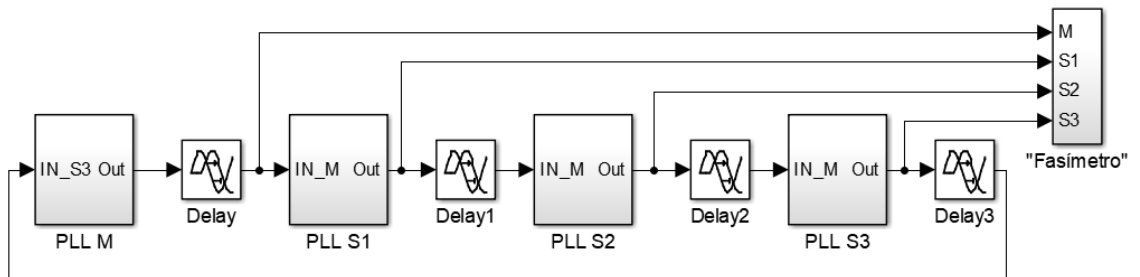
$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin[\phi_1(t - T_{2,1}) - \phi_2(t)] \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin[\phi_2(t - T_{2,3}) - \phi_3(t)] \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin[\phi_3(t - T_{3,4}) - \phi_4(t)] \end{cases} \quad (3.20)$$

3.4.12 Simulações do modelo: TWMS enlace simples

Uma rede enlace simples com topologia TWMS foi simulada com um total de 4 nós conforme mostrado na Figura 3.52, com 1 nó mestre (Figura 3.53) e 3 nós escravos. Os nós escravos têm um diagrama de blocos que corresponde ao nó básico (Figura 3.1).

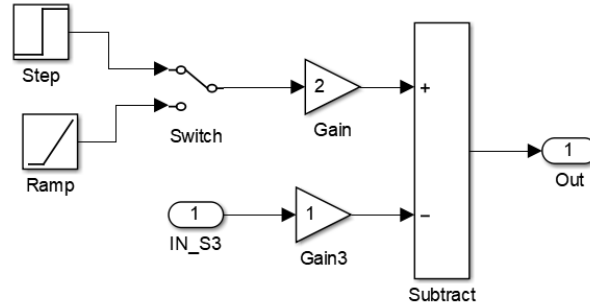
Os tempos de atraso são $0.3u$, sendo consistentes com os tempos reais de propagação do sinal.

Figura 3.52: Diagrama em blocos TWMS enlace simples.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.53: Diagrama em sub-blocos PLL M.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.4.13 TWMS enlace simples: resposta ao degrau

Para analisar o comportamento da rede: evolução das fases locais (Figura 3.54), erros de fase (Figura 3.55 e Figura 3.57) e frequência (Figura 3.56 e Figura 3.58), o nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que é equivalente para um degrau. Este sinal emitido pelo nó mestre é enviado aos nós escravos conectados à rede na configuração enlace simples.

Figura 3.54: TWMS enlace simples: fases locais para um degrau.

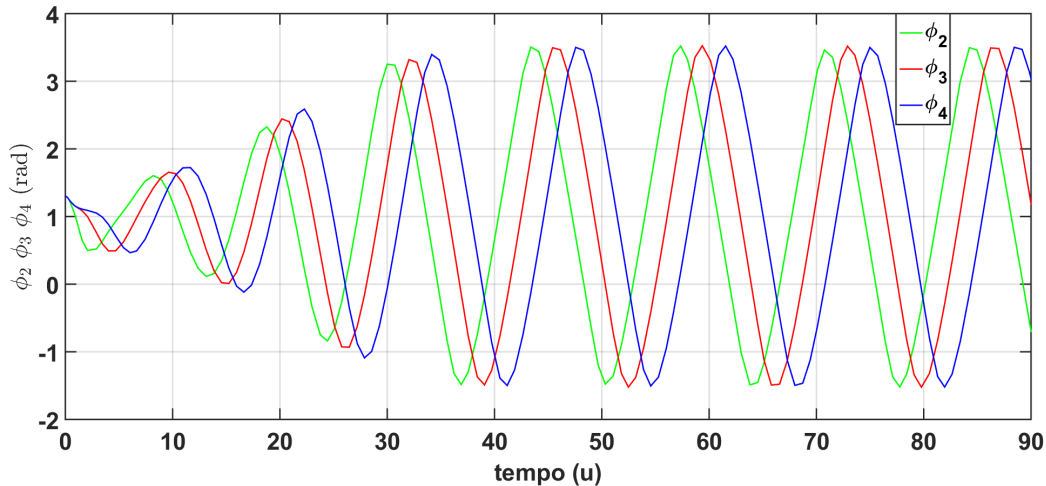


Figura 3.55: TWMS enlace simples: erros de fase M - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

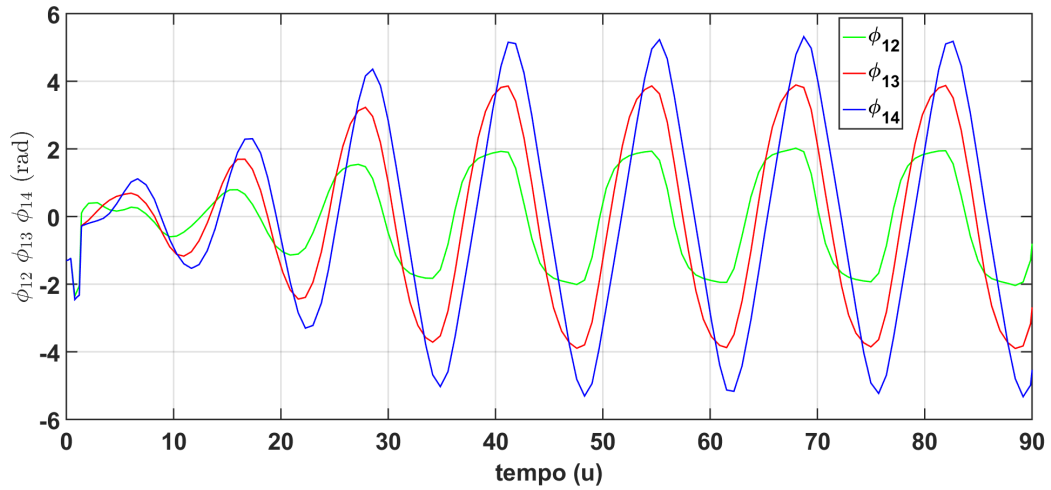


Figura 3.56: TWMS enlace simples: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

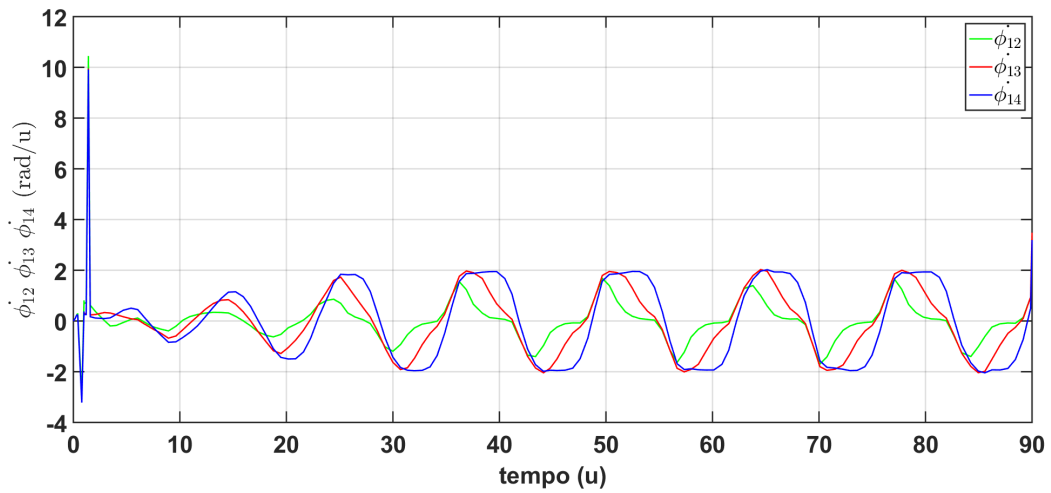


Figura 3.57: TWMS enlace simples: erros de fase $S-S$: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

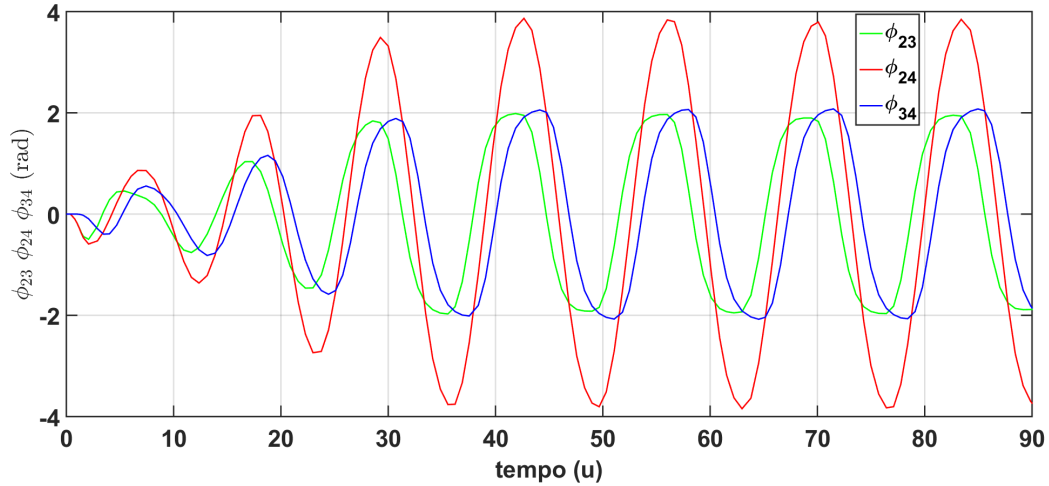
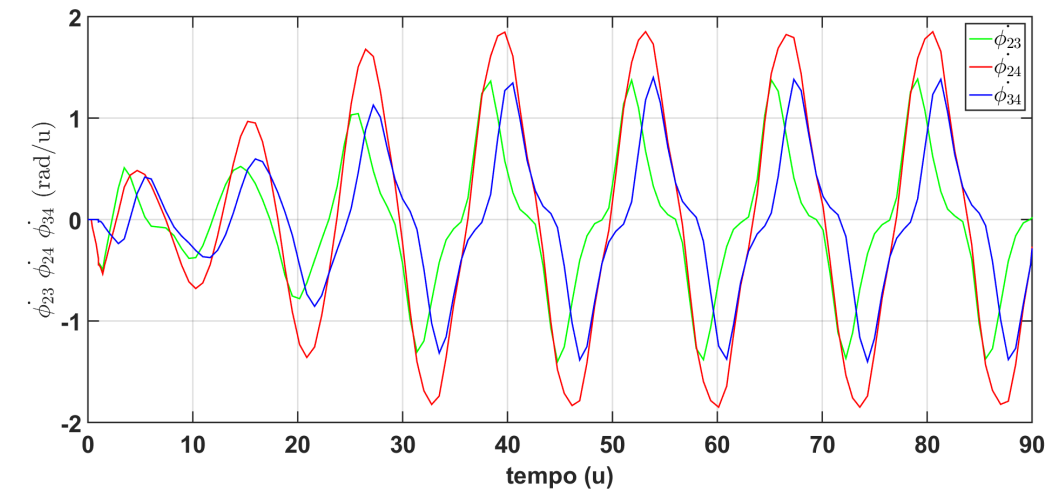


Figura 3.58: TWMS enlace simples: erros de frequência $S-S$: $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia enlace simples, com a configuração do nó mestre como degrau, as fases dos nós escravos não podem ser sincronizadas com a fase do nó mestre. Apresenta erros de fase diferentes de zero que oscilam periodicamente com amplitudes variáveis entre $5rad$ e $-5rad$. Inicialmente, os erros de frequência atingem um pico máximo de $10rad/u$, depois dos $20u$ de tempo

os valores dos erros de frequência continuam oscilando periodicamente entre $2rad/u$ e $-2rad/u$.

Os sinais dos nós escravos sincronizam em frequência, mas não em fase. A resposta dos nós escravos apresenta oscilações permanentes entre $3,5rad$ e $-1,5rad$. O erro de fase mantém oscilações periódicas entre $4rad$ e $-4rad$, e o erro de frequência apresenta oscilações periódicas com amplitudes entre $2rad/u$ e $-2rad/u$.

3.4.14 TWMS enlace simples: resposta à rampa

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), que equivale a uma rampa, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia OWMS cadeia simples.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.59), os erros de fase (Figura 3.60 e Figura 3.62) e as frequências (Figura 3.61 e Figura 3.63) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.59: TWMS enlace simples: fases locais para uma rampa.

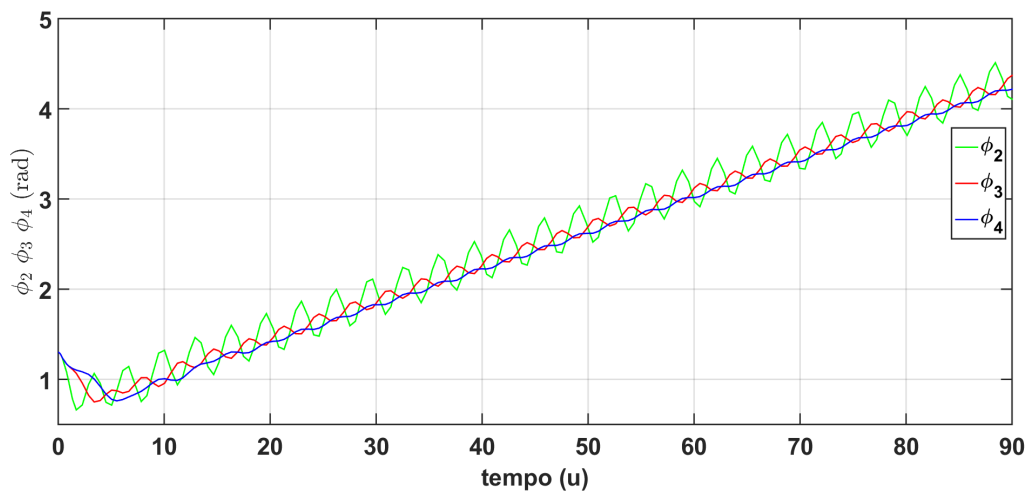


Figura 3.60: TWMS enlace simples: erros de fase M - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

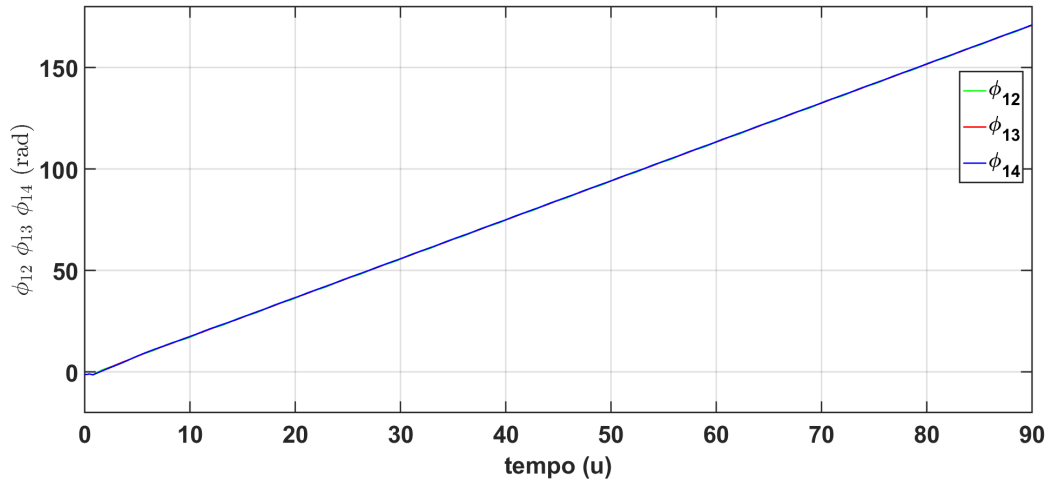


Figura 3.61: TWMS enlace simples: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

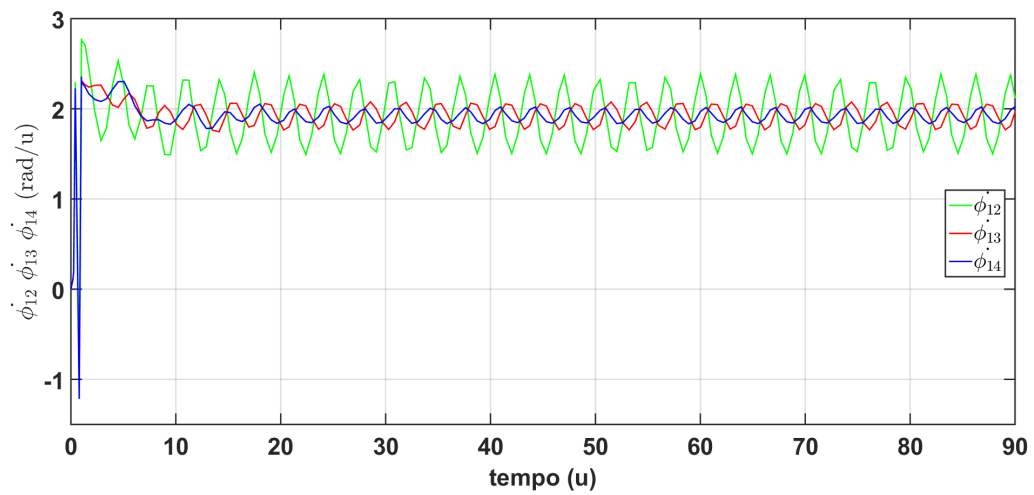
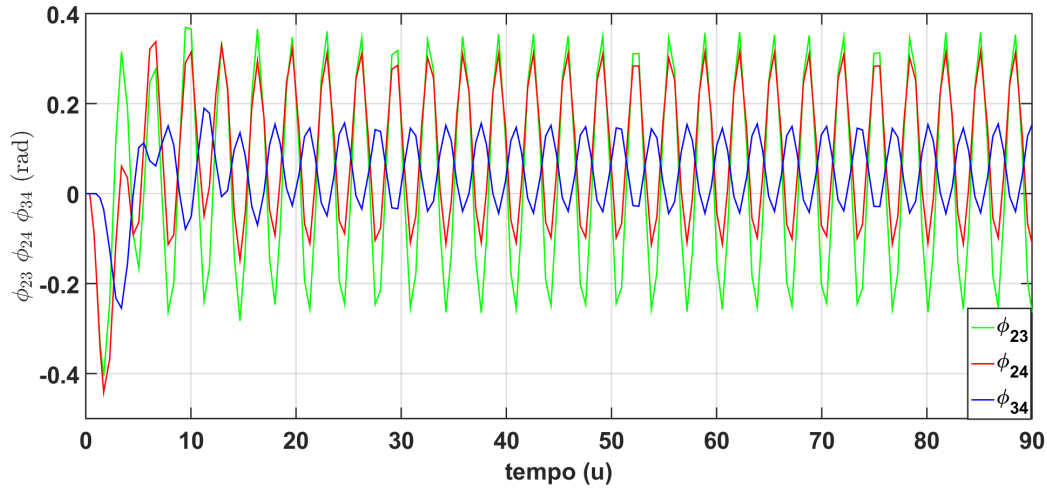
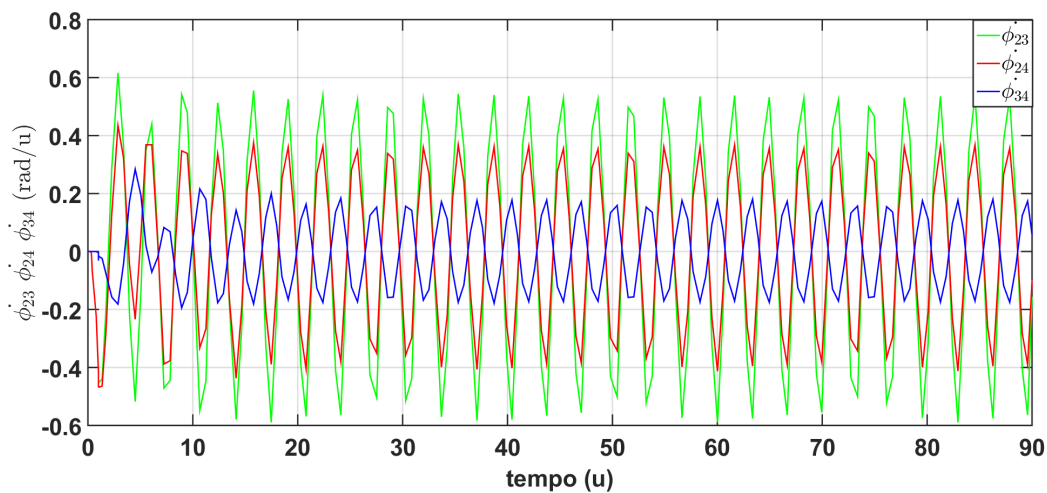


Figura 3.62: TWMS enlace simples: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.Figura 3.63: TWMS enlace simples: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.

Na topologia estrela simples, com a configuração do nó mestre como rampa, as fases dos nós escravos oscilam em torno do valor de referência da fase do nó mestre. Todos os nós escravos têm erros de fase iguais que aumentam de valor conforme o tempo aumenta, tendendo ao infinito.

As fases dos nós escravos sincronizam em frequência, mas não em fase. Eles apresentam oscilações que tendem ao infinito. O erro de fase mantém

oscilações periódicas entre $0,4rad$ e $-0,3rad$, e o erro de frequência apresenta oscilações periódicas com amplitudes entre $0,6rad/u$ e $-0,6rad/u$.

3.4.15 Modelo matemático: TWMS enlace duplo

O nó mestre na configuração do TWMS enlace duplo possui um sinal próprio proveniente de um oscilador local preciso e recebe os sinais $\phi_2(t - T_{2,1})$ e $\phi_4(t - T_{4,1})$ emitidos pelos nós 2 e 4 respectivamente, com os quais realiza uma operação de ponderação para gerar o sinal de saída, que por sua vez é enviado aos nós 2 e 4. A dinâmica do nó mestre para esta configuração é dada pela equação 3.21.

$$\phi_1 = 2 \cdot \phi_1(t) - \left[\frac{1}{2} \phi_2(t - T_{2,1}) + \frac{1}{2} \phi_4(t - T_{4,1}) \right] \quad (3.21)$$

Na topologia TWMS, a configuração enlace duplo possui uma dinâmica descrita pela equação 3.22.

Nesse sistema, cada nó recebe sinais dos nós anteriores $\phi_{j-1}(t - T_{j,j-1})$ e sucessores $\phi_{j+1}(t - T_{j,j+1})$ com seus respectivos atrasos de tempo causados pelo efeito da propagação do sinal entre os nós da rede, a fim de realizar uma operação de ponderação entre esses sinais e extrair sua base de tempo.

O parâmetro G_j , para $j=2, 3$ e 4 , é o valor de ganho associado ao detector de fase de cada nó escravo.

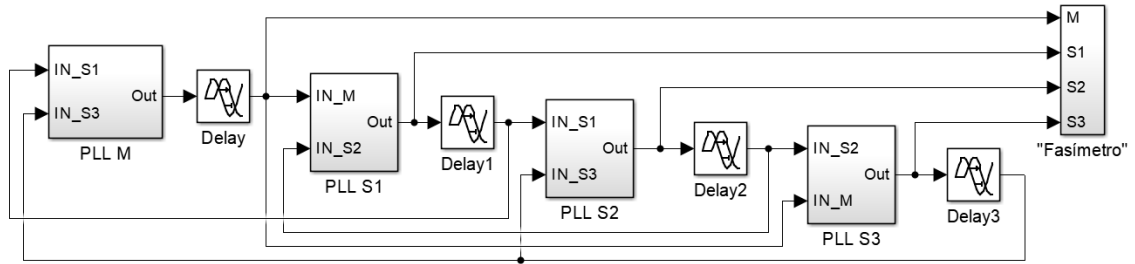
$$\begin{cases} \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin\left[\frac{1}{2}\phi_1(t - T_{2,1}) + \frac{1}{2}\phi_3(t - T_{3,2}) - \phi_2(t)\right] \\ \dot{\phi}_3(t) + \phi_3(t) = G_3 \cdot \sin\left[\frac{1}{2}\phi_2(t - T_{3,2}) + \frac{1}{2}\phi_4(t - T_{4,3}) - \phi_3(t)\right] \\ \ddot{\phi}_4(t) + \dot{\phi}_4(t) = G_4 \cdot \sin\left[\frac{1}{2}\phi_3(t - T_{3,4}) + \frac{1}{2}\phi_1(t - T_{1,4}) - \phi_4(t)\right] \end{cases} \quad (3.22)$$

3.4.16 Simulações do modelo: TWMS enlace duplo

Uma rede TWMS enlace duplo composta por 4 nós (Figura 3.64), 1 nó mestre (Figura 3.65) e 3 nós escravos, foi implementada e simulada. Todos os nós escravos possuem um diagrama conforme mostrado na Figura 3.66.

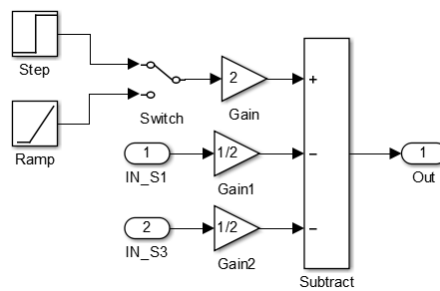
Os tempos de atraso são $0.3u$, sendo consistentes com os tempos reais de propagação do sinal.

Figura 3.64: Diagrama em blocos TWMS enlace duplo.



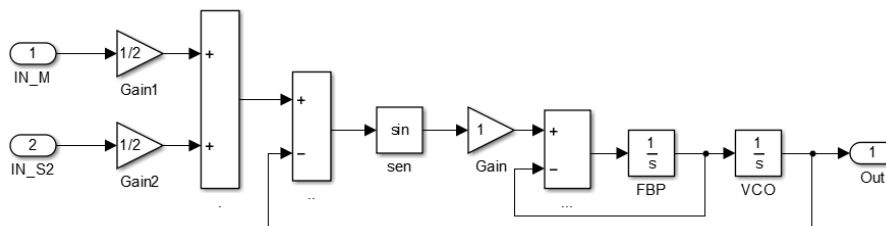
Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.65: Diagrama em sub-blocos PLL M.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

Figura 3.66: Diagrama em sub-blocos PLL S1, S2, S3.



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

3.4.17 TWMS enlace duplo: resposta ao degrau

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre igual a zero ($\omega = 0$) e um desvio durante a operação diferente de zero ($\Omega \neq 0$), que

equivale a um degrau, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós escravos conectados na topologia TWMS enlace duplo.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.67), os erros de fase (Figura 3.68 e Figura 3.70) e as frequências (Figura 3.69 e Figura 3.71) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.67: TWMS enlace duplo: fases locais para um degrau.

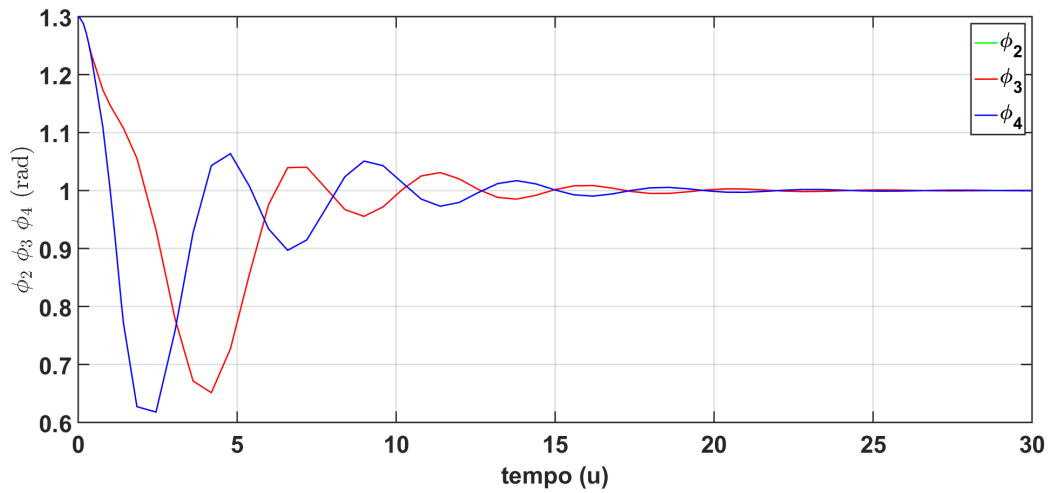


Figura 3.68: TWMS enlace duplo: erros de fase M-S: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

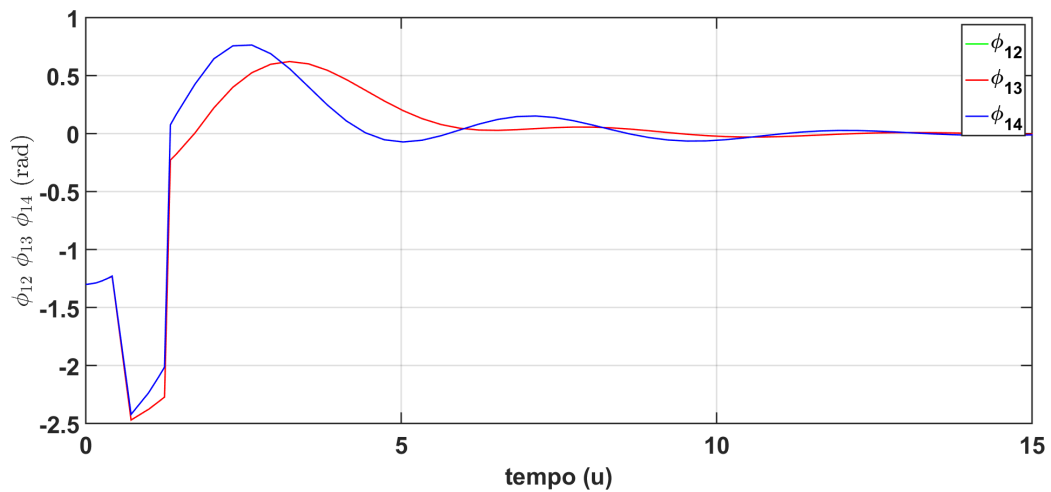


Figura 3.69: TWMS enlace duplo: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

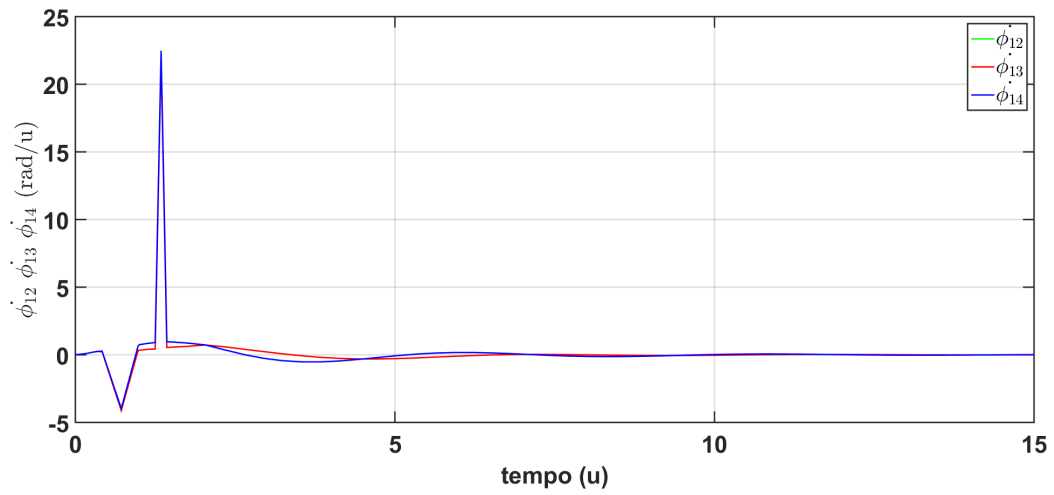


Figura 3.70: TWMS enlace duplo: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

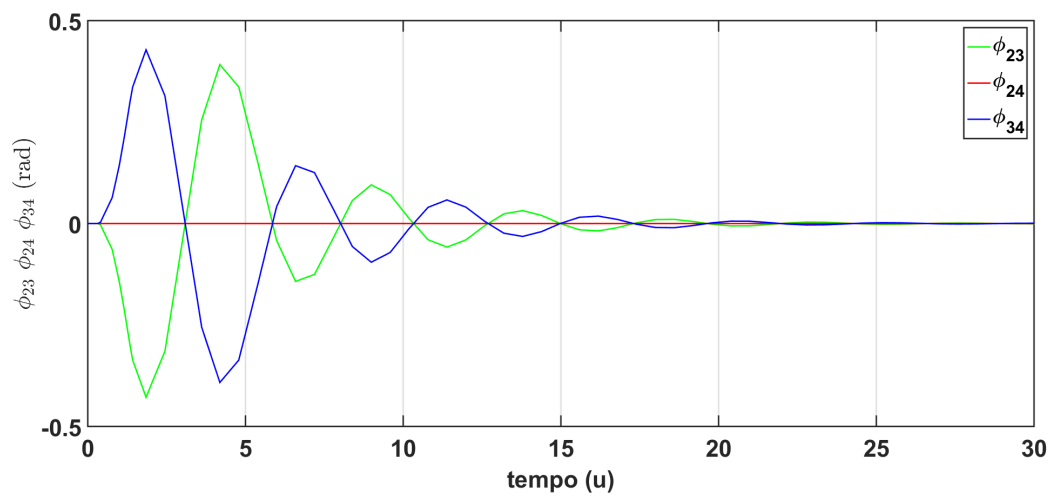
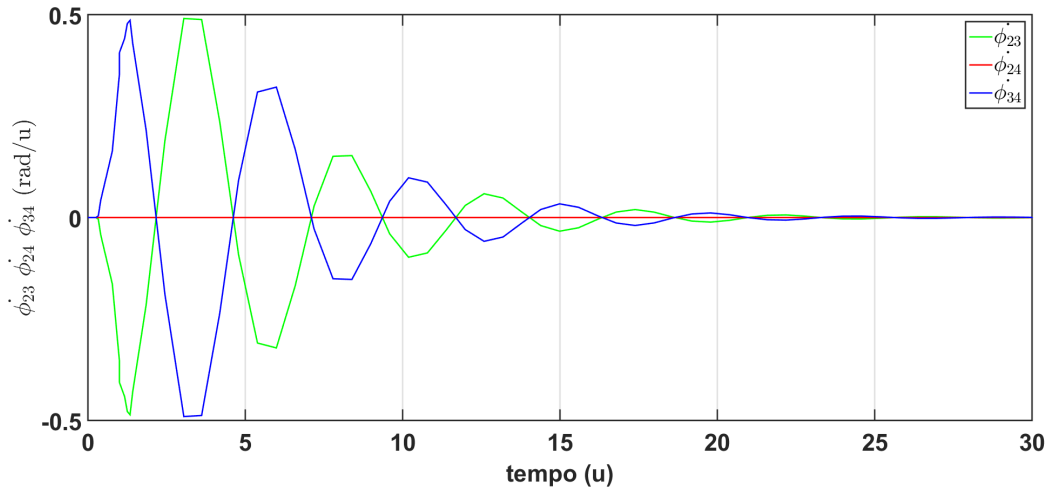


Figura 3.71: TWMS enlace duplo: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia enlace duplo, com o nó mestre configurado como degrau, o sinal de fase dos nós escravos sincroniza com a fase do nó mestre, apesar de apresentar algumas oscilações nos primeiros $15u$.

Os erros de fase entre os nós escravos e o nó mestre atingem uma amplitude entre $-2,5rad$ e $1rad$ nas primeiras $10s$ de tempo, após esse período atingem estabilidade e mantêm um erro de fase igual a zero. Os erros de frequência, nas primeiras $3u$ de tempo apresentam um pico de amplitude igual a $23rad/u$ e então se estabilizam nos valores de frequência zero. É importante notar que dois dos nós têm os mesmos valores de erro de fase e frequência.

Os sinais de fase locais dos nós escravos apresentam um comportamento oscilante nas primeiras $20u$ de tempo, para posteriormente se estabilizar no mesmo valor dado pela fase do nó mestre. Os erros de fase e frequência entre os sinais dos nós escravos se estabilizam em valores nulos após decorridas $25u$ de tempo, no período anterior a rede apresenta erros de fase e frequência que oscilam entre $0,5rad$ e $-0,5rad$, e $0,5rad/u$ e $-0,5rad/u$, respectivamente.

3.4.18 TWMS enlace duplo: resposta à rampa

O nó mestre foi configurado com uma frequência de operação livre diferente de zero ($\omega \neq 0$) e um desvio durante a operação igual a zero ($\Omega = 0$), que equivale a uma rampa, de forma que enviaria este sinal para a rede dos nós

escravos conectados na topologia TWMS enlace duplo.

Para analisar o comportamento do sistema, a evolução no tempo das fases locais (Figura 3.72), os erros de fase (Figura 3.73 e Figura 3.75) e as frequências (Figura 3.74 e Figura 3.76) são apresentados em forma de gráfico.

Figura 3.72: TWMS enlace duplo: fases locais para um degrau.

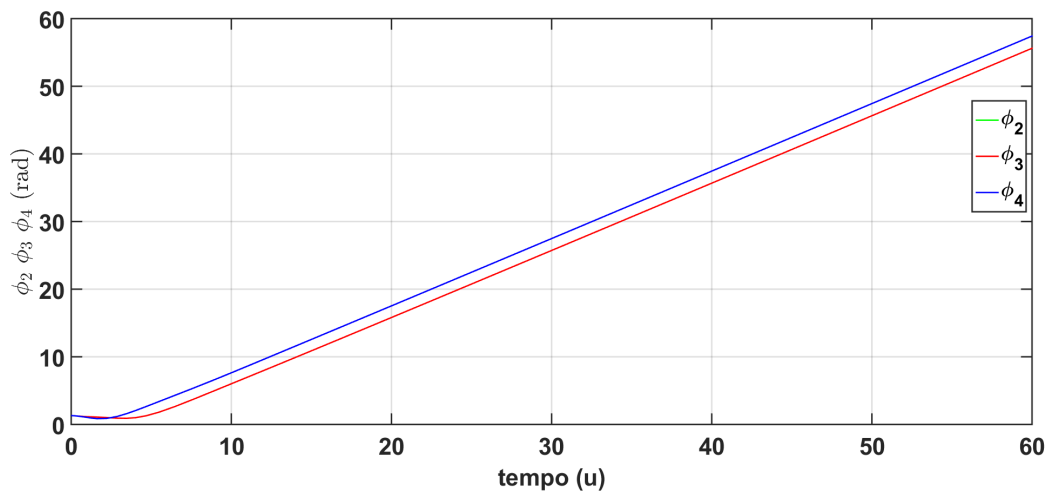


Figura 3.73: TWMS enlace duplo: erros de fase M - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

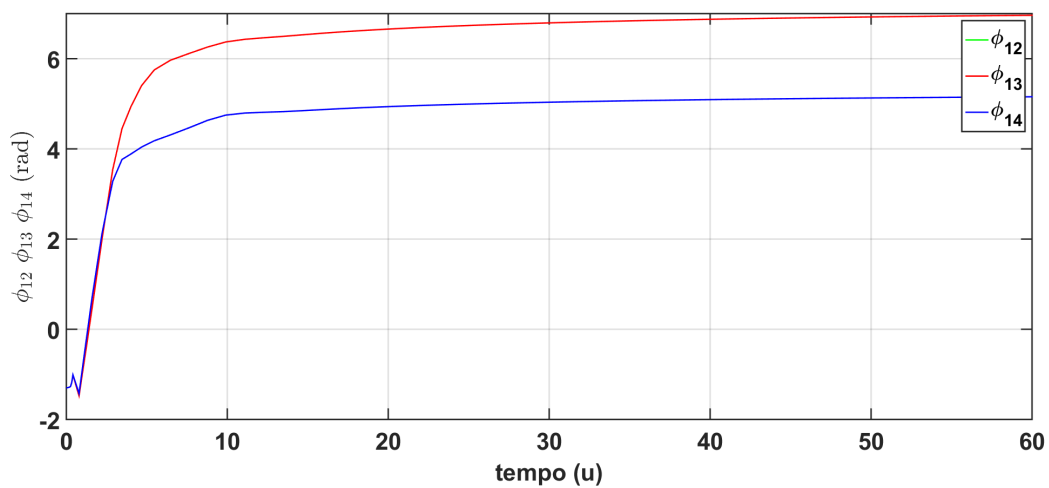


Figura 3.74: TWMS enlace duplo: erros de frequência M - S : $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{14}$ vs tempo.

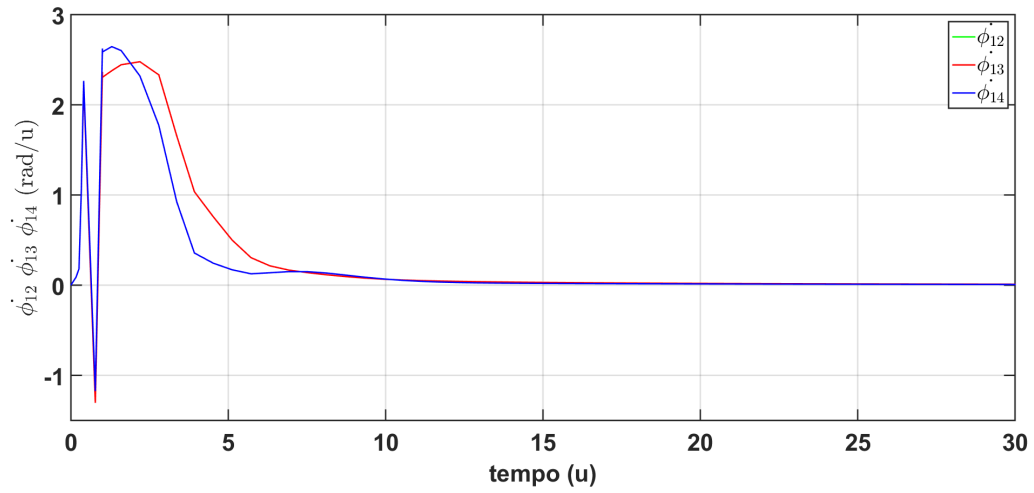


Figura 3.75: TWMS enlace duplo: erros de fase S - S : ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{14} vs tempo.

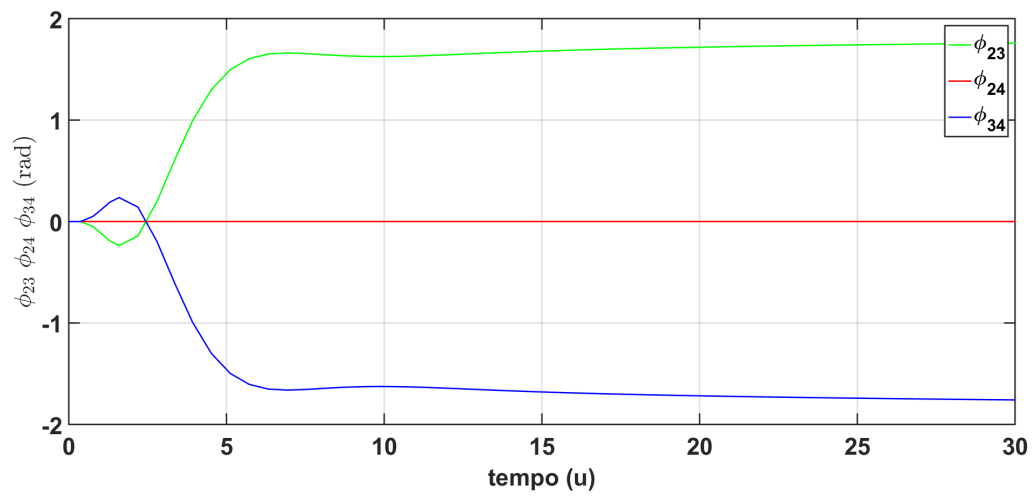
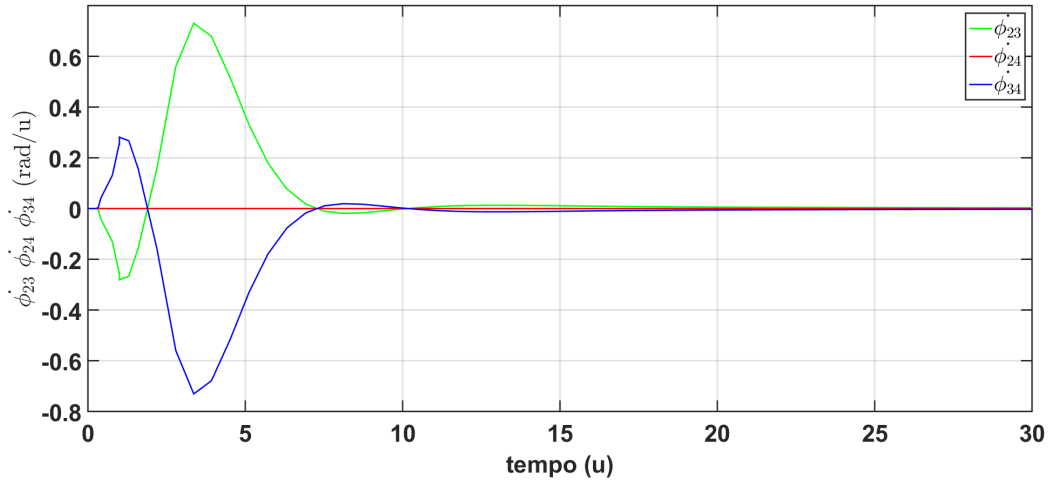


Figura 3.76: TWMS enlace duplo: erros de frequência S - S : $\dot{\phi}_{23}$, $\dot{\phi}_{24}$, $\dot{\phi}_{34}$ vs tempo.



Na topologia enlace duplo, com o nó mestre configurado em rampa, o sinal de fase dos nós escravos não sincroniza com a fase do nó mestre, eles apresentam um aumento nos valores dos sinais de fase que tende ao infinito. É importante observar que dois dos nós têm o mesmo comportamento.

A rede não consegue obter erros de fase nulos. Os valores de erro de frequência, nas primeiras $15u$ de tempo, oscilam entre $3rad/u$ e $-1,2rad/u$, após esse período consegue se estabilizar em valores nulos.

Os sinais de fase dos nós escravos não podem ser sincronizados entre si. Cada um dos valores de erro de fase estabiliza em um valor diferente: $1,7rad$, $0rad$ e $-1,7rad$. A rede apresenta erros de frequência que oscilam entre $0,7rad/u$ e $-0,7rad/u$ nas primeiras $10u$ de tempo, após esse período de tempo, os erros de frequência da rede se estabilizam em valores nulos.

Capítulo 4

Rede totalmente conectadas com retardo de tempo

4.1 Introdução

O objetivo de qualquer rede de sincronização é fornecer e manter uma certa ordem para garantir o correto processamento da informação nos diferentes sistemas em que pode ser utilizada, tais como sistemas de comunicação, controle, decodificação, informática, apenas para citar alguns deles [43].

A grande maioria dessas redes é baseada em topologias *Master-Slave* para garantir a sincronização necessária ao bom funcionamento dos sistemas, por se tratar de umas das topologias de fácil projeto e construção, custos baixos e grande confiabilidade para muitos dos sistemas comumente usados [19].

Outra das arquiteturas mais utilizadas é a totalmente conectada (*Full-Connected, (FC)*) devido à sua robustez dependendo do número de nós da rede. Esse tipo de arquitetura é amplamente utilizado em redes de telecomunicações, circuitos eletrônicos digitais para distribuição de sinais de relógio e em redes neurais síncronas com aplicação em reconhecimento de padrões [13] [25] [28].

Neste capítulo se apresenta o modelo matemático de uma rede FC de três nós com retardo de tempo. Para estudar o comportamento dessa rede, foi desenhado e implementado o respectivo diagrama em blocos, utilizando a ferramenta *ToolBox Simulink* do MATLAB R2015a, para posteriormente realizar as simulações do sistema de forma a estudar o seu comportamento variando os parâmetros mais importantes que regem o funcionamento da rede.

4.2 Modelo matemático

A topologia FC possui um modelo matemático que descreve sua dinâmica operacional, um pouco diferente dos demais modelos estudados neste trabalho. Nos modelos das topologias previamente estudadas neste trabalho fica evidente a presença de modelos matemáticos que descrevem a dinâmica dos nós mestres. Na topologia FC não há nó mestre, portanto não há nó que suporte uma base de tempo específica. A base de tempo é extraída por meio de operações de ponderação entre todos os nós do sistema, que estão completamente interconectados.

A dinâmica de uma rede de distribuição de sinais de tempo com 3 nós na topologia FC pode ser descrita pela equação (4.1). Cada nó recebe os sinais emitidos pelos outros nós que compõem a rede, $\phi_j(t - T_{j,k}), \forall j \neq k$, sendo k o subscrito que denota o nó atual, e $T_{j,k}$ o atraso no tempo devido ao efeito devido à propagação do sinal na rede, que pode ser o mesmo para nós geograficamente equidistantes, ou pode ser diferente para nós localizados em distâncias diferentes. A obtenção da base de tempo se dá a partir de uma operação de ponderação com todos os sinais emitidos por todos os nós do sistema.

$$\begin{cases} \ddot{\phi}_1(t) + \dot{\phi}_1(t) = G_1 \cdot \sin\left[\frac{\phi_2(t-T_{2,1}) + \phi_3(t-T_{3,1})}{2} - \phi_1(t)\right] \\ \ddot{\phi}_2(t) + \dot{\phi}_2(t) = G_2 \cdot \sin\left[\frac{\phi_1(t-T_{1,2}) + \phi_3(t-T_{3,2})}{2} - \phi_2(t)\right] \\ \ddot{\phi}_3(t) + \dot{\phi}_3(t) = G_3 \cdot \sin\left[\frac{\phi_1(t-T_{1,3}) + \phi_2(t-T_{2,3})}{2} - \phi_3(t)\right] \end{cases} \quad (4.1)$$

4.3 Simulação

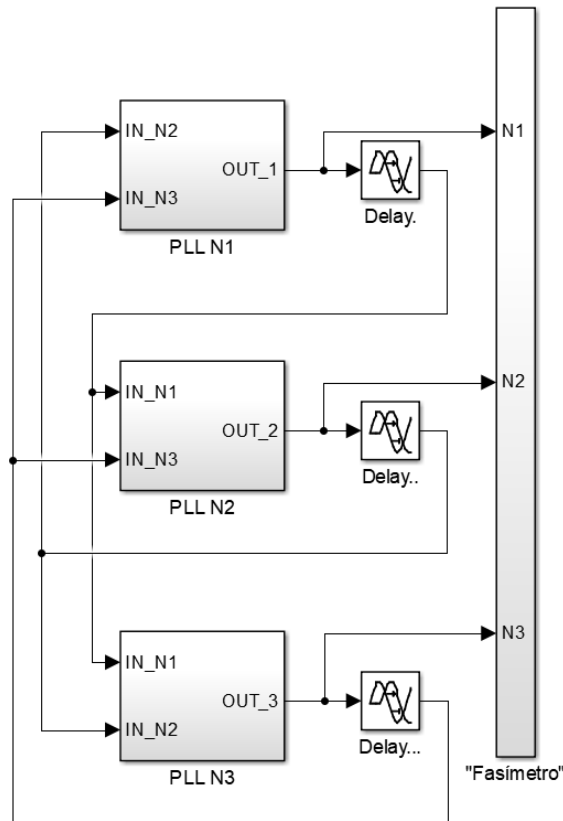
Para o estudo do comportamento da rede PLL na topologia FC, o sistema foi simulado variando alguns dos parâmetros que regem o comportamento da rede, como é o caso do parâmetro G , que é o valor de ganho do FPB que relaciona os parâmetros do PD, VCO e a frequência de corte do FPB, e o parâmetro T que é o tempo de propagação do sinal entre os nós da rede.

Foram realizadas simulações variando ambos os parâmetros, configurando o mesmo valor para todo o sistema. Seguindo essa estratégia, o valor do parâmetro em análise foi aumentado em uma escala na ordem de $\times 0,1$; $\times 1$; e $\times 10$.

Na primeira etapa, as simulações foram feitas variando o parâmetro T , o tempo de propagação do sinal entre os nós da rede, e fixando todos os outros parâmetros.

Na primeira etapa, as simulações foram feitas variando o parâmetro G , ganho do filtro passa-baixas, e fixando todos os outros parâmetros.

Figura 4.1: Diagrama em blocos da rede FC com retardo de tempo



Fonte: Sánchez Sánchez, Rancés (2021)

4.4 Simulação variando o tempo de propagação do sinal

Como para a análise dos modelos matemáticos dos PLLs, o tempo foi normalizado, sendo a frequência média de trabalho na transmissão dos sinais de satélite igual a 30MHz, se os sistemas analisados fossem uma aplicação de satélite, é importante observar que a cada segundo no tempo de propagação correspondem $3 \cdot 10^7 s$ [7] unidades de tempo normalizado.

4.4.1 Simulações com $T=0u$

Um sistema ideal seria aquele em que não houvesse retardo de tempo causado pelo efeito de propagação do sinal. É por isso que nesta simulação o parâmetro $T = 0u$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\phi_1 = 1.7rad; \quad \phi_2 = 1.3rad; \quad \phi_3 = 0.5rad;$$

$$G_1 = 1; \quad G_2 = 1; \quad G_3 = 1;$$

$$T_{1-2,3} = 0u; \quad T_{2-1,3} = 0u; \quad T_{3-1,2} = 0u;$$

Figura 4.2: FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.

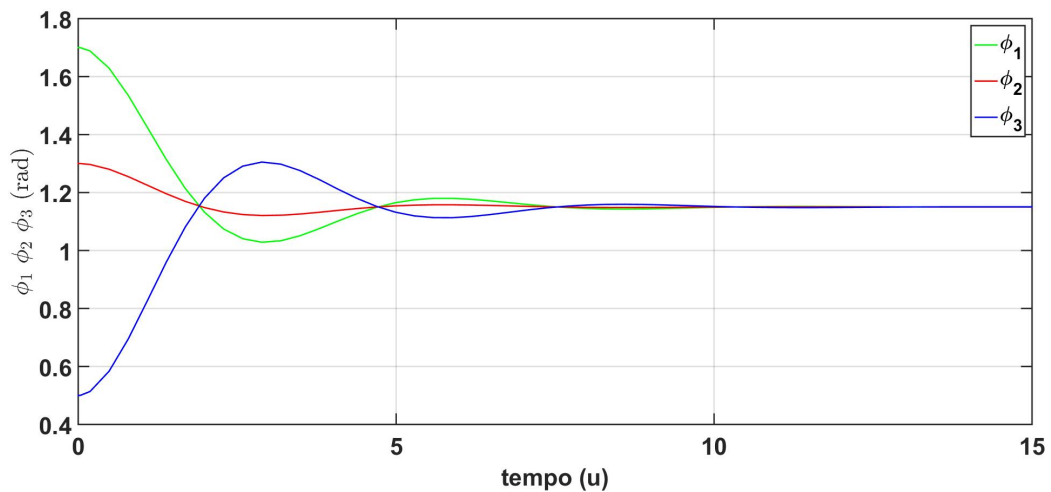


Figura 4.3: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

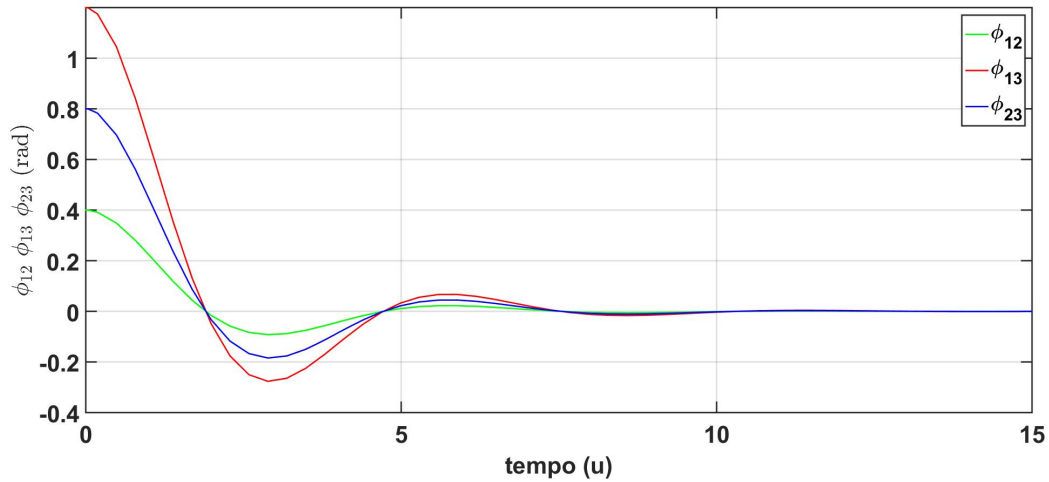
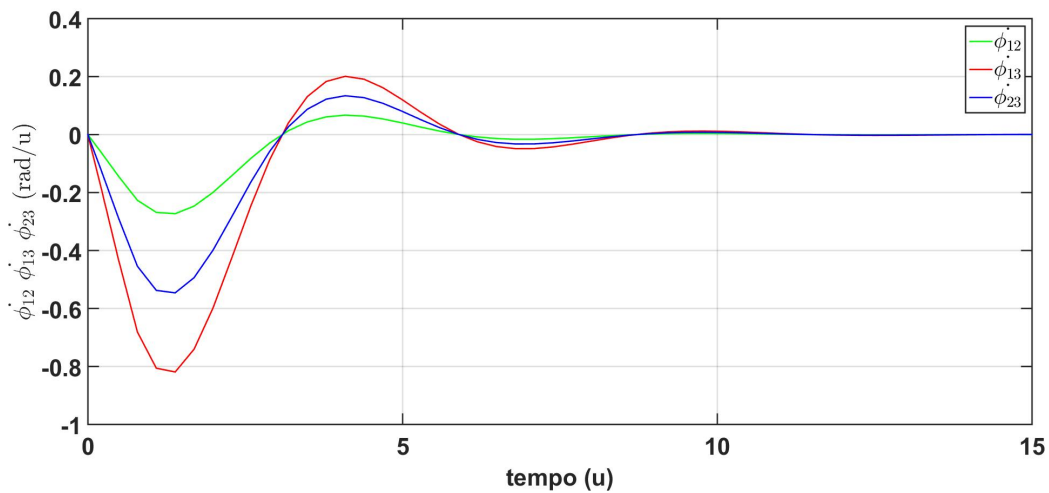


Figura 4.4: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.



Em condições ideais, os valores de fase dos nós da rede se estabilizam no valor $1.16rad$ que coincide com a média aritmética entre eles. A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $10u$ de tempo normalizado.

4.4.2 Simulações com $T=0.3u$

As simulações foram realizadas configurando todos os parâmetros e variando apenas o parâmetro $T = 0,3u$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 1.7rad; & \phi_2 &= 1.3rad; & \phi_3 &= 0.5rad; \\ G_1 &= 1; & G_2 &= 1; & G_3 &= 1; \\ T_{1-2,3} &= 0.3u; & T_{2-1,3} &= 0.3u; & T_{3-1,2} &= 0.3u; \end{aligned}$$

Figura 4.5: FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.

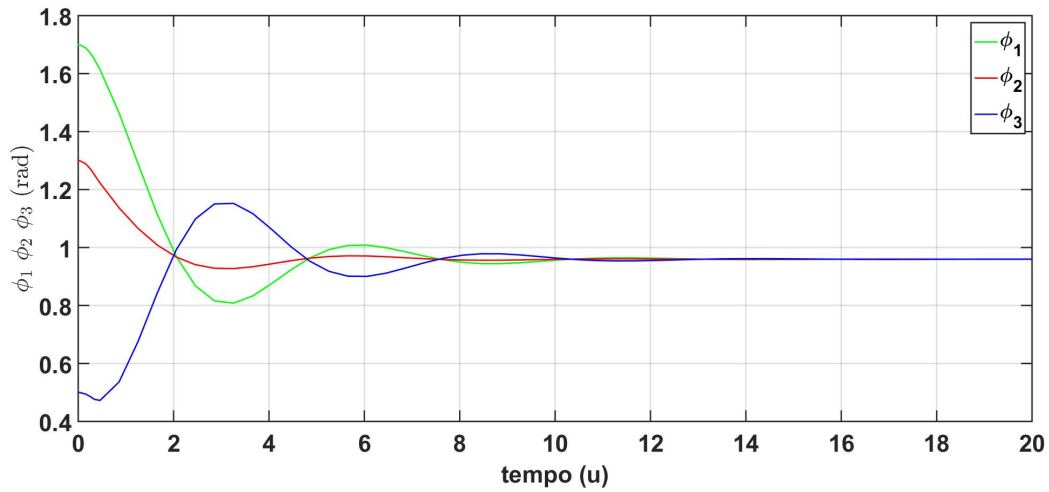


Figura 4.6: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

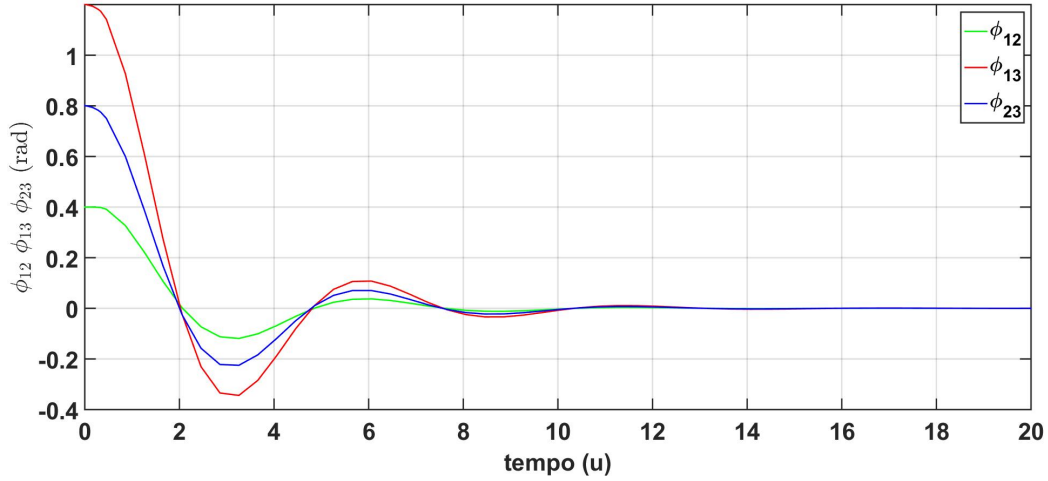
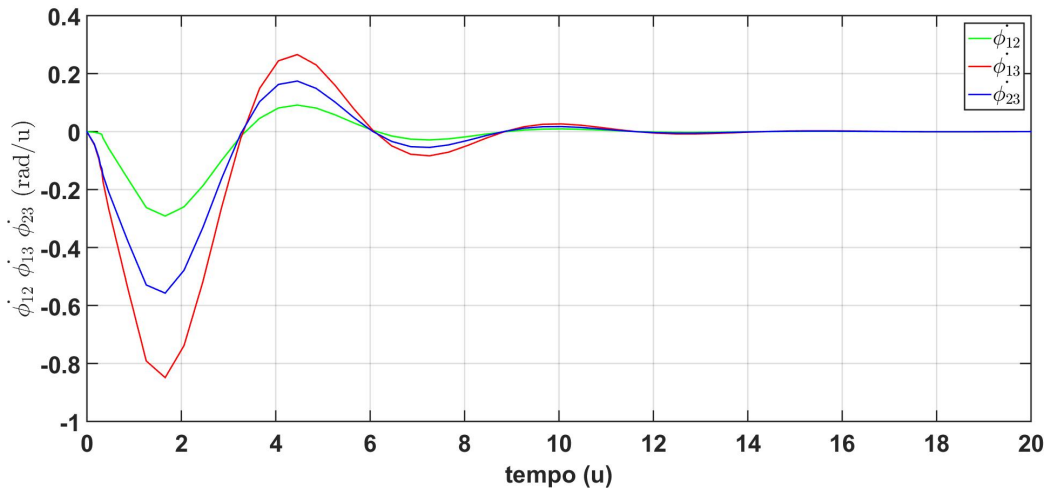


Figura 4.7: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.



Agora que as condições não são mais as ideais, para um $T = 0,3u$ o valor de estabilidade alcançado pelas fases dos nós não é mais o valor $1.16rad$ da média aritmética entre eles, e percebe-se que o novo valor $0.96rad$ é menor que o valor alcançado pelo sistema em condições ideais.

A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $14u$ de tempo normalizado, levando $4u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema

para condições ideais, isso indica que o tempo de propagação do sinal da rede afeta ao tempo de estabilização do sistema.

4.4.3 Simulações com $T=3u$

As simulações foram realizadas configurando todos os parâmetros e variando apenas o parâmetro $T = 3u$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 1.7rad; & \phi_2 &= 1.3rad; & \phi_3 &= 0.5rad; \\ G_1 &= 1; & G_2 &= 1; & G_3 &= 1; \\ T_{1-2,3} &= 3u; & T_{2-1,3} &= 3u; & T_{3-1,2} &= 3u; \end{aligned}$$

Figura 4.8: FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.

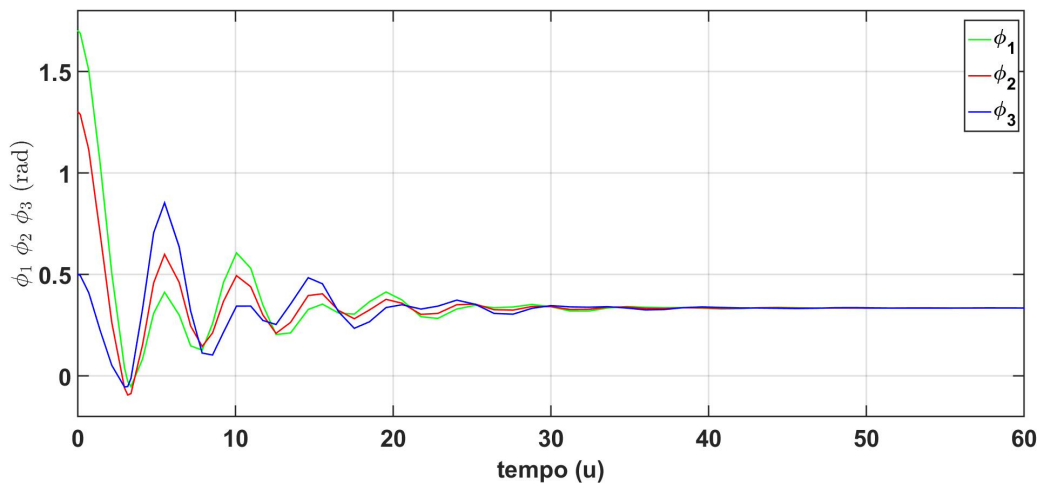


Figura 4.9: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

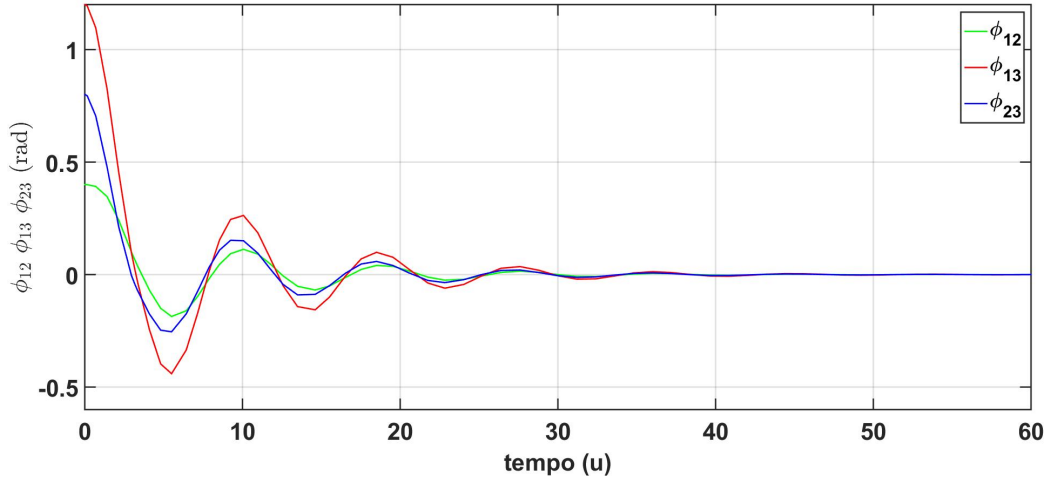
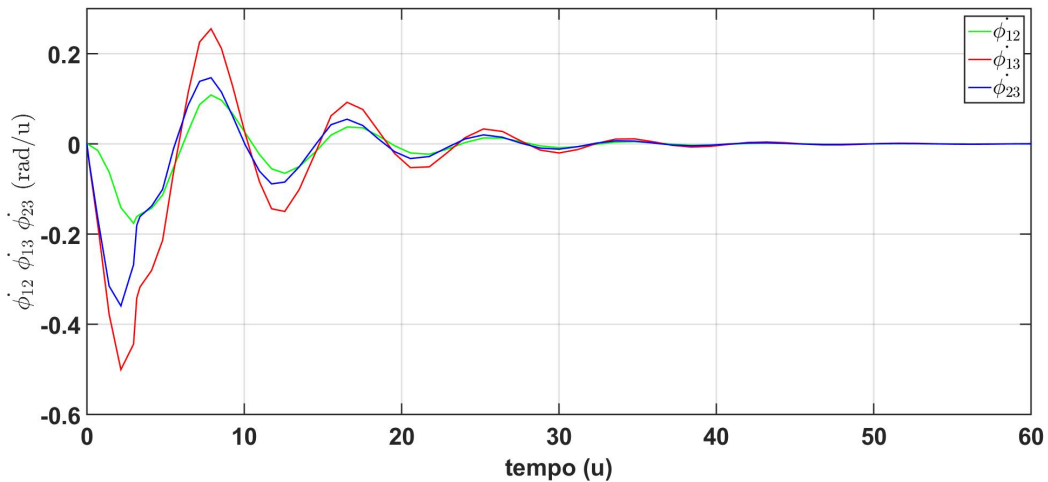


Figura 4.10: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.



As simulações para um $T = 3u$ o valor de estabilidade alcançado pelas fases dos nós $0.33rad$ é menor que o valor alcançado pelos sistemas com valores de tempo menores e ainda menor que em condições ideais. Nessas condições, aparecem oscilações de maior amplitude na resposta do sistema e perduram por mais tempo.

A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $40u$ de tempo

normalizado, levando $30u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema para condições ideais, e $26u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema para $T = 0.3u$, isso indica que o tempo de propagação do sinal da rede afeta ao tempo de estabilização do sistema.

4.4.4 Simulações com $T=30u$

As simulações abaixo foram realizadas configurando todos os parâmetros e variando apenas o parâmetro $T = 30u$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\phi_1 = 1.7rad; \quad \phi_2 = 1.3rad; \quad \phi_3 = 0.5rad;$$

$$G_1 = 1; \quad G_2 = 1; \quad G_3 = 1;$$

$$T_{1-2,3} = 30u; \quad T_{2-1,3} = 30u; \quad T_{3-1,2} = 30u;$$

Figura 4.11: FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.

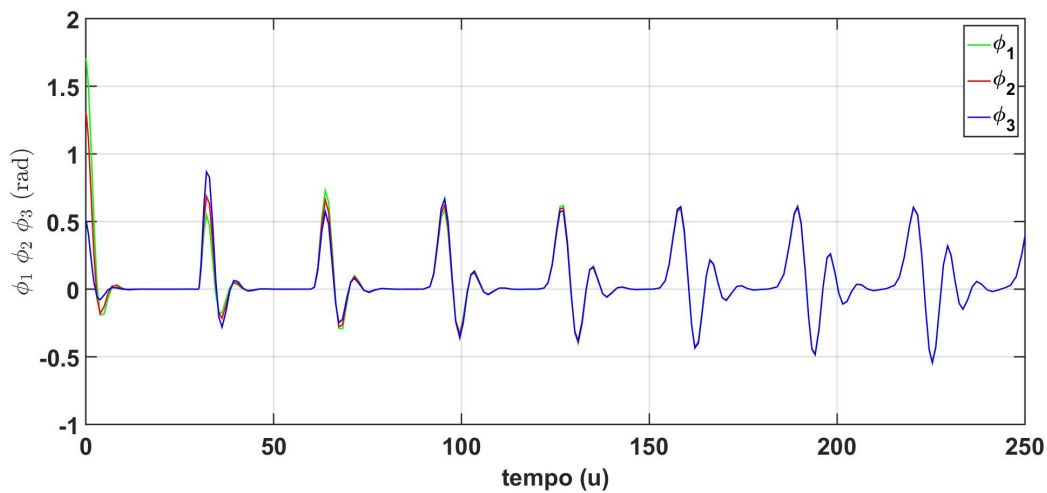


Figura 4.12: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

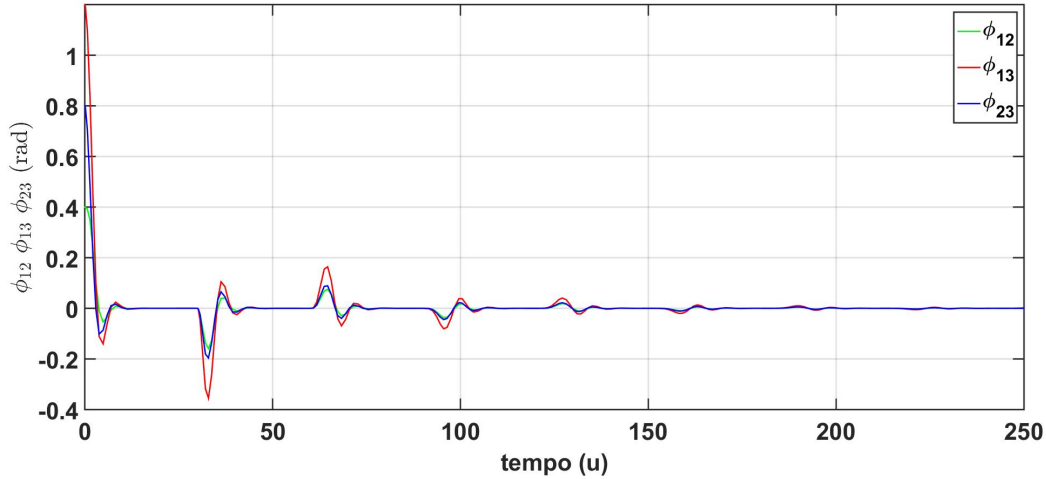
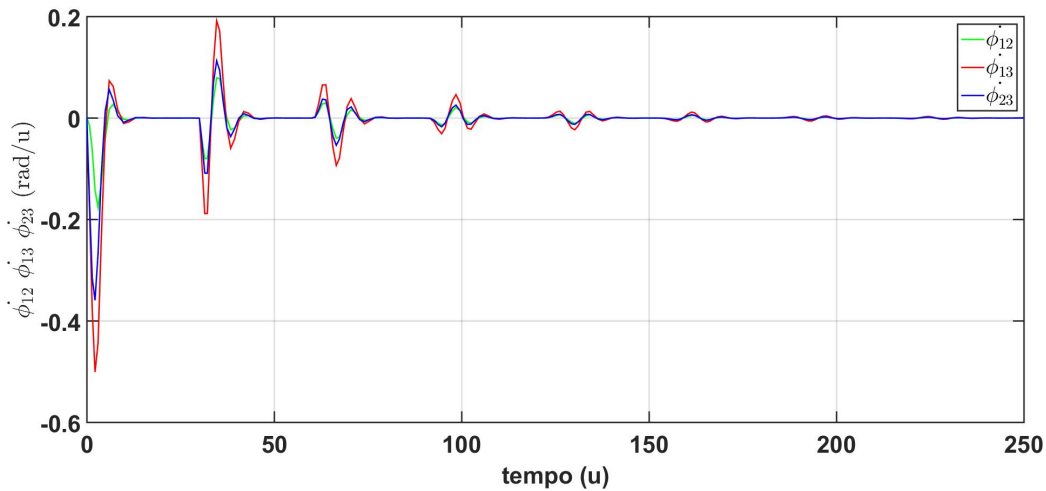


Figura 4.13: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.



As simulações para um $T = 30u$ o valor da estabilidade alcançada pelas fases dos nós eles não são mais valores constantes e começam a oscilar em uma faixa de valores entre $-0,5rad$ e $0,5rad$. Nessas condições, aparecem oscilações de maior amplitude e picos máximos atingindo valores entre $0,2rad$ e $-0,4rad$ no caso de erros de fase e valores entre $0,2rad/u$ e $-0,5rad/u$ no caso de erros de frequência do sistema que perduram por mais tempo.

A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $200u$ de tempo normalizado, levando $190u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema para condições ideais, $186u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema para $T=0.3u$, e $160u$ a mais do que o tempo de estabilização do sistema para $T=3u$, isso indica que o aumento no tempo de propagação do sinal afeta significativamente a estabilidade do sistema e ao tempo em que os valores dos erros de fase e frequência atingem a zero.

4.5 Simulação variando o ganho do filtro passa-baixas

Analisar o comportamento de uma rede de PLLs variando o parâmetro G é muito importante, pois o parâmetro G engloba, física e matematicamente, alguns outros parâmetros que governam em grande parte o comportamento do sistema.

Um desses parâmetros é o ganho do FPB, relacionando as unidades de resistência e capacitância do filtro, dando uma medida do valor da frequência de corte do filtro. Por outro lado, existem os ganhos de PD e VCO, parâmetros que estão relacionados ao erro estático máximo e à velocidade com que o erro estático máximo é detectado.

4.5.1 Simulações com $G=0.1$ para rede ideal

Na simulação foi feita variando o parâmetro G para um sistema ideal em que o parâmetro $T=0u$ sem o efeito do retardo de tempo causado pelo efeito da propagação do sinal. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 1.7rad; & \phi_2 &= 1.3rad; & \phi_3 &= 0.5rad; \\ G_1 &= 0.1; & G_2 &= 0.1; & G_3 &= 0.1; \\ T_{1-2,3} &= 0u; & T_{2-1,3} &= 0u; & T_{3-1,2} &= 0u; \end{aligned}$$

Figura 4.14: FC: fases locais: ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3 vs tempo.

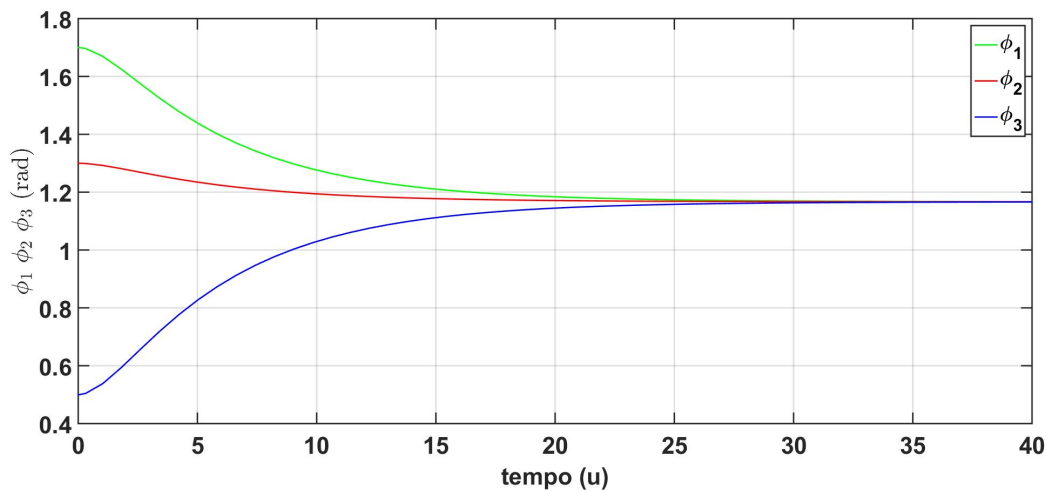


Figura 4.15: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

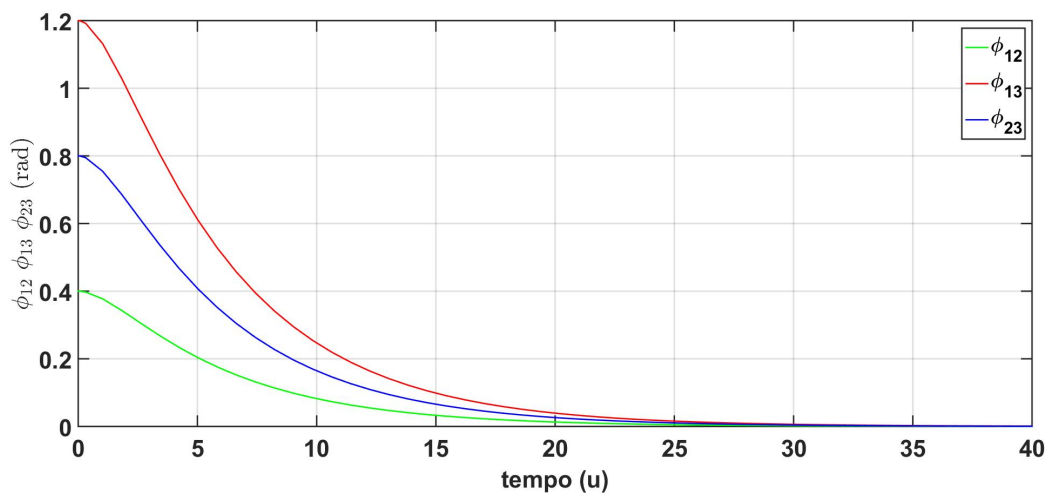
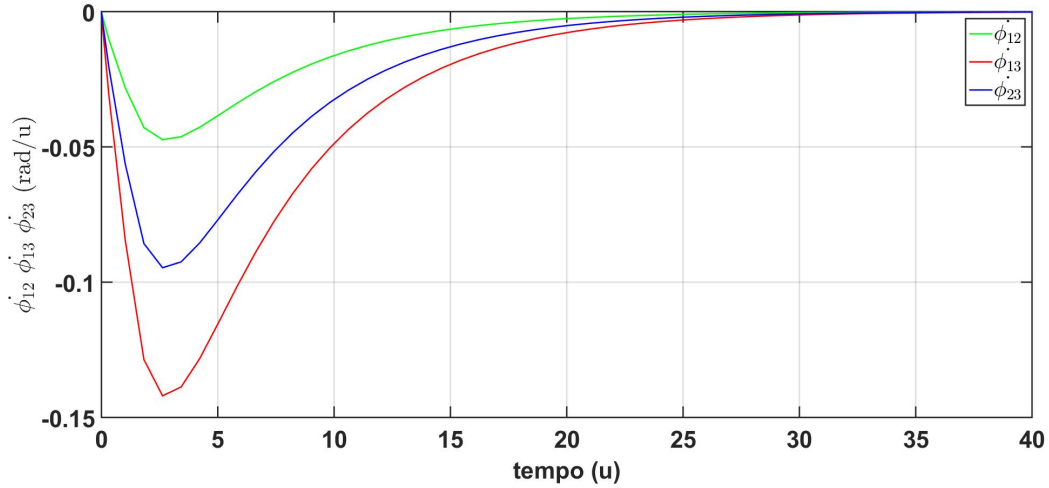


Figura 4.16: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.


Em condições ideais, definindo o parâmetro $G=0.1$, os valores de fase dos nós da rede se estabilizam em um valor que coincide com a média aritmética entre eles assim como nas simulações feitas para um sistema ideal com $G=1$, a diferença neste caso é que o tempo de estabelecimento varia, com uma diferença de $25u$ de tempo normalizado entre os dois sistemas, sendo mais lenta a resposta do sistema em análise.

A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $35u$ de tempo normalizado, isso mostra, para um sistema em condições ideais, à medida que o valor do ganho diminui, o tempo de estabilização aumenta.

4.5.2 Simulações com $G=0.1$ para rede real

As simulações abaixo foram realizadas configurando todos os parâmetros e variando apenas o parâmetro $G=1$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\begin{aligned}
 \phi_1 &= 1.7rad; & \phi_2 &= 1.3rad; & \phi_3 &= 0.5rad; \\
 G_1 &= 0.1; & G_2 &= 0.1; & G_3 &= 0.1; \\
 T_{1-2,3} &= 0.3u; & T_{2-1,3} &= 0.3u; & T_{3-1,2} &= 0.3u;
 \end{aligned}$$

Figura 4.17: FC: fases locais: ϕ_1 , ϕ_2 , ϕ_3 vs tempo.

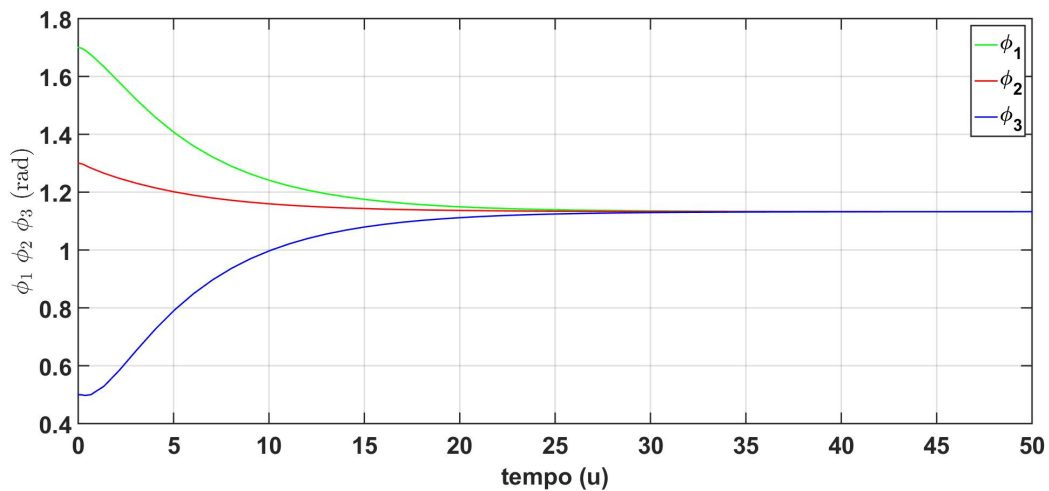


Figura 4.18: FC: erros de fases: ϕ_{12} , ϕ_{13} , ϕ_{23} vs tempo.

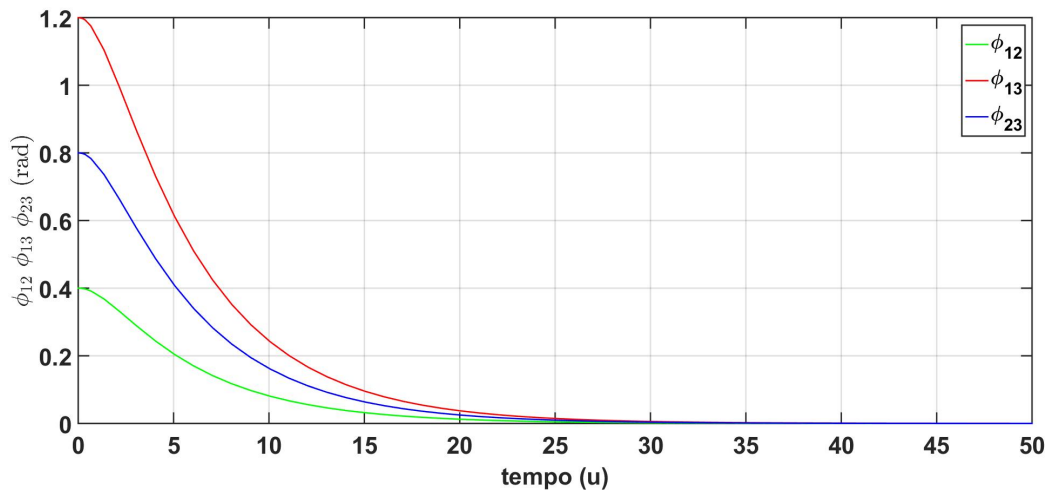
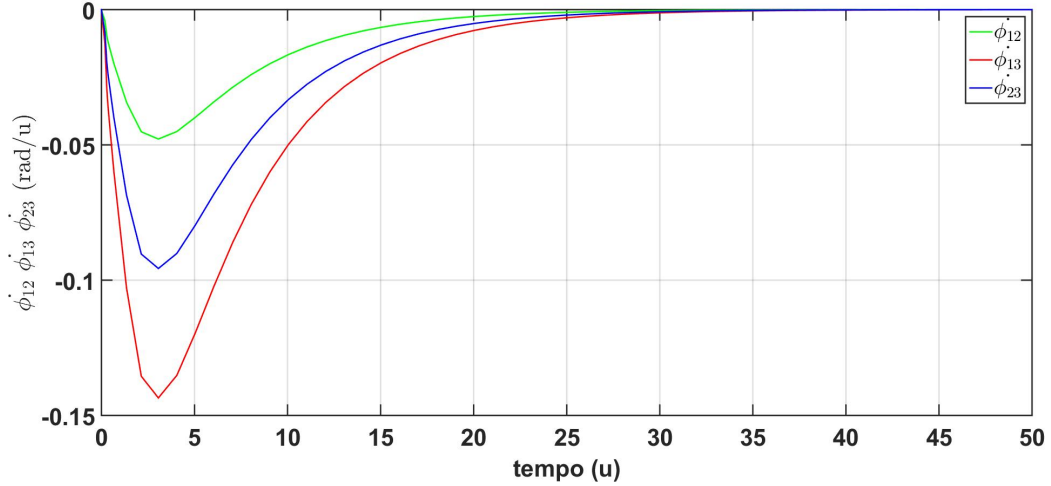


Figura 4.19: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.


Para o sistema em condições não ideais, para $T = 0,3u$ de tempo normalizado e o valor do parâmetro $G=0.1$, o valor de estabilidade alcançado pelas fases dos nós variou ligeiramente em relação ao valor da média aritmética entre os valores das fases dos nós da rede, e percebe-se que o novo valor é menor que o valor alcançado pelo sistema em condições ideais.

A rede sincroniza em fase e frequência, com erros de fase e de frequência iguais a zero, atingindo estabilidade em aproximadamente $35u$ de tempo normalizado, mesmo tempo de estabilização do sistema para condições ideais.

4.5.3 Simulações para $G=3$

As simulações abaixo foram realizadas configurando todos os parâmetros e variando apenas o parâmetro $G = 3$. Todos os outros parâmetros foram definidos de forma que:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= 1.7rad; & \phi_2 &= 1.3rad; & \phi_3 &= 0.5rad; \\ G_1 &= 3; & G_2 &= 3; & G_3 &= 3; \\ T_{1-2,3} &= 0.3u; & T_{2-1,3} &= 0.3u; & T_{3-1,2} &= 0.3u; \end{aligned}$$

Figura 4.20: FC: fases locais: ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 vs tempo.

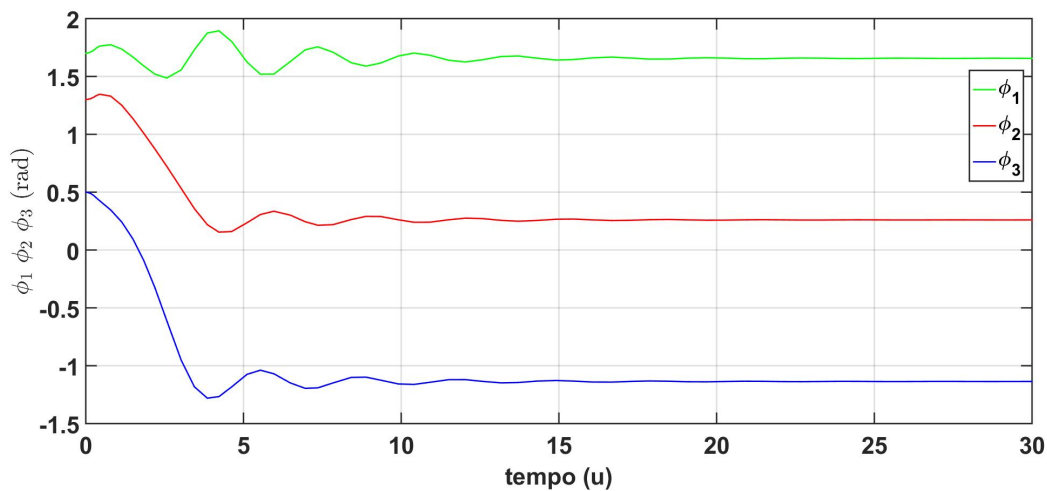


Figura 4.21: FC: erros de fases: $\phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{23}$ vs tempo.

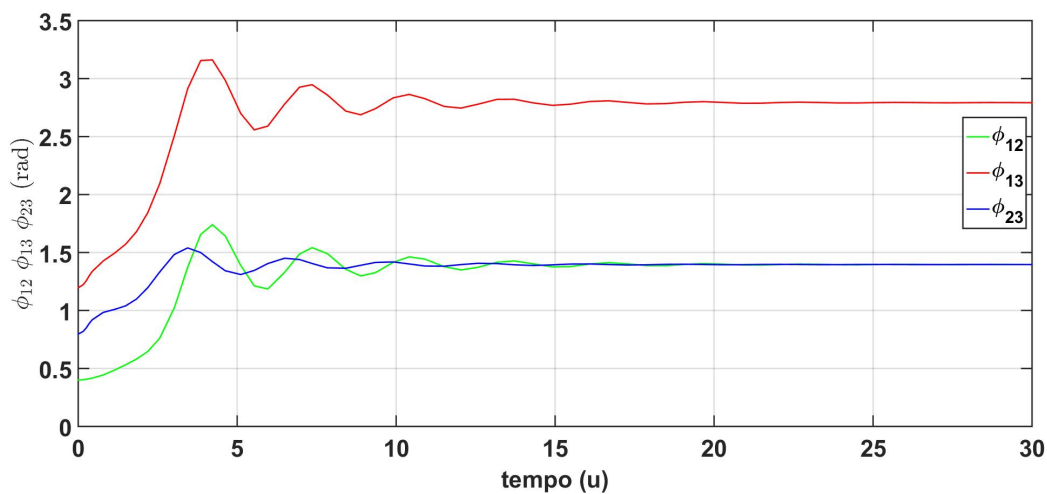
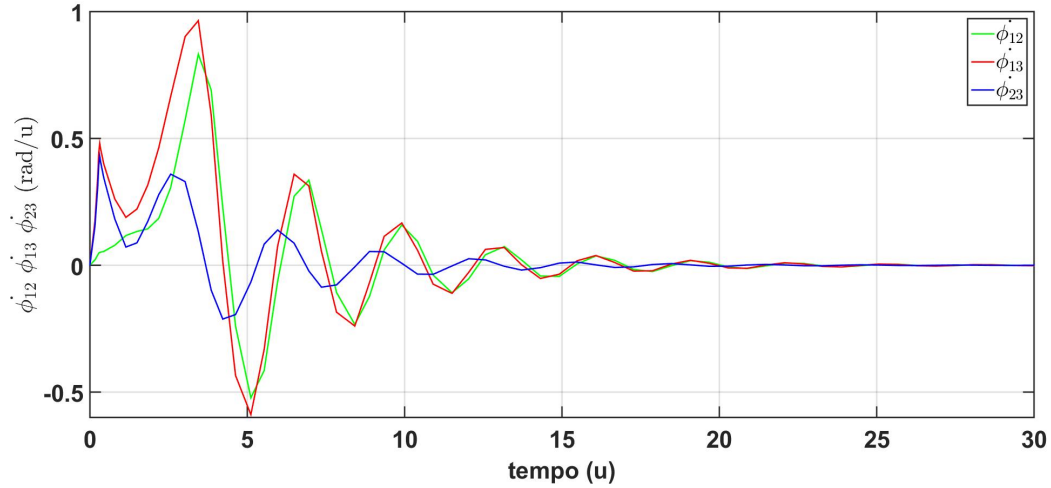


Figura 4.22: FC: erros de frequência: $\dot{\phi}_{12}$, $\dot{\phi}_{13}$, $\dot{\phi}_{23}$ vs tempo.



Para o sistema em condições não ideais, para $T = 0.3u$ e o valor do parâmetro $G = 3$, as fases dos nós da rede atingem estabilidade em valores diferentes, o que não acontecia para valores de ganho menores.

A rede tem valores de fase não nulos e diferentes para alguns dos nós, esse comportamento pode ser devido a uma amplificação do tempo de retardo conforme o valor do ganho aumenta, o que implica que seria necessário um compensador de retardo se o valor do ganho aumentasse muito. Em tanto o erro de frequência exibe oscilações que diminuem com o tempo, atingindo estabilidade no valor zero em aproximadamente $30u$ de tempo normalizado.

Capítulo 5

Conclusões

O estudo de modelos matemáticos, como método de análise e compreensão de fenômenos que ocorrem na natureza ou criados artificialmente pelos humanos, é um pilar no desenvolvimento de novas técnicas que permitem criar tecnologias, ou desenvolver e levar as existentes a outro nível.

Esse trabalho de mestrado centrou os seus estudos na análise dos modelos matemáticos de algumas das topologias dos *Phase-Lock*, a saber, *One-Way Master-Slave*, *Two-Way Master-Slave* e *Fully-Connected*. Além dos estudos realizados sobre os modelos matemáticos que regem o comportamento dos sistemas que utilizam essas topologias no seu funcionamento, essas redes foram implementadas e simuladas através de softwares que permitem uma melhor análise e compreensão do comportamento das redes PLLs mencionadas, através do estudo visual.

As investigações realizadas, para sistemas com nós mestres na configuração desgrau, mostraram que as fases dos nós escravos das redes: OWMS cadeia simples, OWMS estrela simples, TWMS cadeia dupla, TWMS estrela dupla e TWMS enlace duplo, conseguem atingir um estado síncrono, pequenos tempos de sincronização, oscilações pequenas ou nulas, alta estabilidade, erros de fase e frequências nulas, sendo a topologia TWMS enlace simples a única que falha em cumprir qualquer um dos aspectos acima mencionados.

Para sistemas com nós mestres configurados como rampa, as investigações realizadas mostraram que as fases dos nós escravos das redes: OWMS cadeia simples, OWMS estrela simples, TWMS cadeia dupla, TWMS enlace simples e TWMS enlace duplo não conseguem atingir o estado síncrono, o que implica que não possuem um tempo de sincronização, apresentam oscilações periódicas, não são estáveis e possuem erros de fase e frequência diferentes de zero ou variantes no tempo, sendo a topologia TWMS estrela dupla a única

que consegue atingir os aspectos acima mencionados.

Para os casos em que a sincronização entre as fases dos nós escravos não é alcançada, isso pode ser resolvido ajustando manualmente a rede, aumentando a ordem do FPB e/ou adicionando redes de compensação de atraso ao sistema.

Da topologia FC que foi estudada variando o valor do ganho do FPB (G) e o valor do tempo de transmissão do sinal entre os nós (T), pode-se concluir que, para as simulações realizadas, a rede FC tem um comportamento bastante estável, sempre consegue atingir o sincronismo entre os sinais dos nós, exceto, quando é definido o valor de G igual ou maior que 3. Da mesma forma acontece com o comportamento dos erros de fase do sistema, ele sempre consegue atingir valores nulos para todos os nós, exceto quando é definido o valor de G igual ou superior a 3. No entanto, a rede FC sempre atinge um estado nulo para os valores de erro de frequência. É importante notar que o aumento dos parâmetros G e T causam aparecimento de oscilações, que desaparecem após um tempo consideravelmente longo.

5.1 Recomendações

- Fazer um estudo matemático mais aprofundado dos modelos das diferentes topologias, de forma a analisar os sistemas sem a necessidade de utilizar software para simular a resposta das redes, obter o mapa de Poincaré e o expoente de Lyapunov.
- Implementar os modelos das topologias de estudo numa rede real de PLLs para validar os estudos realizados.
- Pesquisar a semelhança que existe entre a topologia FC das malhas de sincronismo de fase e certos campos da inteligência artificial, como redes neurais artificiais.

Referências Bibliográficas

- [1] Alvarez, M. A., and Spagnolini, U. (2018). Distributed time and carrier frequency synchronization for dense wireless networks. *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, 4(4), 683-696.
- [2] Barbara M. Newman, Philip R. Newman, in *Theories of Adolescent Development*, 2020
- [3] Bellman, Richard. *An introduction to artificial intelligence: can computers think?.* San Francisco: Boyd Fraser Pub. Co. 1978
- [4] Bernardo D., Signorini M.G. e Cerutti S. (1998). A Model for Two Non-linear Coupled Oscillators for the Study of Heartbeat Dynamics. *Int. J. Bifurcation Chaos* 8: 1975-1985.
- [5] Best R.E. *Phase-locked loops* (6th ed), McGraw Hill, New York (2007)
- [6] Birkhoff, G. *Dynamical Systems*. Ed. AMS books. 1927
- [7] C. Casadiego Ayala, J.J. Diaz Villamizar, D.C. Baquero Arias. *Ondas de radio Satélites y microondas*. Citado [10 marzo 2009]; disponível em <https://es.slideshare.net/ingdianabaquero/ondas-radiosatelimicroo>
- [8] Cideciyan, R. y Lindsey, W. (1987). Efectos de la inestabilidad del reloj a largo plazo en redes maestro-esclavo. *Transacciones de IEEE sobre comunicaciones* , 35 (9), 950-955.
- [9] Cohen A.H., Holmes P.J. e Rand R.H. (1982). The nature of the coupling between segmental oscillators of the lamprey spinal generator for locomotion: a mathematical model. *J. Math. Biol.* 13: 345-369.
- [10] Connelly J.A. *Macromodeling with Spice*. Prentice-Hall International. 1992.
- [11] D. Mora. *PLL-Phase Locked Loop*. Citado [31 outubro 2019]; disponível em: <https://medium.com/phase-locked-loop/pll-e6e9455e4de0>

- [12] Engel A.K., König P., Kreiter A.K., Schillen T.B. e Singer W. (1992). Temporal Coding in the Visual Cortex: New Vistas on Integration in the Nervous System. *Trends Neurosci.* 15: 218-226.
- [13] FC Hoppensteadt y EM Izhikevich, "Reconocimiento de patrones a través de la sincronización en redes neuronales de bucle de bloqueo de fase", *IEEE Transactions on Neural Networks* , vol. 11, no. 3, págs. 734–738, 2000.
- [14] F.G. Stremler. *Introducción a los sistemas de comunicación.* Addison-Wesley Iberoamericana, 1993.
- [15] F. Dos Passos Canteri. *Métodos de sincronismo de processadores digitais de sinais com a rede elétrica comercial, aplicados em geração de energia fotovoltaica.* 2017
- [16] Ferreira, A. A., Bueno, A. M., and Piqueira, J. R. (2009). Modeling and measuring double-frequency jitter in one-way master–slave networks. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 14(5), 1854-1860.
- [17] Gardner F.M. *Phaselock techniques* (3rd ed), Hoboken, NJ: Wiley (2005)
- [18] Gersho A., Karafin B.J. Mutual synchronization of geographically separated oscillators *Bell Syst Tech J* (1966), pp. 1689-1703
- [19] H. Meyr y G. Ascheid, *Sincronización en comunicaciones digitales Lazos bloqueados por frecuencia de fase y control de amplitud* , vol. 1, John Wiley Sons, Chichester, Reino Unido, 1990.
- [20] Haykin, M. *Moher: Communication Systems*, 4 Ed. Wiley, 2001.
- [21] He, X., Jin, X., Wang, M., Zhou, D., and Goto, S. (2011). A 98 GMACs/W 32-core vector processor in 65 nm CMOS. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 94(12), 2609-2618.
- [22] Henri de Bellescize, "La réception synchrone," *L'Onde Électrique*(later: *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*), vol. 11, pages 230–240 (June 1932).
- [23] Hsieh, G. C., and Hung, J. C. (1996). Phase-locked loop techniques. A survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 43(6), 609-615.

- [24] J. Pereira. Métodos de Sincronização de conversores em sistemas de geração distribuídas. 2008
- [25] JRC Piqueira, FM Orsatti y LHA Monteiro, "Computación con bucles bloqueados en fase: elección de ganancias y retrasos", IEEE Transactions on Neural Networks , vol. 14, no. 1, págs. 243–247, 2003.
- [26] KDnuggets, «Machine Learning Key Terms, Explained», 2017
- [27] L. Biasi Parizzi. Utilização avançada da capacidade excedente de sistemas de transmissão CCAT para produção de oxigênio e hidrogênio. 2008
- [28] LHA Monteiro, NCF Canto, JG Chaui-Berlinck, FM Orsatti y JRC Piqueira, "Sincronismo global y parcial en redes de bucle de bloqueo de fase", IEEE Transactions on Neural Networks , vol. 14, no. 6, págs. 1572–1575, 2003.
- [29] Lindsey W.C. Synchronization systems in communication and control (1st ed), Prentice Hall, Engiewood Cliffs, NJ: USA (1972)
- [30] Mitra, J., David, E., Mendez, E., Khan, S. A., Kiss, T., Baron, S., ... and Nayak, T. (2019). Trigger and Timing Distributions using the TTC-PON and GBT Bridge Connection in ALICE for the LHC Run 3 Upgrade. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 922, 119-133.
- [31] Martin Armstrong, «The Future Of A.I.», The Statistics Portal, 2016
- [32] Matich, Damián Jorge «Redes Neuronales: Conceptos Básicos y Aplicaciones.» (PDF). Buenos Aires, Argentina. p. 6. 2018.
- [33] P. E. Allen, "LECTURE 200 — CLOCK AND DATA RECOVERY CIRCUITS." 2003
- [34] P.E.Danizio, E.R. Danizio, E.J. Menso, A.D.Danizio, M. O. Cejas, "Detección Coherente en Modulación de Producto con Recuperación de Portadora", Revista Tecnología y Ciencia. 2016
- [35] Pindado R. Electrónica analógica integrada. Introducción al diseño mediante problemas. Marcombo. 1997.
- [36] Pinheiro R.B., Piqueira J.R.C. Designing all-pole filters for high-frequency phase-locked loops Math Probl Eng, 2014 (2014), pp. 1-8 (Print)

- [37] Piqueira, J. R. C. (1997). Uma contribuição ao estudo das redes com malhas de sincronismo de fase (Doctoral dissertation, Universidade de São Paulo).
- [38] Piqueira, J. R. C., and de Godoi, A. C. B. (2021). Clock signal distribution with second order nodes: Design hints. *ISA transactions*.
- [39] Piqueira, José Roberto C. 2020, Master-Slave Topologies with Phase-Locked Loops, *Wireless Communications and Mobile Computing*. Hindawi
- [40] Poincaré, H. *Les méthodes nouvelles de la mécanique céleste*. Gauthier-Villars, 1893. Vol. 1-3. Republicado por Blanchard, Paris, 1993.
- [41] R. Bressan Pinheiro. Projeto de filtro tipo “só-pólo” para malhas de sincronismo de fase de alta frequência. 2010
- [42] Richman D. (1954). Color-Carrier Reference Phase Synchronization Accuracy in NTSC Color Television. *Proceedings of the IRE*, 42, pp. 106–133.
- [43] S. Bregni, *Sincronización de redes digitales*, John Wiley and Sons, Chichester, Reino Unido, primera edición, 2002.
- [44] SÁNCHEZ, RANCÉS SÁNCHEZ ; PIQUEIRA, JOSÉ ROBERTO CASTILHO ; Bueno, Átila Madureira . Comparing phase detectors in analog Phase-Locked Loops. *European Physical Journal-Special Topics*, v. 2021, p. 021-00245-3, 2021.
- [45] Šimek, P., Škramlík, J., and Valouch, V. (2019). A frequency locked loop strategy for synchronization of inverters used in distributed energy sources. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 107, 120-130.
- [46] T. Emmanuel Messias. Desenvolvimento e testes de software de um receptor de GPS para uso espacial. 2011
- [47] Thelen, E. (2005). Dynamic systems theory and the complexity of change. *Psychoanalytic dialogues*, 15(2), 255-283.
- [48] T. Tiedtke Dos Reis. Estudo e Implementação de Técnicas de Sincronismo de Dispositivos para o Georreferenciamento de Imagens Digitais. 2009

- [49] V. Fonsêca Nóbrega. Desenvolvimento de um sistema fotovoltaico conectado a rede elétrica. 2011
- [50] W. Tomasi, G. M. Hernández y V.G. Pozo. Sistemas de comunicaciones electrónicas. Pearson Educación, 2003.
- [51] Wang, X., Wei, W., Liu, Z., Han, D., Deng, N., Yang, L., ... and Dong, Y. (2019). Joint frequency and time transfer over optical fiber with high-precision delay variation measurement using a phase-locked loop. *IEEE Photonics Journal*, 11(2), 1-8.
- [52] Wendt K.R. and Fredendall G.L. (1943). Automatic Frequency and Phase Control of Synchronization in Television Receivers. *Proceedings of the IRE*, 31(1), pp. 7–15.
- [53] Wolaver, D. H. (1991). *Phase-locked loop circuit design*. Prentice-Hall.