

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Thainan Santos Theodoro

Novo método de extração fasorial baseado no integrador generalizado de
segunda ordem para cossimulação de transitórios eletromagnéticos e
eletromecânicos

Juiz de Fora
2022

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Theodoro, Thainan Santos.

Novo método de extração fasorial baseado no integrador generalizado de segunda ordem para cossimulação de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos / Thainan Santos Theodoro. – 2022.

235 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Marcelo Aroca Tomim

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2022.

1. Cossimulação. 2. SOGI. 3. TOGI. 4. Extração fasorial. 5. Estabilidade da Cossimulação I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Tomim, Marcelo Aroca, coorient. III. Título.

Thainan Santos Theodoro

Novo método de extração fasorial baseado no integrador generalizado de segunda ordem para cossimulação de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Prof. Dr. Marcelo Aroca Tomim

Juiz de Fora

2022

Thainan Santos Theodoro

**Novo método de extração fasorial baseado no integrador generalizado de segunda ordem para
cossimulação de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 28 de setembro de 2022.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Marcelo Aroca Tomim - Coorientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Carlos Augusto Duque
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Ricardo Mota Henriques
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Benedito Donizeti Bonatto
Universidade Federal de Itajubá

Prof. Dr. Alberto Resende de Conti
Universidade Federal de Minas Gerais

Juiz de Fora, 26/08/2022.



28/09/2022, às 16:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **BENEDITO DONIZETI BONATTO, Usuário Externo**, em 28/09/2022, às 16:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Aroca Tomim, Professor(a)**, em 28/09/2022, às 16:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alberto Resende De Conti, Usuário Externo**, em 28/09/2022, às 19:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Augusto Duque, Professor(a)**, em 29/09/2022, às 10:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ricardo Mota Henriques, Professor(a)**, em 29/09/2022, às 15:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **0923696** e o código CRC **BC462A87**.

A minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Nesta trajetória tão complexa e tortuosa foi fundamental o apoio de diversas pessoas. Inicialmente, agradeço a Deus pela vida e saúde proporcionada. Depois, à minha mãe, Valceli Marangon Santos, pelo incentivo em todas as minhas decisões, a força e consolo em cada erro cometido, além do cuidado e carinho. À minha avó, Marlene Marangon Santos, que sempre me tratou como um filho, cujos conselhos e carinho foram imprescindíveis. À minha namorada, Thais Miranda Gomes, por me ajudar a manter o pé no chão e ser mais prático e objetivo.

Agradeço ao meu professor orientador Pedro Gomes Barbosa por sua orientação, disponibilidade e paciência. Agradeço, também, ao meu coorientador Marcelo Aroca Tomim pela ajuda e direcionamento durante a realização deste trabalho. Agradeço também a todos os professores e servidores da Universidade Federal de Juiz de Fora que contribuíram para o funcionamento e desenvolvimento das atividades acadêmicas.

“As the area of our knowledge grows, so too does the perimeter of our ignorance.”

(Neil de Grasse Tyson).

RESUMO

A cossimulação tem concentrado muita atenção no contexto de redes inteligentes com aumento da complexidade do sistema elétrico de potência (SEP). No entanto, não está completamente desenvolvida e alguns pontos são pouco tratados na literatura. Por exemplo, a extração fasorial e a natureza discreta da comunicação, que insere erros e atrasos na interface. Neste contexto, o objetivo geral do trabalho é desenvolver uma interface de cossimulação de transitórios eletromagnéticos (do inglês, *Electromagnetic Transients*) (EMT)-estabilidade transitória (do inglês, *Transient Stability*) (TS) mais precisa quando se considera defeitos e falhas que ocasionam variações de frequência da rede. Dessa forma, é proposto um novo método de extração fasorial baseado no sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS) e na Transformada de Hilbert (HT). A topologia usada para sintetizar a definição de fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP) foi o do integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI)-TVP, pois ela se adequa aos requisitos da barra de interface. Além disso, foi proposta uma metodologia de modelagem dinâmica da cossimulação para estudo de estabilidade. Os resultados numéricos, os estudos de estabilidade e a aplicação em um sistema de médio porte mostraram que o método proposto é rápido, estável, possui capacidade de rastrear a frequência com boa precisão e é capaz de rejeitar distúrbios, além de ter baixa carga computacional, mostrando-se superior em alguns quesitos frente aos métodos convencionais, como o ajuste de curva de erro de mínimos quadrados (do inglês, *least-squares error curve fitting*) (LSCF) e a transformada discreta de Fourier, (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) (DFT). As principais contribuições deste trabalho são: (i) o método de extração proposto pode contribuir para sistematização e ampliação do escopo de utilização da cossimulação, já que usa bases sólidas de definição de TVP; e (ii), a metodologia de estudo de estabilidade proposta é genérica e pode ser usada para verificação da estabilidade de outros métodos de extração, protocolos de comunicação, ou sistemas mais complexos, contribuindo para novas pesquisas e avanços da tecnologia de cossimulação.

Palavras-chave: Cossimulação. SOGI. TOGI. Extração fasorial. Estabilidade da cossimulação.

ABSTRACT

Co-simulation has concentrated attention on the context of smart grids and the increasing complexity of power systems. However, it is not fully developed and some points are not addressed in the literature. For example, phasor extraction and the discrete nature of communication, introduce errors and delays into the interface. In this context, the general objective of the work is to develop a more accurate Electromagnetic Transients (EMT)–Transient Stability (TS) co-simulation interface when considering faults and failures that cause network frequency variations. Thus, a new phasor extraction method based on complex Signals (CS) and Hilbert Transform (HT) is proposed. The topology used to synthesize the definition of Time-Varying Phasor (TVP) was the Second Order Generalized Integrator (SOGI)–(TVP), as it fits the requirements of the interface bus. In addition, it was proposed a dynamic co-simulation modeling methodology for stabilities studies. The numerical results, the stability studies, and the application in a medium-sized system have shown that the proposed method is fast, stable, can track the frequency with accuracy, and is capable of rejecting disturbances, in addition to having a low computational burden. SOGI-TVP has shown itself superior in some items compared to the conventional methods, Least-Squares Error Curve Fitting (LSCF) and Discrete Fourier Transform (DFT). The main impacts of this work are (*i*) that the proposed extraction method can contribute to systematization and expansion of the scope of use of co-simulation, since it uses solid bases for the definition of TVP; and (*ii*) that the proposed stability study methodology is generic and can be used to verify the stability of other extraction methods, communication protocols, or more complex systems, contributing to new research and advances in the technology of co-simulation.

Keywords: Co-simulation. SOGI. TOGI. Phasor Extraction. Co-simulation Stability.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Linha do tempo com os principais trabalhos envolvendo a cossimulação e simulação híbrida TS–EMT encontrados na literatura. 34
Figura 2	– Ilustração das filosofias das simulações convencional e cossimulação de uma rede elétrica. 37
Figura 3	– Representação esquemática da interface entre o acoplamento TS–EMT. 38
Figura 4	– Ilustração das combinações de programas EMT e TS. 44
Figura 5	– Representação esquemática do acoplamento TS–EMT. 45
Figura 6	– Diagrama temporal do acoplamento TS–EMT com indicação de M (macropasso), H (passo do TS) e h (passo do EMT). 47
Figura 7	– Janela de tempo W_m para extração fasorial no diagrama temporal. 51
Figura 8	– Princípio do cálculo do TVE. 51
Figura 9	– Técnicas de conversão dos dados do DS usadas pelas principais referências. 52
Figura 10	– Circuito equivalente de uma linha para ω_o com perdas. 58
Figura 11	– Linha de transmissão híbrida para o acoplamento –EMT. 58
Figura 12	– Acoplamento TS–EMT por sobreposição. 60
Figura 13	– Fluxograma funcional dos programas de simulação. 61
Figura 14	– Fluxogramas de trabalho para uma cossimulação. 62
Figura 15	– Principais protocolos usados na cossimulação TS–EMT. 64
Figura 16	– Protocolo combinado (com prioridade TS). 66
Figura 17	– Sinal monotônico. 70
Figura 18	– Fasor girante. 71
Figura 19	– Espectro do sinal típico do SEP, no tempo e na frequência. 72
Figura 20	– Relação entre o sinal real $a(t)$, o sinal analítico $\underline{a}(t)$ e o TVP $\bar{A}(t)$ 75
Figura 21	– Diagrama de blocos para cálculo do TVP usando o conceito de sinal analítico. 76
Figura 22	– Ilustração com as estimativas fasoriais com erro de amplitude. 78
Figura 23	– Esquema básico de um PLL monofásico. 79
Figura 24	– Diagrama de blocos do QSG-PLL genérico. 80
Figura 25	– Diagrama de blocos dos QSG-PLL com atraso de $T/4$ 81
Figura 26	– Diagrama de blocos dos PLL baseados na Transformação de Park. 82
Figura 27	– Geração do sinal em quadratura baseado na HT. 83
Figura 28	– Diagrama de blocos do SOGI-PLL. 84

Figura 29	– Resposta de frequência das funções de transferência do SOGI.	85
Figura 30	– Modelo linearizado para SOGI-PLL.	87
Figura 31	– Diagrama de blocos do SOGI-TVP para uma fase.	87
Figura 32	– Período de extração fasorial adotado.	88
Figura 33	– Diagrama de blocos do algoritmo de adequação do sinal para o LSCF e DFT.	88
Figura 34	– Curvas teste para extração fasorial dos cenários A a E, considerando variações de $A_m(t)$, $f(t)$, $\phi(t)$ e $D(t)$ na forma de onda $a(t)$	93
Figura 35	– Curvas de teste para extração fasorial de F-J, formas de onda para $A_m(t)$, $f(t)$, $\phi(t)$, $D(t)$ e $a(t)$	94
Figura 36	– Diagrama de blocos do gerador de sinais de teste.	95
Figura 37	– TVP extraídos considerando uma janela deslizante atualizada a cada $M = 50 \mu\text{s}$	98
Figura 38	– Circuito elementar (equivalente monofásico) utilizado na análise de estabilidade da cossimulação EMT-TS para diversos métodos de extração fasorial e considerando efeitos da comunicação.	103
Figura 39	– Representação da cossimulação.	105
Figura 40	– Diagrama de blocos da extração fasorial usando a DFT para aplicação na cossimulação EMT-TS.	109
Figura 41	– Diagrama de blocos da extração fasorial usando o SOGI-TVP para aplicação na cossimulação EMT-TS.	110
Figura 42	– Diagrama de blocos da cossimulação EMT-TS considerando o efeito da extrapolação.	111
Figura 43	– Representação do efeito da extrapolação na cossimulação EMT-TS.	112
Figura 44	– Exemplo numérico da variação da amplitude e fase do sinal senoidal, devido à extrapolação, para diferentes valores de macropasso na cossimulação EMT-TS.	113
Figura 45	– Simplificação do diagrama de blocos da cossimulação para $h \ll H$ e $H = M$	113
Figura 46	– Representação genérica do protocolo serial com prioridade TS utilizada na análise de estabilidade da cossimulação EMT-TS.	114
Figura 47	– Diagrama de blocos genérico para estudo da estabilidade da cossimulação EMT-TS não-iterativa considerando efeitos da comunicação: (i) ZOH devido à extrapolação e (ii) o atraso de transporte devido ao protocolo serial com prioridade TS.	115

Figura 48	– Diagrama de blocos para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não–iterativa para o método de extração fasorial DFT desconsiderando efeitos da comunicação.	116
Figura 49	– Diagrama de blocos para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não–iterativa usando o método de extração fasorial SOGI–TVP, desconsiderando efeitos da comunicação.	120
Figura 50	– Diagrama de blocos para o estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não–iterativa usando o método de extração fasorial DFT, considerando os atrasos devido à comunicação.	121
Figura 51	– Caso D: diagrama de blocos para o estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não–iterativa para o método de extração fasorial SOGI–TVP considerando efeitos da comunicação: (i) ZOH devido à extrapolação e (ii) o atraso de transporte devido ao protocolo serial com prioridade TS.	126
Figura 52	– Circuito utilizado na pesquisa de Yu (2018) a cerca da estabilidade para um sistema simples e desconsiderando efeitos da comunicação.	134
Figura 53	– Evolução dos autovalores dos modelos dinâmicos (Equação (4.83)) considerando uma variação de $0 < X_{th,pu} < 1$ pu quando todos os outros valores permanecem fixos.	137
Figura 54	– Região de valores de R_{th} e X_{th} em pu que o sistema pode ser considerado moderado-forte, ou seja, $SCR > 3$	138
Figura 55	– Evolução da localização dos autovalores para os métodos de extração fasorial para uma variação de $0 < P_{L,pu} < 5$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes.	139
Figura 56	– Evolução da localização dos autovalores para os métodos de extração fasorial para uma variação de $0 < Q_{L,pu} < 5$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes.	140
Figura 57	– O valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} quando todos os outros valores permanecem constantes.	141
Figura 58	– Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} tendo como base a extração fasorial usando o SOGI–TVP.	141
Figura 59	– Valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação de R_{th} , X_{th} tendo como base a extração fasorial usando o SOGI–TVP para variações de potência ativa na carga 0, 1 e 2 pu.	142

Figura 60	– O valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS tendo como base a extração fasorial usando a DFT e o SOGI–TVP, sem e com a comunicação, para variação de $0 < P_L < 2$ pu e $0 < Q_L < 2$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes, considerando um sistema forte com dados nominais $SCR = 26,52$ 143
Figura 61	– Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação de ($0 < P_L < 0$ pu) e ($0 < Q_L < 1$ pu) tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o SOGI–TVP, desconsiderando e considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente. 144
Figura 62	– Topologias para rejeição da componente CC para o SOGI. 147
Figura 63	– Resposta em frequência das topologias de rejeição da componente com CC para o SOGI. 148
Figura 64	– Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de $0 < P_L < 0$ pu e $0 < Q_L < 1$ pu tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o TOGI–TVP , desconsiderando e considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente. 149
Figura 65	– Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de $0 < P_L < 0$ pu e $0 < Q_L < 1$ pu tendo como base as extrações fasoriais usando DFT, SOGI–TVP e TOGI–TVP, considerando e não considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente. 150
Figura 66	– Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação $10^{-3} < M < 1 \times 10^{-1}$ s tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o TOGI–TVP e considerando a comunicação, para variações de $0 < X_{th} < 6$ pu. 151

Figura 67	– Valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} , com superfícies de macropasso $10^{-3} < M < 1 \times 10^{-1}$ s, tendo como base a extração fasorial usando o TOGI-TVP	152
Figura 68	– Teste 1 - Potência ativa pequena: avaliação de $P_L = 0$ pu na estabilidade da cossimulação EMT-TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55.	154
Figura 69	– Teste 2 - Potência nominal: avaliação de $P_L = 1$ pu e $Q_L = 1$ pu, na estabilidade da cossimulação EMT-TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55.	155
Figura 70	– Teste 3 - Estabilidade DFT, SOGI e TOGI-TVP: avaliação da efeito da componente CC na cossimulação baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 61.	156
Figura 71	– Teste 4 - Efeito e importância da comunicação: avaliação do efeito da comunicação na estabilidade baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 57.	157
Figura 72	– Teste 5 - Variação do macropasso: avaliação do efeito da variação do macropasso na estabilidade baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 67.	158
Figura 73	– Diagrama unifilar do sistema teste com 29 barras.	162
Figura 74	– Esquema de controle com um conversor <i>back-to-back</i> formado por dois VSC a IGBT.	163
Figura 75	– Tensões terminais dos geradores G_0 , G_1 e G_6 para os programas EMT e a cossimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e TOGI-TVP.	166
Figura 76	– Potências ativas nos terminais dos geradores de G_0 , G_1 e G_6 obtidas com o EMT e a cossimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	169
Figura 77	– Potências reativas nos terminais de G_0 , G_1 e G_6 obtidas com o EMT e a cossimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	170
Figura 78	– Grandezas na barra de interface.	172
Figura 79	– Potências na barra de interface.	173
Figura 80	– Desvio de frequência central do sistema.	174
Figura 81	– Comparação dos ângulos do rotor tendo G_1 como referência.	175
Figura 82	– Grandezas mecânicas do aerogerador - Sistema 29 barras com DFIG.	177
Figura 83	– Correntes injetadas no rotor do aerogerador pelo RSC, com detalhe à direita - Sistema 29 barras com DFIG.	178

Figura 84	– Tensão no barramento CC durante a falta, com detalhe à direita - Sistema 29 barras com DFIG.	179
Figura 85	– Diagrama de blocos da estrutura genérica usada no estudo de um sinal no referencial estacionário, que sofre uma variação no referencial síncrono.	209
Figura 86	– Resposta em frequência do efeito de uma determinada dinâmica interna no referencial síncrono (dq), do ponto de vista do referencial estacionário ($\alpha\beta$).	214
Figura 87	– Representação do circuito do modelo dinâmico da máquina síncrona.	216
Figura 88	– Modelo não linear da turbina hidráulica e bloco de controle interno do <i>MatLab/Simulink</i>	217
Figura 89	– Modelo linha <i>MatLab/Simulink</i>	220
Figura 90	– Modelo nativo do <i>MatLab/Simulink</i> para carga RLC por fase.	222
Figura 91	– Sistema de excitação <i>MatLab/Simulink</i>	224
Figura 92	– Estabilizador de potência <i>MatLab/Simulink</i>	224
Figura 93	– Diagrama esquemático de um aerogerador baseado no gerador de indução duplamente alimentado com os controladores do conversor <i>back-to-back</i>	227
Figura 94	– Implementação dos controles de corrente para o RSC.	230
Figura 95	– Diagrama de blocos do observador de fluxo.	232
Figura 96	– Diagrama de blocos de MPPT.	233
Figura 97	– Implementação dos controles de corrente para o GSC.	234

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Métodos de extração fasorial empregados na literatura.	53
Tabela 2 – Circuitos de interface empregados na literatura.	57
Tabela 3 – Circuitos de interface empregados na literatura.	65
Tabela 4 – Curvas empregadas na avaliação do LSCF.	91
Tabela 5 – Funções de ajuste usadas nos testes de extração fasorial.	92
Tabela 6 – TVE em % para cada cenário, de A até E, usando os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e SOGI-TVP.	95
Tabela 7 – TVE em % para cada cenário, de F até J, usando os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e SOGI-TVP.	96
Tabela 8 – Tempo computacional dos métodos de extração fasorial em relação ao tempo da DFT.	99
Tabela 9 – Comparação dos métodos de extração fasorial em relação aos dados quantitativos.	99
Tabela 10 – Parâmetros de linha por unidade de comprimento.	104
Tabela 11 – Resumo das conclusões de Yu (2018) a cerca da estabilidade para um sistema simples e desconsiderando efeitos da comunicação.	134
Tabela 12 – Resumo das análises numéricas dos modelos <i>A</i> , <i>B</i> , <i>C</i> e <i>D</i> feitas para cada conjunto de dados para estudo da estabilidade da cossimulação EMT-TS.	136
Tabela 13 – Caracterização do sistema teste para estudo da estabilidade da cossimulação para variação da potência ativa/reactiva e parâmetros do circuito equivalente de Thévenin (Figura 61).	143
Tabela 14 – Resumo dos testes de validação do modelo dinâmico da cossimulação desenvolvido para diversos pontos de operação.	153
Tabela 15 – Parâmetros básicos dos geradores G_0 , G_1 e G_6	165
Tabela 16 – Valores de NIAE para as tensões terminais dos geradores G_0 , G_1 e G_6 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI. 167	
Tabela 17 – Valores de NIAE para as potências ativas dos geradores G_0 , G_1 e G_6 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI. 168	
Tabela 18 – Valores de NIAE para as potências reativas nos terminais de G_0 , G_1 e G_6 considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI. 171	
Tabela 19 – Valores de NIAE para tensão e corrente na barra de interface, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	171
Tabela 20 – Valores de NIAE para as potências ativa e reativa na barra de interface, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI. 172	

Tabela 21 – Valores de NIAE para a frequência na barra de interface, tendo como referência o sinal EMT e comparação os resultados dos métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	174
Tabela 22 – Valores de NIAE para os ângulos terminais de G_1 e G_6 em relação a G_0 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	175
Tabela 23 – Valores de NIAE para o torque e a velocidade do DFIG, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	177
Tabela 24 – Valores de NIAE para as correntes no rotor e a tensão no barramento CC do DFIG, tendo como referência o sinal EMT e comparação os resultados dos métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.	179
Tabela 25 – Tempos de computacionais para a simulação EMT completo e co-simulações LSCF, DFT e SOGI–TVP para o sistema de 29 barras com aerogerador DFIG.	180
Tabela 26 – Detalhamento dos tempos computacionais para a cossimulação SOGI–TVP entre os sistemas detalhado e externo.	180
Tabela 27 – Parâmetros das máquinas síncronas - Hydro-Quebec.	216
Tabela 28 – Parâmetros turbinas hidráulicas - Hydro-Quebec.	218
Tabela 29 – Parâmetros máquinas assíncronas - Hydro-Quebec.	218
Tabela 30 – Parâmetros transformadores - Hydro-Quebec.	219
Tabela 31 – Parâmetros linha de transmissão trifásica- Hydro-Quebec.	221
Tabela 32 – Parâmetros cargas RLC - Hydro-Quebec.	223
Tabela 33 – Parâmetros cargas dinâmicas - Hydro-Quebec.	224
Tabela 34 – Parâmetros excitação das máquinas síncronas - Hydro-Quebec.	225
Tabela 35 – Parâmetros PSS - Hydro-Quebec.	225
Tabela 36 – Fluxo de potência Hydro-Quebec usando um gerador de indução duplamente alimentado (do inglês, <i>Doubly-Fed Induction Generator</i>) (DFIG) como equivalente do parque eólico, Seção 5.2.	226

LISTA DE ABREVIACOES E SIGLAS

AL	laço algebrico (do inglês, <i>algebraic-loop</i>)
APF	filtro passa-tudo (do inglês, <i>All Pass Filter</i>)
API	interface de programao de aplicativos (do inglês, <i>Application Program Interface</i>)
ATD	atraso de tempo adaptativo (do inglês, <i>Adaptative time-delay</i>)
ATP-EMTP	Programa Alternativo de Transitórios Eletromagnéticos (do inglês, <i>Alternative Transients Program</i>)
AS	sinal analítico (do inglês, <i>Analytic Signal</i>)
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
COPIP	protocolo de interao paralelo para a cossimulao (do inglês <i>Co-simulation Parallel Interaction Protocol</i>)
COSISEMT	protocolo de interao serial para a cossimulao com prioridade do EMT (do inglês <i>Co-simulation Serial Interaction Protocol with EMT Priority</i>)
COSISTS	protocolo de interao serial para a cossimulao com prioridade do TS (do ingls <i>Co-simulation Serial Interaction Protocol with TS Priority</i>)
COSIC	protocolo de interao combinado (do ingls <i>Co-simulation Combined Interaction Protocol</i>)
CS	sinal complexo (do ingls, <i>Complex Signal</i>)
DAE	equao algebrico-diferenciais (do ingls, <i>Differential-Algebraic Equations</i>)
DP	fasor dinâmico (do ingls, <i>dynamic phasor</i>)
DER	recurso energético distribuído (do ingls, <i>Distributed Energy Resource</i>)
DFIG	gerador de induo duplamente alimentado (do ingls, <i>Doubly-Fed Induction Generator</i>)
DFT	transformada discreta de Fourier, (do ingls, <i>Discrete Fourier Transform</i>)
DS	sistema detalhado (do inglês, <i>Detailed System</i>)
DSE	equivalente do sistema detalhado (do inglês, <i>Detailed System Equivalent</i>)
DSOGI	integrador duplo generalizado de segunda ordem (do inglês, <i>Double Second Order Generalized Integrator</i>)
EMT	transitórios eletromagnéticos (do inglês, <i>Electromagnetic Transients</i>)
ES	sistema externo (do inglês, <i>External System</i>)

ESE	equivalente do sistema externo (do inglês, <i>External System Equivalent</i>)
FACTS	sistema flexível de transmissão em corrente alternada (do inglês, <i>Flexible AC Transmission System</i>)
FDNE	equivalente de rede dependente da frequência (do inglês, <i>Frequency Dependent Network Equivalent</i>)
LF	filtro de laço (do inglês, <i>loop filter</i>)
FIR	resposta de impulso finito (do inglês <i>finite impulse response</i>)
FIDVR	recuperação de tensão atrasada induzida por falha (do inglês, <i>fault-induced delayed voltage recovery</i>)
FMI	Functional Mock-up Interface
FMU	Functional Mock-up Unit
GSC	conversor do lado da rede (do inglês, <i>Grid Side Converter</i>)
HVDC	sistemas de transmissão em corrente contínua alta tensão (do inglês, <i>High-Voltage DC Transmission Systems</i>)
HT	Transformada de Hilbert
HIL	<i>Hardware-in-the-Loop</i>
HLA	<i>High Level Architecture</i>
IAE	integral do erro absoluto (do inglês, <i>Integral Absolute-error</i>)
IET	<i>Institution of Engineering and Technology</i>
IPT	transformada inversa de Park (do inglês, <i>Inverse Park Transformation</i>)
IIR	resposta de impulso infinito (do inglês <i>infinite impulse response</i>)
ITAE	integral do erro absoluto ponderado pelo tempo (do inglês, <i>Integral-of-time-multiplied Absolut-error</i>)
IGBT	transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IP	propriedade intelectual (do inglês, <i>Intellectual Property</i>)
IIR	resposta ao impulso infinito (do inglês, <i>infinite impulse response</i>)
ISE	integral do erro quadrático (do inglês, <i>Integral Square-error</i>)
ITSE	integral do erro quadrático ponderado pelo tempo (do inglês, <i>Integral-of-time-multiplied Square-error</i>)
LPF	filtro passa baixa (do inglês, <i>Low-Pass filter</i>)

LSCF	ajuste de curva de erro de mínimos quadrados (do inglês, <i>least-squares error curve fitting</i>)
MMC	conversor modular multinível (do inglês, <i>modular multilevel converter</i>)
MPPT	rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
MSE	erro médio quadrático (do inglês, <i>Medium-square-error</i>)
NIAE	integral do erro absoluto normalizado (do inglês, <i>Normalized Integral Absolute-error</i>)
PMU	unidade de medição de fasorial, (do inglês, <i>phasor measurement units</i>)
PI	proporcional integral
PD	detector de fase (do inglês, <i>phase detector</i>)
PLL	circuito de sincronismo (do inglês, <i>Phase-Locked-Loop</i>)
PSS	estabilizador de potência (do inglês, <i>Power System Stabilizer</i>)
PWM	modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
QSG	gerador de sinais em quadratura (do inglês, <i>quadrature signal generator</i>)
QSS	<i>quasi</i> -estacionária (do inglês, <i>quasi-stationary</i>)
QSTS	series temporais <i>quasi</i> -estáticas (do inglês, <i>Quasi-Static Time Series</i>)
RSC	conversor do lado do rotor (do inglês, <i>Rotor Side Converter</i>)
SCR	relação de curto-circuito (do inglês, <i>Short-circuit ratio</i>)
SEP	sistema elétrico de potência
SG	redes elétricas inteligentes (do inglês, <i>Smart Grids</i>)
SNR	relação sinal–ruído (do inglês, <i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SOGI	integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, <i>Second Order Generalized Integrator</i>)
FFSOGI	integrador generalizado de segunda ordem de frequência fixa (do inglês, <i>Fixed Frequency Second Order Generalized Integrator</i>)
ESOGI	integrador generalizado de segunda ordem melhorado (do inglês, <i>Enhanced Frequency Second Order Generalized Integrator</i>)
SRF	sistema de referência síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame</i>)
SVM	modulação por vetor espacial (do inglês, <i>Space Vector Modulation</i>)
TCP/IP	protocolo de controle de transmissão/internet (do inglês, <i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>)
TD	atraso de tempo (do inglês, <i>time-delay</i>)

TOGI	integrador generalizado de terceira ordem (do inglês, <i>Third-Order Generalized Integrator</i>)
TS	estabilidade transitória (do inglês, <i>Transient Stability</i>)
TVP	fasor variante no tempo (do inglês, <i>Time-Varying Phasor</i>)
TVE	vetor de erro total (do inglês, <i>Total Vector Error</i>)
VCO	oscilador controlado por tensão (do inglês <i>voltage-controlled oscillator</i>)
VSC	conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)
ZOH	retenção de ordem zero (do inglês, <i>Zero-order hold</i>)
WRM	relaxamento da forma de onda (do inglês, <i>Waveform Relaxation Method</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	BREVE REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	32
1.2	MOTIVAÇÃO	36
1.3	DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO	37
1.4	OBJETIVOS	38
1.5	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA	39
1.6	CONTRIBUIÇÕES	40
1.7	ESTRUTURA DO TEXTO	42
2	ACOPLAMENTO TS–EMT	43
2.1	TERMOS E DEFINIÇÕES	43
2.2	CONVERSÃO DOS DADOS	48
2.2.1	Conversão fasor-onda	49
2.2.2	Conversão onda-fasor	50
2.2.2.1	<i>Transformada Discreta de Fourier</i>	53
2.2.2.2	<i>Ajuste de curva com minimização do erro quadrático</i>	54
2.3	CIRCUITOS EQUIVALENTES E BARRAS DE INTERFACE	55
2.3.1	Outros equivalentes	56
2.3.1.1	<i>Linha híbrida</i>	56
2.3.1.2	<i>Sobreposição (OverLapping)</i>	60
2.4	PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO	60
2.4.1	Esquemas de Gauss–Seidel e Jacobi	62
2.4.2	Revisão dos protocolos da cossimulação	63
2.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	66
3	EXTRAÇÃO FASORIAL USANDO O INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM (SOGI)	69
3.1	FASOR CONVENCIONAL	69
3.2	FASOR VARIANTE NO TEMPO	71
3.3	SINAL ANALÍTICO	73
3.4	GERAÇÃO DE SINAIS EM QUADRATURA	77
3.4.1	Erro de amplitude	77
3.4.2	Erro de fase	77
3.5	CIRCUITOS DE SINCRONIZAÇÃO (PLLs)	79
3.5.1	PLLs com atraso de transporte	80
3.5.2	PLLs com transformação inversa de Park	81
3.5.3	PLLs com Transformada de Hilbert	82
3.6	INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM	83
3.6.1	Modelo linearizado	85

3.7	O SOGI-TVP	87
3.8	DESEMPENHO DOS MÉTODOS DE EXTRAÇÃO FASORIAL	88
3.8.1	Curvas de ajuste	89
3.8.2	Curvas teste	91
3.9	RESULTADOS	94
3.9.1	Extração quasi-contínua	97
3.9.2	Tempo computacional	97
3.9.3	Discussão	99
3.10	CONCLUSÕES PARCIAIS	100
4	MODELO DINÂMICO E ESTABILIDADE DA COSSIMULAÇÃO	103
4.1	MODELO DINÂMICO DA SIMULAÇÃO FULL-EMT	104
4.2	MODELO DINÂMICO DA COSSIMULAÇÃO EMT-TS	104
4.2.1	Modelo do lado TS	105
4.2.2	Modelo do lado EMT	106
4.2.3	Modelo matemático da conversão fasor–onda	107
4.2.4	Modelo matemático da conversão onda–fasor baseado em dados amostrados em uma janela deslizante	107
4.2.5	Modelo no domínio da frequência da conversão onda–fasor baseado na DFT e no LSCF	108
4.2.6	Modelo no domínio da frequência da conversão onda–fasor baseado o SOGI	109
4.2.7	Inclusão dos efeitos da extrapolação e da amostragem devido à comunicação	110
4.2.7.1	<i>Efeito da extrapolação</i>	111
4.2.7.2	<i>Efeito da amostragem</i>	112
4.2.8	Modelos desenvolvidos	115
4.2.8.1	<i>Modelo A: DFT sem comunicação</i>	116
4.2.8.2	<i>Modelo B: SOGI–TVP sem comunicação</i>	119
4.2.8.3	<i>Modelo C: DFT com comunicação</i>	121
4.2.8.4	<i>Modelo D: SOGI–TVP com comunicação</i>	126
4.2.8.5	<i>Generalização da modelagem dinâmica da cossimulação</i>	130
4.3	ESTUDO COMPARATIVO DE MODELOS DE COSSIMULAÇÃO	133
4.3.1	Variação de parâmetros	135
4.3.2	Compensação da componente CC e rejeição de componentes harmônicas	143
4.3.3	Validação da análise	153
4.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	157
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	161

5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	161
5.1.1	Critério de análise das curvas	163
5.2	RESULTADOS DA COSSIMULAÇÃO DO SISTEMA 29 BARRAS COM GERADOR DFIG	164
5.2.1	Tensões terminais das máquinas	165
5.2.2	Potências ativas e reativas	167
5.2.3	Barra de interface	168
5.2.4	Aerogerador DFIG	176
5.2.5	Comparação do tempo de simulação	179
5.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	180
6	CONCLUSÃO	183
6.1	Trabalhos futuros	187
	REFERÊNCIAS	189
	APÊNDICE A – REVISÃO HISTÓRICA DAS TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO HÍBRIDA E COSSIMU- LAÇÃO DE SEP	199
A.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	199
A.2	REVISÃO De SIMULAÇÃO HÍBRIDA E COSSIMULAÇÃO	199
A.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	207
	APÊNDICE B – DETALHES DA MODELAGEM MATEMÁ- TICA PARA O ESTUDO DA ESTABILI- DADE DA COSSIMULAÇÃO	209
	APÊNDICE C – PARÂMETROS SISTEMA HIDRO-QUEBEC 29 BARRAS	215
C.1	PARÂMETROS DO SISTEMA	215
C.1.1	Máquinas Síncronas	215
C.1.2	Turbinas e controle	215
C.1.3	Máquinas Assíncronas	215
C.1.4	Transformadores	216
C.1.5	Linha de transmissão	220
C.1.6	Cargas	222
C.2	PARÂMETROS CONTROLADORES	222
C.2.1	Controle de tensão das máquinas síncronas	222
C.2.2	PSS - estabilizador de potência	222
C.3	FLUXO DE POTÊNCIA	223
	APÊNDICE D – O GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO	227
D.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO	228

D.2	MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONTROLADOR DO LADO DO ROTOR	229
D.2.1	Orientação pelo campo do estator	229
D.2.2	Observador de fluxo	231
D.2.3	Geração das correntes de referência para o RSC	232
D.3	MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONTROLADOR DO LADO DA REDE	233
D.3.1	Modo de Controle de Corrente	234

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência (SEPs) estão sujeitos a um grande número de fenômenos físicos oscilatórios cujas frequências variam da faixa dos transitórios eletromagnéticos locais – específicos dos dispositivos e equipamentos das redes –, passando pelas oscilações eletromecânicas – típicas das máquinas elétricas –, chegando até as oscilações interáreas. Ao longo dos anos, os computadores e ferramentas digitais têm sido muito utilizados para modelar e simular tais fenômenos no domínio do tempo, de forma que, tais ferramentas convergiram para duas abordagens principais:

As simulações do tipo transitórios eletromagnéticos (do inglês, *Electromagnetic Transients*) (EMT) (DOMMEL; MEYER, 1974): são usadas para investigar interações rápidas entre os equipamentos instalados e a rede elétrica, a qual é limitada a uma pequena região em torno do dispositivo. Nesses casos, é exigida uma representação detalhada do comportamento físico dos dispositivos envolvidos e sua rede circundante, o que demanda um passo de integração numérico limitado a algumas dezenas de microsegundos, ou por vezes menor.

As simulações do tipo estabilidade transitória (do inglês, *Transient Stability*) (TS) (DANDENO; KUNDUR, 1972): também chamadas de simulações *quasi*-estacionárias (do inglês, *quasi-stationary*) (QSSs), são usadas para estudar fenômenos com uma largura de banda entre 0,1 Hz e 10 Hz (*e.g.* estabilidade angular, estabilidade de tensão, estabilidade de frequência, entre outros). A modelagem *quasi*-estacionária de alguns dispositivos e rede elétricas possibilita utilizar passos de simulação maiores, na faixa de alguns mili segundos, para avaliar grandes sistemas.

Essas ferramentas de simulação permitem investigar de forma prática e econômica as interações entre equipamentos e dispositivos de controle associados e a rede elétrica para diferentes condições e cenários de operação (ISAACS, 2017). Contudo, o aumento da complexidade dos SEPs têm motivado o desenvolvimento de novas metodologias de simulação, dentre as quais se pode citar:

1. **A paralelização** (TOMIM; MARTI; WANG, 2009): quando o sistema é dividido em partes diferentes que são solucionadas em paralelo para aumento da velocidade.
2. **A solução em tempo-real** (CONSTANTIN et al., 2020): quando processadores dedicados resolvem as equações em tempo real. Essa solução é muito aplicada na validação de controles em *Hardware-in-the-Loop* (HIL).
3. **A cossimulação** (PALENSKY et al., 2017): quando dois ou mais simuladores são acoplados e trocam dados de simulação até alcançarem a solução.

4. **O desenvolvimento de novos modelos** (DEMIRAY; ANDERSSON; BUSARELLO, 2008): como o fasor dinâmico (do inglês, *dynamic phasor*) (DP) que usa séries de Fourier para modelar apenas algumas frequências do sistemas e, desta forma, simplificar a solução e aumentar a velocidade.

Adicionalmente, encontram-se na literatura diversos trabalhos propondo melhoramentos nas abordagens de simulação anteriores. É importante ressaltar que combinações também são encontradas, como a cossimulação de EMT-DP de forma *offline* (MUDUNKOTUWA; FILIZADEH; ANNAKKAGE, 2017), a cossimulação EMT-DP em tempo real (MIRZ et al., 2019) ou simplesmente a cossimulação em tempo real (MONTI et al., 2018).

1.1 BREVE REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Historicamente, as simulações TS e EMT investigam aspectos distintos da integração de novos equipamentos e dispositivos aos SEPs, *e.g.* sistemas de transmissão em corrente contínua alta tensão (do inglês, *High-Voltage DC Transmission Systems*) (HVDC). Os modelos mais utilizados eram: (*i*) puramente estáticos (ARRILLAGA; ELAMIN, 1976), (*ii*) simulações no tempo EMT com dinâmicas de controle e barramento corrente contínua (CC) elementares (ARRILLAGA; AL-KHASHALI; CAMPOS-BARROS, 1977), ou (*iii*) simulações de estabilidade transitória (CARTER et al., 1977). Esta separação era necessária devido às restrições computacionais do passado.

Contudo, estudos mostraram que os elos HVDC poderiam afetar a estabilidade transitória dos SEPs, especialmente durante eventos descontínuos como falhas de comutação (TURNER, 1981). Portanto, era indispensável uma representação mais detalhada de todo o sistema HVDC e sua rede de corrente alternada (CA) envolvente para melhor investigar o seu impacto. Dessa forma, soluções que combinassem a rapidez das ferramentas de TS e a precisão do EMT eram desejáveis. Adicionalmente, a penetração de novos dispositivos eletrônicos de potência em alta tensão incorporou novos desafios a estes estudos.

A primeira proposta que combinava os dois tipos de simulação em um único ambiente foi feita para avaliar aspectos da estabilidade transitória em sistemas HVDC. Nessa abordagem, a máquina síncrona e parte da sua rede CA usavam a modelagem *quasi*-estacionária, enquanto o sistema HVDC e parte da sua rede CA usavam a modelagem EMT. A estratégia foi descrita em três artigos clássicos sobre a combinação de simulações dos tipos EMT e TS (HEFFERNAN et al., 1981). Inicialmente, todo sistema CA/CC era resolvido usando a simulação TS até ocorrer uma perturbação no lado CA do terminal de conexão HVDC. Neste momento, a rede era então dividida em uma parte CA e uma parte HVDC, usando os lados CA dos transformadores de acoplamento como barras de interface. A parte CA estava na simulação do tipo TS e continha uma representação Thévenin do HVDC na barra de interface. Analogamente, a parte HVDC estava na simulação do tipo EMT e continha um equivalente Thévenin do sistema CA. Os programas TS e EMT eram

executados sequencialmente durante a falha enquanto ambos os equivalentes do sistema eram ajustados em função dos dados da barra de interface. As variáveis de interface escolhidas foram potência ativa e tensão, ambos de sequência positiva na frequência fundamental, obtidas através da transformada discreta de Fourier, (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) (DFT).

A partir do trabalho de Heffernan et al. (1981), o acoplamento de dois tipos de simulação foi melhorado nas últimas décadas (JALILI-MARANDI et al., 2009). Reeve e Adapa (1988) generalizaram a interface entre os dois tipos de simulação para conter não apenas sistemas HVDC, mas também segmentos de rede maiores ou até mesmo vários nós de interface. Além disso, o trabalho sugeriu que a localização ótima da barra de interface depende da distorção harmônica, bem como dos desequilíbrios observados na proximidade da barra escolhida. Além disso, foram desenvolvidos equivalentes Thévenin/Norton multiporta na frequência fundamental. As grandezas fasoriais foram extraídas com *Curve Fitting*. Publicações posteriores mostraram diversas melhorias de precisão do ponto de vista da modelagem física (ANDERSON et al., 1995; SU; CHAN; SNIDER, 2005a), numérica (ABUR; SINGH, 1993; CHAN; SNIDER, 2000; KASZTENNY; KEZUNOVIC, 2000; INABE et al., 2003; SU; CHAN; SNIDER, 2005b) e flexíveis, para incluir diferentes programas de simulação existentes (SU; CHAN; SNIDER, 2008).

A Figura 1 mostra uma linha temporal com os principais trabalhos publicados sobre a simulação híbrida e cossimulação de SEPs encontrados na literatura. Apesar dessas duas abordagens serem diferentes, vários conceitos utilizados são semelhantes e intercambiáveis, como por exemplo, a divisão da rede, os protocolos de comunicação, os métodos numéricos de solução e etc. Com objetivo de apresentar uma revisão bibliográfica sucinta, alinhada com os objetivos dessa tese, somente alguns dos trabalhos da Figura 1 serão comentados adiante. Contudo, no Apêndice A, todos os trabalhos indicados nessa linha do tempo são analisados.

Os acoplamentos EMT-TS inicialmente tiveram uma abordagem híbrida, na qual, um programa principal (na maioria das vezes o EMT) incorpora uma simulação secundária (geralmente o TS) e estes são resolvidos de forma interconectada com seus *solvers*¹ (HEFFERNAN et al., 1981; REEVE; ADAPA, 1988; ANDERSON et al., 1995; SU; CHAN; SNIDER, 2008). Outra classificação importante que se consolidou com o tempo foi em relação ao tipo de solução: (i) iterativa e (ii) não iterativa:

iterativa: quando os modelos são resolvidos diversas vezes em um mesmo passo de simulação, até que um determinado critério de convergência seja atingido. A cada iteração os modelos são “congelados” e os resultados são trocados. A troca de dados

¹ Algoritmo de solução dedicado a resolver um sistema de equações dinâmicas algébrico-diferenciais em um *software* de simulação no tempo.

Figura 1 – Linha do tempo com os principais trabalhos envolvendo a cossimulação e simulação híbrida TS–EMT encontrados na literatura.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

e o critério de convergência garantem à abordagem uma característica implícita ². Devido a forte interação entre os programas acoplados ao longo da simulação, essa abordagem também é conhecida como *strong-coupling* (ARNOLD, 2010; SKJONG, 2017);

não-iterativa: esta abordagem representa um caso especial de acoplamento iterativo, no qual se faz exatamente uma iteração nos *macro*-passos especificados, com base em uma estimativa. Como esta abordagem advém da estimativa de resultados futuros de simulação, trata-se de um procedimento explícito. Devido a “fraca” interação deste acoplamento ao longo da simulação, essa abordagem também é conhecida como *weak-coupling* (ARNOLD, 2010; SKJONG, 2017).

A abordagem iterativa requer que o *solver* seja acessível e flexível, pois é necessário controlar estados, parâmetros, solução (avanco ou retrocesso) da simulação (*rollback*). Essa última característica resulta em um maior tempo computacional devido à avaliação do mesmo *macro*-passo de simulação diversas vezes. Do outro lado, as soluções não-iterativas são mais flexíveis e necessitam apenas dos dados da interface, além disso, elas trabalham facilmente com sistemas em caixa-preta, protegidos por termos comerciais. Adicionalmente, essas são mais vantajosas em simulações em tempo-real devido ao baixo custo computacional. No entanto, é necessário empregar algoritmos de predição para evitar problemas de estabilidade e precisão.

Atualmente, com a introdução do conceito de redes elétricas inteligentes (do inglês, *Smart Grids*) (SG), as metodologias cossimulação de SEPs têm enfrentado novos desafios. Nesses novos ambientes, os programas de simulação utilizados para planejar e controlar essas microrredes possuem *solvers* que funcionam de forma totalmente independentes (portanto, de forma não-iterativa) como é o caso do programa E-tran para a cossimulação PSCAD-PSS/E (IRWIN et al., 2012) e o programa DIgSILENT (STIFTER et al., 2013; CONSTANTIN et al., 2020).

Nesse sentido, o tema cossimulação/simulação híbrida tem recebido muita atenção da comunidade acadêmica e da indústria. Como exemplo, pode-se citar a edição especial do *Institution of Engineering and Technology* (IET), publicada em agosto de 2017, com 25 artigos sobre *Interfacing Techniques for Simulation Tools in Smart Grid* (WANG VENKATA DINAHAHI, 2017). Já em janeiro de 2018 o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) publicou o relatório de uma força tarefa sobre *Interfacing Power System and ICT Simulators* (MULLER et al., 2018) em que foram apresentados resultados da cossimulação e trocas de dados disponibilizados por vários *softwares* comerciais como PSCAD, PSS/E, MATLAB, OpenDSS, PSIM.

² Métodos implícitos de integração encontram a solução no instante de tempo atual a partir dos estados anterior e também atual sistema, enquanto métodos explícitos usam somente o estado anterior a partir de uma predição.

Não obstante, a cossimulação de SEPs apresenta diversos pontos que ainda não possuem solução definitiva, requerendo maiores investigações e desenvolvimentos. Por exemplo, a maioria das abordagens encontradas na literatura usa a DFT ou o ajuste de curva de erro de mínimos quadrados (do inglês, *least-squares error curve fitting*) (LSCF) para realizar a extração fasorial. Contudo, o próprio conceito de fasor variante no tempo e as implicações do acoplamento TS-EMT ainda não estão bem definidas. A atual extração fasorial insere erros devido à excursão de frequência na barra de interface entre os dois ambientes de simulação. Além disso, a natureza discreta da comunicação entre os programas insere erros de discretização e atrasos que ainda necessitam maiores investigações.

1.2 MOTIVAÇÃO

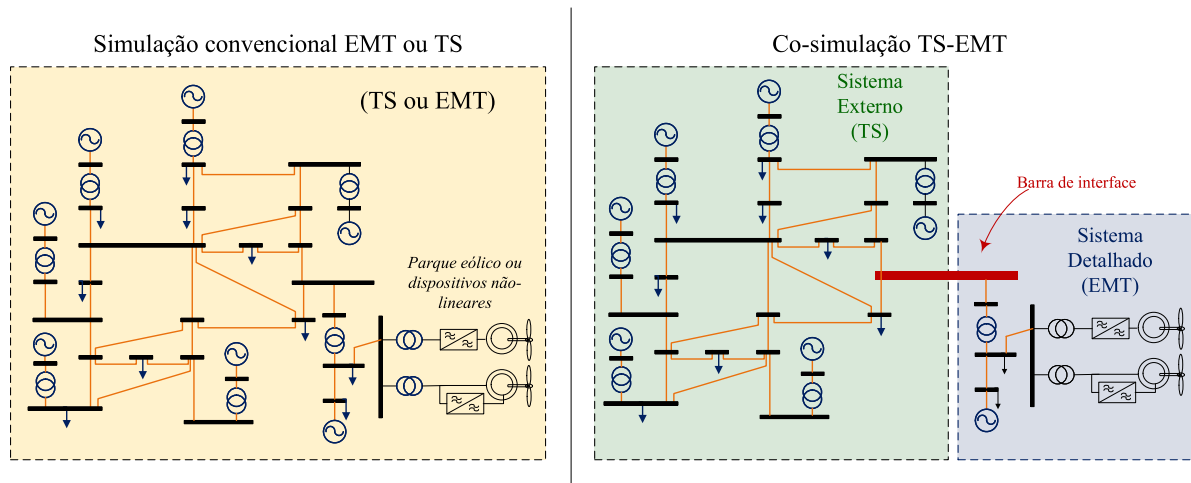
Pelo exposto, os pacotes de simulação atuais ainda não estão preparados para lidar com SEPs com os elevados índices de penetração de dispositivos eletrônicos de potência e de interconexão das redes elétricas (PALENSKY et al., 2017). Isso porque, as ferramentas computacionais tradicionalmente cobrem um subdomínio do problema enquanto simplificam outros.

Por exemplo, os programas de TS resolvem milhares de equações algébrico-diferenciais com uma velocidade consideravelmente elevada, porém a precisão dos elementos baseados em conversores é comprometida em favor de simplificações nos modelos (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). Por outro lado, os programas de EMT possuem ótima precisão e modelos mais detalhados, contudo a velocidade de processamento e a quantidade de dados limita sua aplicação em sistemas de grande porte (WATSON, 2003; MARTINEZ-VELASCO, 2014).

Neste contexto, a cossimulação aparece como possível solução para contornar as restrições anteriores. A Figura 2 ilustra as filosofias da simulação convencional e da cossimulação de um sistema elétrico genérico. Na cossimulação, a velocidade dos programas de TS e a precisão dos programas de EMT são combinadas em um único ambiente de simulação a partir da divisão da rede em dois subsistemas: (i) externo e (ii) detalhado; conectados através da barra de interface. O primeiro subsistema é executado no programa de TS e o segundo no programa de EMT. Os dois são executados simultaneamente com a troca de dados durante a simulação em um intervalo conhecido como passo de comunicação (WATSON, 2003; ANDERSON et al., 1995).

A cossimulação é capaz de unir atributos de programas com características complementares, permitindo reutilização de plataformas e modelos anteriormente desenvolvidos, otimizados e validados. Além disso, pode-se proceder simulações executando subsistemas em uma caixa preta, trocando dados na interface e mantendo a propriedade intelectual (do inglês, *Intellectual Property*) (IP) dos modelos, questão fundamental em um ambiente competitivo.

Figura 2 – Ilustração das filosofias das simulações convencional e cossimulação de uma rede elétrica.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

Nos últimos anos, as técnicas de cossimulação ganharam atenção tanto para a academia quanto para a indústria não apenas no setor elétrico, mas no militar, automotivo, robótico e até marítimo (GOMES et al., 2017). No caso dos programas do SEP, a técnica se propõe em desempenhar um papel fundamental nos estudos, contribuindo para a consolidação das SG (PALENSKY et al., 2017). Esforços consideráveis têm sido feitos no acoplamento de ferramentas/abordagens para construção de um ambiente de simulação unificado, especialmente com programas de EMT e TS (JALILI-MARANDI et al., 2009) e EMT-series temporais *quasi*-estáticas (do inglês, *Quasi-Static Time Series*) (QSTS) (HARIRI; FARUQUE, 2017).

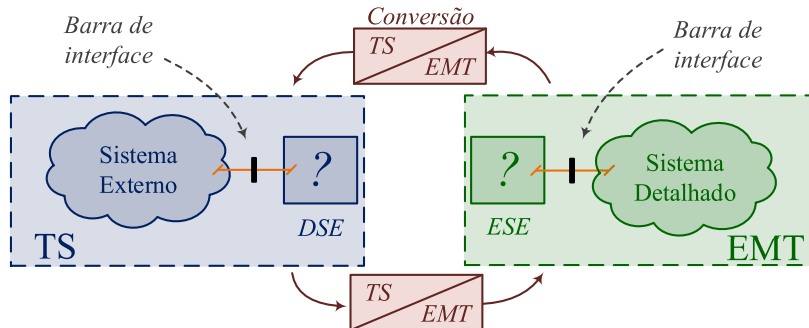
Adicionalmente, existem vários tópicos em cossimulação que ainda precisam ser mais estudados ou desenvolvidos. Apesar de amplamente utilizados na literatura, ainda não estão claros os efeitos dos métodos de extração fasorial na estabilidade da cossimulação, até mesmo porque, o conceito de fasor variante no tempo aplicado ainda gera equívocos. Além disso, os efeitos dos atrasos da cossimulação não-iterativa, amplamente aplicada em tempo real, têm sido pouco abordados e ainda necessitam investigação. Estes temas, no melhor conhecimento do autor, ainda não foram explorados no contexto do acoplamento TS-EMT e foram escolhidos como tema dessa tese de doutorado.

1.3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

A conexão entre os programas na cossimulação é feita através da barra de interface e cada região/área é vista pela outra através de um circuito equivalente. A Figura 3 mostra o diagrama esquemático de uma barra de interface com: (i) circuitos de interface e

(ii) conversores frequência–tempo.

Figura 3 – Representação esquemática da interface entre o acoplamento TS-EMT.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2017a).

Os circuitos equivalente do sistema detalhado (do inglês, *Detailed System Equivalent*) (DSE) e equivalente do sistema externo (do inglês, *External System Equivalent*) (ESE) têm a função de representar as informações do sistema oposto durante os intervalos de comunicação. Conforme será visto adiante no texto, as propostas para o ESE incluem fontes controladas de tensão e corrente, circuitos equivalente de Thévenin e Norton (HEFFERNAN et al., 1981), além de um circuito equivalente de rede dependente da frequência (do inglês, *Frequency Dependent Network Equivalent*) (FDNE) (ANDERSON et al., 1995; SU et al., 2004). Por outro lado, o DSE já foi modelado como fonte de corrente (PLUMIER, 2016; THEODORO et al., 2017b; THEODORO et al., 2018), impedâncias equivalentes, ou cargas PV/PQ (REEVE; ADAPA, 1988). Neste trabalho, o DSE será um circuito equivalente de Norton e o ESE será um circuito equivalente de Thévenin, ambos de sequência positiva, pois estes circuitos tem sido os mais empregados e aceitos da literatura.

Uma vez que o programa de EMT lida com grandezas no domínio do tempo e o TS no da frequência, dois algoritmos distintos são usados para converter as tensões e correntes entre domínios. A DFT (HEFFERNAN et al., 1981; HARIRI; NEWAZ; FARUQUE, 2017) ou o LSCF (ANDERSON et al., 1995; SHU et al., 2017b) são os mais empregados na literatura para fazer a extração fasorial. Por outro lado, os conceitos básicos de fasores são usados para conversão do sinal no domínio da frequência para o domínio do tempo. Além disso, o protocolo de comunicação irá organizar e gerenciar a troca de dados entre os programas, a qual pode ser sequencial (HEFFERNAN et al., 1981; REEVE; ADAPA, 1988) ou paralela (SU; CHAN; SNIDER, 2005b).

1.4 OBJETIVOS

O objetivo geral do trabalho é desenvolver uma interface de cossimulação EMT-TS não-iterativa para grandes SEPs que seja mais precisa em termos de extração fasorial e

atrasos dos protocolos de comunicação. Para isso, são propostos (*i*) um novo método de extração fasorial mais robusto quando se considera defeitos e falhas que ocasionam variações de frequência da rede e (*ii*) uma abordagem para avaliação da estabilidade que valide o método proposto juntamente com os atrasos dos protocolos de comunicação. Para completar o objetivo geral, foram elencadas os seguintes objetivos específicos:

- a) Estudar e investigar o estado da arte da cossimulação não-iterativa, principalmente, para a aplicação de defeitos críticos para os métodos de extração fasorial, como distúrbios bruscos e defeitos com grandes variações na frequência da rede.
- b) Estudar e investigar técnicas de extração fasorial aplicadas à cossimulação EMT-TS (iterativas e não-iterativas);
- c) Desenvolver um método de extração fasorial aplicado à cossimulação EMT-TS não-iterativa que torne a interface mais precisa para estudo de defeitos críticos.
- d) Investigar e testar o desempenho (precisão e estabilidade) do método de extração desenvolvido, frente a fenômenos que causem defeitos críticos para os métodos de extração fasorial, como distúrbios bruscos e defeitos com grandes variações na frequência da rede.

1.5 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA

Foram publicados três artigos em periódicos internacionais e apresentados quatro artigos em conferências durante a realização desta pesquisa, sendo três internacionais e um nacional, conforme resumido a seguir.

- a) Artigos completos publicados em periódicos:

- [1] **THEODORO, THAINAN S.**; BARBOSA, PEDRO G. TOMIM, MARCELO A.; LIMA, ANTONIO C.S. *Comparative Performance of Three Phasor-Extraction Algorithms for Co-simulation of Electrical Power Systems*. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer US p. 1-13, 2021.
- [2] **THEODORO, THAINAN S.**; TOMIM, MARCELO A.; BARBOSA, PEDRO G.; LIMA, ANTONIO C.S.; CORREIA DE BARROS, MARIA T. *A flexible co-simulation framework for penetration studies of power electronics based renewable sources: A new algorithm for phasor extraction*. **INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRICAL POWER & ENERGY SYSTEMS**, v. 113, p. 419-435, 2019.
- [3] **THEODORO, THAINAN S.**; TOMIM, MARCELO A.; BARBOSA, PEDRO G.; LIMA, ANTONIO C.S.; CORREIA DE BARROS, MARIA T.. *Co-simulation of a Doubly Fed Induction Generator Connected to a Power*

Network: The use of DSOGI for Phasor Extraction. IEEE Latin America Transactions, 2019.

b) Artigos apresentados e publicados em conferências:

- [1] **THEODORO, T. S.**; TOMIM, M. A.; BARBOSA, P. G.; LIMA, A. C. S.; SANTIAGO, J.. *A Hybrid Simulation Tool for Distributed Generation Integration Studies*. In: **The Power Systems Computation Conference (PSCC)**, 2018, Dublin, Ireland.
- [2] **THEODORO, T. S.**; BARBOSA, P. G.; TOMIM, M. A.; LIMA, A. C. S.; BARROS, M. T.. *MatLab-OpenDSS co-simulation environment: an alternative tool to investigate DSG connection*. In: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2018, Niterói, Brasil. **VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos 2018**.
- [3] **THEODORO, T. S.**; TOMIM, M. A.; LIMA, A. C. S.; BARBOSA, P. G.. **A Hybrid Simulation Tool for Penetration Studies of Distributed Generation in Smartgrids**. In: Brazilian Power Electronics Conference, 2017, Juiz de Fora. **XVI Brazilian Power Electronics Conference COBEP 2017**.
- [4] **THEODORO, THAINAN S.**; BARBOSA, PEDRO G.; CORREIA DE BARROS, MARIA T. VARIZ, ABILIO M. *Iterative Time-Frequency Harmonic Analysis: Problems and Solutions*. **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)**, 2019.

1.6 CONTRIBUIÇÕES

A seguir serão destacadas as principais contribuições identificadas nesta tese de doutorado.

- i) **Novo método de extração fasorial:** O novo método de extração fasorial apresentado no Capítulo 3, que utiliza a topologia integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI)–fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP), é baseado no sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS) e na Transformada de Hilbert (HT). Ele se mostrou adequado para rastrear o TVP, mesmo quando tensões e correntes no lado EMT apresentam severas alterações na frequência. Como o método tende a sofrer com as componentes CC no momento imediatamente posterior a uma falha, foi feita uma customização para filtragem da componente CC, que além de melhorar a precisão aumenta também a região de estabilidade. Além disso, o SOGI–TVP é estritamente monofásico, ideal para aplicações desequilibradas. No caso de problemas que envolvam somente a sequência positiva, a topologia pode ser facilmente alterada para extração. Esta contribuição resultou em dois

artigos: (i) um publicado na revista International Journal of Electrical Power & Energy Systems (IJEPE), no ano de 2019 (THEODORO et al., 2019); e outro (ii) publicado na revista IEEE Latin America Transactions, no ano de 2019 (THEODORO et al., 2019).

- ii)* **Estudo comparativo da precisão dos métodos de extração fasorial:** O estudo numérico comparativo apresentado no Capítulo 3 também se caracteriza como contribuição. Além do método proposto, foram avaliados os principais métodos de extração fasorial encontrados na literatura (LSCF e DFT) e destacadas as vantagens e desvantagens de cada método. Dessa forma, este estudo pode apoiar a academia e a indústria na escolha de um método de extração mais indicado para cada aplicação. Essa contribuição resultou em um artigo publicado na revista Journal of Control, Automation and Electrical Systems (JCAES), no ano de 2021 (THEODORO et al., 2021).
- iii)* **Metodologia de estudo da estabilidade da cossimulação no domínio da frequência contínua:** No Capítulo 4 é apresentada uma metodologia de modelagem da cossimulação, considerada uma contribuição do trabalho. Nessa abordagem, foram estabelecidas abordagens para modelagem dos componentes e efeitos da comunicação como: a) dinâmicas internas e transformações de variáveis, b) circuitos equivalentes e c) atrasos de comunicação. A metodologia pode ser estendida para o estudo de simulações híbridas, novos circuitos equivalentes, novos métodos de extração fasorial ou novos protocolos. Dessa forma, essa metodologia pode servir de base de inspiração para novas propostas na área de cossimulação. Essa contribuição resultou em um artigo que está em processo de submissão em um periódico internacional.
- iv)* **Estudo da estabilidade da cossimulação:** O estudo numérico comparativo apresentado no Capítulo 4 se caracteriza como contribuição pois apresenta e firma conclusões práticas importantes na implementação da cossimulação para os métodos convencionais de extração fasorial. Por exemplo, métodos podem ser considerados estáveis para a maioria dos casos de aplicação com barras de interface moderada-forte. Adicionalmente, a DFT apresenta uma região de estabilidade maior que o SOGI-TVP para sistemas extremamente fracos de forma que, para barras mais fracas, pode ser mais interessante a utilização da DFT como método de extração fasorial. Porém, sistemas moderados-fortes o SOGI-TVP é mais indicado devido à precisão e estabilidade. Dessa forma, esse estudo numérico pode apoiar a academia e indústria na escolha de um método de extração mais indicado para cada aplicação. Esta contribuição resultou em um artigo que está em processo de submissão em um periódico internacional.

1.7 ESTRUTURA DO TEXTO

Além desta introdução, este trabalho contém mais 5 capítulos organizados da seguinte forma:

No Capítulo 2 são apresentadas as principais características, nomenclaturas e definições do acoplamento EMT-TS. Além disso, é feita uma revisão profunda das principais questões a se observar na cossimulação como: (i) escolha dos circuitos equivalentes, (ii) protocolo de comunicação e (iii) conversão de dados.

Já no Capítulo 3 é apresentada uma definição mais adequada de fasor do ponto de vista da cossimulação. Adicionalmente, é proposto um método de extração fasorial que mais se adequa às restrições da barra de interface. O novo método de extração fasorial é baseado em três conceitos: (i) o sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS); (ii) a Transformada de Hilbert (HT) e o (iii) circuito de sincronismo (do inglês, *Phase-Locked-Loop*) (PLL) para formar o SOGI-TVP. Além disso, este capítulo mostra um estudo de precisão para as principais alternativas de extração fasorial, incluindo o método proposto, SOGI-TVP.

No Capítulo 4 é apresentado um estudo da estabilidade da cossimulação. Esta investigação leva em conta os efeitos da comunicação e as principais técnicas e métodos de extração fasorial usados na interface da cossimulação EMT-TS.

No Capítulo 5 são apresentados e analisados os resultados numéricos da cossimulação para um sistema de médio porte. O desempenho do método proposto, o SOGI-TVP, é verificado frente aos principais métodos de extração fasorial: a DFT e o LSCF.

Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais e as propostas para a continuidade desta pesquisa.

No Apêndice A é apresentada uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos de simulação híbrida e cossimulação encontrados na literatura.

O Apêndice B se aprofunda nas ferramentas necessárias para o estudo da dinâmica e estabilidade da cossimulação do Capítulo 4. Neste estudo, é necessário avaliar o que acontece com um sinal no ponto de vista do referencial estacionário quando é aplicada uma determinada dinâmica interna no referencial síncrono.

O Apêndice C apresenta os dados do sistema teste utilizado para validação no Capítulo 5.

2 ACOPLAMENTO TS–EMT

Neste capítulo serão apresentadas as principais características e definições dos programas de simulação híbrida e cossimulação de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos. Neste contexto, será feita uma revisão de algumas questões importantes na cossimulação como: (i) escolha dos circuitos equivalentes, (ii) protocolo de comunicação e (iii) conversão de dados.

2.1 TERMOS E DEFINIÇÕES

Neste ponto é fundamental ressaltar quantas combinações podem ser feitas dos simuladores EMT e TS. De acordo com Plumier (2016), estas combinações podem ser agrupadas em quatro categorias conforme ilustrado na Figura 4 e descritas a seguir:

Caso A - um EMT e um TS: Esta é a configuração mais simples de acoplamento. A Figura 4 (a) mostra um exemplo dessa abordagem. Neste caso, a simulação pode conter diversas barras de interface entre os domínios;

Caso B - um EMT e diversos TS: Esta é uma configuração típica de uma aplicação de uma sistema HVDC conectando dois sistemas de potência assíncronos, conforme mostra a Figura 4 (b). Várias barras de interface podem surgir dessa configuração. Como algumas ferramentas de simulação TS tem a capacidade de lidar com sistemas assíncronos, esse sistema pode ser reduzido ao **Caso A**.

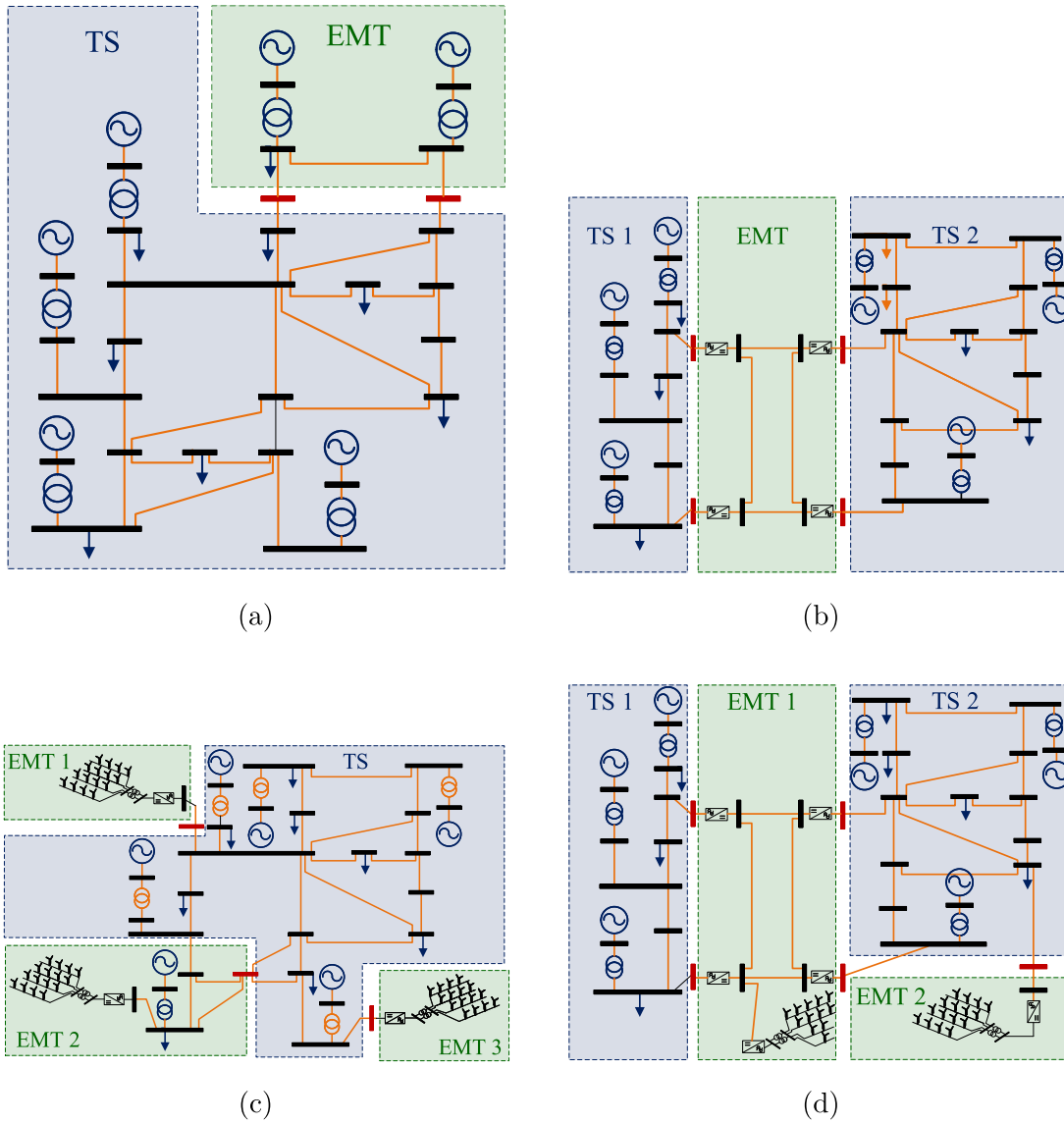
Caso C - diversos EMT e um TS: Esta configuração pode surgir da conexão de parques eólicos a um sistema de grande porte. Se for possível simular todos os subsistemas EMT em uma única simulação de EMT, o **Caso C** é reduzido para o **Caso A**.

Caso D - diversos EMT e diversos TS: Considerando a possibilidade de simular todos TS em um mesmo ambiente, assim como os EMT, o **Caso D** pode-se resumir ao **Caso A**.

A partir dessas considerações, serão apresentados os princípios básicos e definições para o caso **Caso A**, embora estes possam ser estendidos para as outras configurações. Ao longo das décadas, a terminologia com relação ao acoplamento TS–EMT tem sido harmonizada. Este trabalho segue as definições e terminologias usadas em (JALILI-MARANDI et al., 2009). A Figura 5 mostra uma visão geral do acoplamento TS–EMT. Baseado nessa figura, pode-se definir os seguintes termos:

1. **O sistema detalhado (do inglês, *Detailed System*) (DS)**: corresponde a uma ou mais porções do SEP que possuam dispositivos que necessitam ser modela-

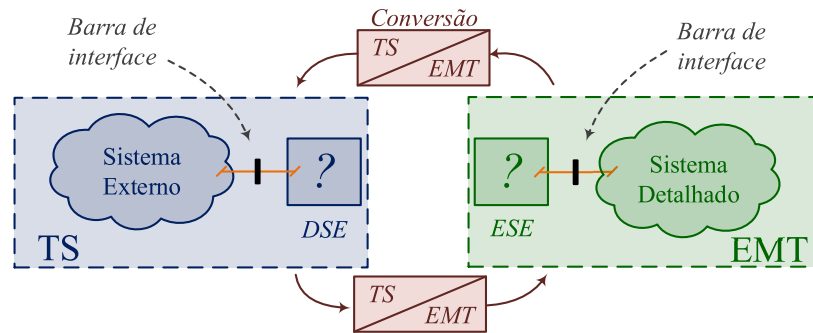
Figura 4 – Ilustração das combinações de programas EMT e TS.



Legenda: (a) Caso A: um EMT conectado a um TS, (b) Caso B: um EMT conectado a vários TS, (c) Caso C: vários EMT conectados a um TS e (d) Caso D: vários EMT conectados a vários TS.

Fonte: Adaptado de Plumier (2016).

Figura 5 – Representação esquemática do acoplamento TS–EMT.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

das detalhadamente. Seu comportamento precisa ser estudado em simulações do tipo EMT e correspondem comumente a:

- Sistemas HVDC, (HEFFERNAN et al., 1981; REEVE; ADAPA, 1988; ANDERSON et al., 1995);
- Partes do sistema que contenham desequilíbrio ou distorções (REEVE; ADAPA, 1988; SU; CHAN; SNIDER, 2005a);
- Dispositivos de um sistema flexível de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*) (FACTS) em geral (ANDERSON et al., 1995; SULTAN; REEVE; ADAPA, 1998), ou sistemas que contenham FACTS (HUANG, 2016);
- Geradores síncronos que necessitem de modelos sofisticados no nível do dispositivo (SU; CHAN; SNIDER, 2005a; KASZTENNY; KEZUNOVIC, 2000) e
- Redes de distribuição que necessitem grandes detalhes (FANG et al., 2006; VENKATRAMAN; KHAITAN; AJJARAPU, 2018),

2. O sistema externo (do inglês, *External System*) (ES): é referido como o restante da rede elétrica, e pode ser avaliado através de simulações TS, como mostrado na Figura 5. O tipo de abordagem adotada para o sistema externo depende do fenômeno de interesse e a aplicação. Na literatura estão documentadas as seguintes modelagens para o TS,

- TS monofásico: simula apenas a sequência positiva, na frequência fundamental para sistemas de transmissão, considerados equilibrados e sem distorções harmônicas;

- TS trifásico: simula todas as componentes de sequência (012 ou abc), na frequência fundamental, para sistemas de transmissão ou distribuição com desequilíbrio, mas sem distorção harmônica.
- QSTS: simula todas as componentes de sequência (012 ou abc), na frequência fundamental, para sistemas de distribuição com desequilíbrios, mas sem distorções harmônicas;
- DP: simula um sistema abc, observando a componente fundamental e harmônicos de escolha, para sistemas de distribuição e transmissão com desequilíbrio e distorção harmônica (MUDIYANSELAGE; KONARA, 2015; MUDUNKO-TUWA, 2018).

3. As barras de interface: são os locais de particionamento da rede. Representam as barras através das quais os programas TS e EMT “trocam dados” (interagem). O tamanho do sistema detalhado, e conseqüentemente o local da barra de interface, dependem fortemente:

1. do fenômeno EMT a ser estudado;
2. do nível de detalhamento da modelagem EMT, e
3. dos recursos computacionais disponíveis.

4. O protocolo de comunicação: definido como a sequência de ações que irão gerenciar o intercâmbio de dados entre os programas TS e EMT. Ele define em quais instâncias de simulação as fontes equivalentes serão atualizadas, em qual ordem, e como os modelos de interface transformam os dados de um sistema para o outro.

Geralmente, é empregado o método de integração trapezoidal ¹, tanto no sistema externo quanto no detalhado. Neste trabalho a letra H será usada para denotar o passo de integração do sistema TS, enquanto a letra h denotará o passo do sistema EMT, conforme mostrado na Figura 6, sendo possível escrever as seguintes relações:

$$t_{ts}^{k+1} = t_{ts}^k + H \quad (2.1a)$$

$$t_{emt}^{r+1} = t_{emt}^r + h \quad (2.1b)$$

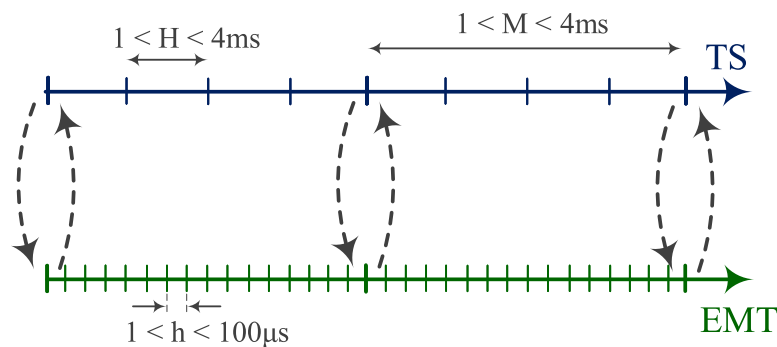
em que k e r denotam a k -ésima e r -ésima operação de integração do TS e do EMT, respectivamente.

Neste trabalho, H e h são chamados de passos de simulação. O valor de h é geralmente da ordem de 1 a 100 μ s enquanto o valor de H é escolhido entre 1 a 4 ms. Os

¹ Devido a sua boa precisão nos propósitos de engenharia e sua robustez numérica durante as descontinuidades, mantendo a estabilidade no processo iterativo subsequente. No entanto, existem problemas como oscilação numérica, intrínseca ao método de integração trapezoidal que podem ser mitigadas usando técnicas como *Critical Damping Adjustment* (CDA).

subsistemas evoluem seus estados de forma *independente* e são sincronizados nos instantes discretos denominados de macropasso ou passo de comunicação. Dependendo da conexão dos programas de simulação, este tamanho de passo pode ser fixo (maioria dos casos) ou variável (SANTOS, 2014; JARDIM et al., 2017). Será usada a letra M , conforme mostrado na Figura 6, para representar o macropasso. Seus valores estão, habitualmente, entre 1 e 4 ms.

Figura 6 – Diagrama temporal do acoplamento TS–EMT com indicação de M (macropasso), H (passo do TS) e h (passo do EMT).



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Do particionamento do sistema, surgem laços algébricos (do inglês, *algebraic-loops*) (ALs) ² que devem ser eliminados. A solução comum adotada é utilizar os *circuitos de interface*: o ESE e o DSE. Estes tem função dupla:

1. relaxar o AL oferecendo grau de liberdade em relação a sua atualização e
2. flexibilizar o tamanho do macropasso M .

Vários tipos de circuitos de interface são propostos e usados na literatura, sendo que alguns desses circuitos serão apresentados e discutidos adiante.

Como os programas TS e EMT possuem modelos matemáticos diferentes para o mesmo fenômeno, as grandezas da rede e variáveis de controle devem ser transformadas conforme mostrado na Figura 6, antes de serem utilizadas pelos programas. A transformação da informação do TS para o EMT é mais simples já que um fasor é transformado em formas de onda variantes no tempo. No entanto, o inverso é mais complexo e demanda técnicas mais sofisticadas de processamento de sinais.

Adicionalmente, como explicado no capítulo anterior, as soluções podem ser *iterativas* ou *não-iterativas*. Na solução iterativa, os macropassos $\{M\} = \{1, 2, 3, \dots, m\}$

² No contexto de cossimulações, AL aparecem quando existem conflitos causais (por conta da escolha da interface) ou diferenças na modelagem dos subsistemas acoplados (GORDON; LIU, 1998).

podem ser executados mais de uma vez caso necessário, até atingir a convergência. Por outro lado, a solução não-iterativa pode ser entendida como uma abordagem particular da solução iterativa, quando acontece apenas uma iteração. Obviamente, as abordagens iterativas elevam o custo computacional e oferecem maior precisão. Por outro lado, as abordagens não-iterativas são mais rápidas, sendo preferidas em abordagens em tempo real. No entanto, podem ocorrer problemas relacionados à precisão e à convergência. O foco deste trabalho é a abordagem não-iterativa. Uma revisão sobre acoplamento TS-EMT iterativo pode ser encontrada em (PLUMIER, 2016).

A metodologia de simulação pode ainda ser tratada como uma simulação híbrida ou cossimulação. As simulações híbridas são mais flexíveis, uma vez que parte do sistema é implementado como uma rotina dentro de um outro software. Por outro lado, as cossimulações são mais rígidas quanto ao número de informações disponíveis, uma vez que muitos dos programas comerciais ainda não estão totalmente adaptados ao nível de flexibilidade necessário para implementação de padrões de cossimulação como Functional Mock-up Unit (FMU) e Functional Mock-up Interface (FMI) (ENGE-ROSENBLATT et al., 2011), e *High Level Architecture* (HLA) (IEEE STD 1730-2010, 2011).

Finalmente, o acoplamento TS-EMT é, por princípio, multitaxa já que cada subsistema é executado com um passo de integração diferente. Na maioria dos casos documentados na literatura, a razão $r = H/h$ é um número inteiro, assim como M/r . Além disso, muitas aplicações utilizam $M = H$. No processo de simulação existem duas opções de transferência dos dados: pode-se transferir apenas o último valor da janela M de cada subsistema, ou uma janela completa de valores. De qualquer forma, os valores são interpolados dentro do próprio sistema, fazendo com que todo acoplamento TS-EMT seja, por definição, um caso específico de relaxamento da forma de onda (do inglês, *Waveform Relaxation Method*) (WRM) (PLUMIER, 2016).

2.2 CONVERSÃO DOS DADOS

O acoplamento TS-EMT não é uma simulação multi-física, na qual são envolvidos vários fenômenos, mas sim um acoplamento de modelos com diferentes representações físicas do mesmo fenômeno (PLUMIER, 2016). Particularmente, as simulações de EMT são executadas no domínio do tempo, enquanto as simulações de TS podem ser consideradas um tipo particular de simulação no domínio da frequência.

Desse modo, ao longo de uma simulação, deve-se converter fasores em formas de onda variantes no tempo e vice-versa. Esta tarefa é feita na forma de dois blocos conforme mostrado na Figura 5. Nesse sentido, alguns cuidados devem ser tomadas na barra de interface, pois ambos os lados precisam receber uma informação compatível com suas modelagens. Isso requer entendimento de como os fasores carregam informações de frequência.

A precisão do acoplamento TS–EMT é conseguida garantindo que as grandezas na barra de interface possam ser representadas em qualquer um dos domínios sem perdas de informação. Como o EMT contempla um grande espectro de frequências, evidentemente, a abordagem mais restritiva é o TS. No TS, os sinais se restringem a uma banda estreita do espectro, logo, em um acoplamento ideal, a mesma restrição deve ser observada no lado EMT, pelo menos na região vizinha da barra de interface.

Na literatura, pode-se observar alguns mal-entendidos com relação à restrição de banda de frequência na barra de interface. Alguns autores sustentam que o particionamento da rede pode ser feito em qualquer ponto da rede, sem nenhuma restrição (JALILI-MARANDI et al., 2009). Porém, essa informação está equivocada, uma vez que a barra escolhida pode não ser compatível com as restrições da modelagem *quasi*-estacionária do TS. Em outras palavras, o espectro de frequência das grandezas na barra de interface pode não estar centrado em uma faixa estreita em torno da frequência fundamental, como preconiza a modelagem TS.

Neste ponto, é interessante definir o operador $\mathcal{D}\{\cdot\}$, que leva um sinal $f(t)$ do domínio do tempo para o domínio dos fasores $\bar{F}(t)$, assim como o operador inverso $\mathcal{D}^{-1}\{\cdot\}$, que executa a operação contrária.

$$\mathcal{D}\{f(t)\} \rightarrow \bar{F}(t) \quad (2.2)$$

$$\mathcal{D}^{-1}\{\bar{F}(t)\} \rightarrow f(t) \quad (2.3)$$

A operação $\mathcal{D}\{\cdot\}$ deve ser biunívoca entre os dois domínios, ou seja, cada grandeza de um domínio está somente associado a uma, e só uma, grandeza do outro domínio. No entanto, essa suposição apenas é válida se $f(t) \in \mathbb{R}$ é um sinal no tempo, centrado na frequência ω_o , e $\bar{F}(t)$ é um TVP, para que o acoplamento seja o mais preciso possível, conforme será definido adiante. De forma geral, o operador inverso $\mathcal{D}^{-1}\{\cdot\}$ é mais simples de implementar que $\mathcal{D}\{\cdot\}$, já que o último envolve a utilização de técnicas de processamento de sinais para extração da informação, que ainda não existe um consenso na comunidade científica.

2.2.1 Conversão fasor-onda

A forma de implementação da conversão fasor–onda dependerá do tipo de acoplamento existente, o qual pode ser: TS monofásico, TS trifásico ou QSTS. De forma geral, o bloco de conversão **fasor** \rightarrow **onda** é um simples gerador de sinal trifásico equilibrado controlado por amplitude, fase e frequência (JALILI-MARANDI et al., 2009). A conversão do fasor $\bar{F}(t) = F(t)e^{j(\theta_f)}$ na sequência positiva e frequência fundamental oriundo do ES

em uma fonte trifásica cossenoidal é obtida como se segue:

$$f_a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{F}(t) e^{j(\omega_o t)} \right\} \quad (2.4a)$$

$$f_b(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{F}(t) e^{j(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})} \right\} \quad (2.4b)$$

$$f_c(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{F}(t) e^{j(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})} \right\} \quad (2.4c)$$

em que $f_{abc}(t)$ são as tensões trifásicas instantâneas e ω_o é a frequência fundamental do sistema.

É importante ressaltar que toda informação sobre a variação de frequência $\Delta\omega$ do programa de TS está contida no argumento de $\overline{F}(t)$, conforme será discutido no próximo capítulo. No entanto, alguns trabalhos substituem a frequência ω_o por ω'_o em (2.4), atualizando seu valor em função da variação angular na barra no lado EMT (SANTOS, 2014; FANG et al., 2006), conforme mostrado a seguir:

$$\omega'_o = \omega_o + \Delta\omega \quad (2.5a)$$

$$\Delta\omega = \frac{\theta(t_o) - \theta(t_o + H)}{H} \quad (2.5b)$$

em que $\theta(\cdot)$ é o ângulo da variável $\overline{F}(t)$ da barra de interface.

Contudo, esta abordagem pode produzir erros. Por exemplo, quando o fasor é extraído em relação à frequência fundamental ω_o , toda a informação de variação de frequência do EMT está no argumento ou ângulo de $\overline{F}(t)$. Desta forma, se no TS o fasor possui variação de frequência de 3 Hz, então o sinal no tempo reconstruído no EMT a partir de (2.4), terá 63 Hz (se $f_o = 60$ Hz) sem a necessidade de qualquer atualização de frequência.

2.2.2 Conversão onda-fasor

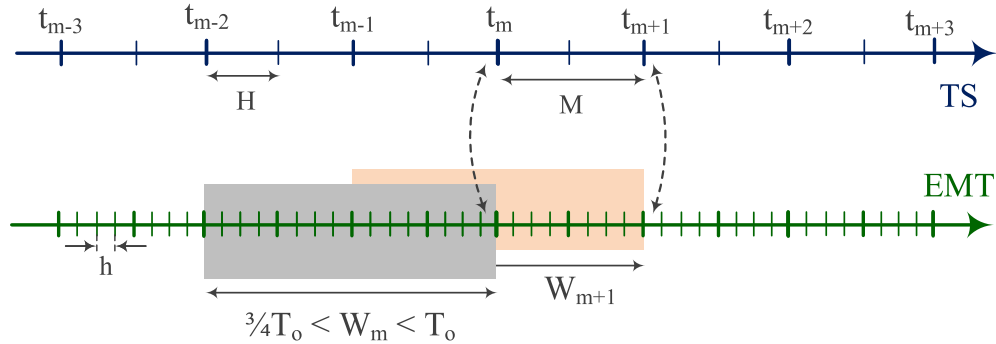
Apesar das condições *quasi*-estacionárias assumidas na interface, eventualmente em períodos pós-distúrbios, as formas de onda podem apresentar componentes harmônicas ou CC exponenciais que devem ser filtradas de acordo com as proposições iniciais. Neste contexto, o método de conversão de dados do DS deve lidar com esse tipo de sinal e ser capaz de extrair o TVP correspondente.

No contexto do acoplamento TS–EMT, geralmente são usadas técnicas de processamento digital de sinais, como o LSCF, DFT, ou filtragem digital (WONG et al., 2003; WATSON, 2003). Conforme mostrado na Figura 7, essas técnicas geralmente precisam de uma janela de tempo de W_m , em que $m = 1, 2, 3, \dots$, para extrair os fasores. Geralmente, essa janela varia de 3/4 a um período completo da componente fundamental, $T_o = 1/f_o$. Neste sentido, deve-se buscar um bom compromisso entre: M , H e T_o .

Se o micropasso do TS deve ser $H \ll T_o$, as vantagens computacionais da modelagem fasorial se perdem, pois o macropasso M também deve ser reduzido, aumentando muito

o tempo computacional. Neste contexto, o macropasso M é mantido bem próximo ao micropasso H para que todas as variações na interface sejam, efetivamente, transmitidas.

Figura 7 – Janela de tempo W_m para extração fasorial no diagrama temporal.

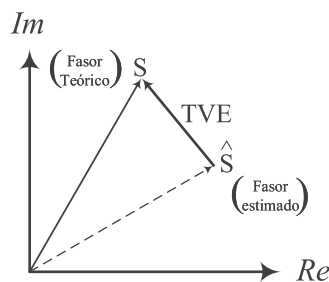


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Idealmente, quanto menor a janela de tempo W_m , melhor para a precisão da simulação. Isso traz um desafio adicional às técnicas de extração, pois no momento de uma perturbação, a janela de tempo pode conter amostras distorcidas e não-distorcidas, já que a *rotina de extração* leva em torno de um ciclo completo para que retorne o valor correto dos fasores. Isto pode causar sérios danos na precisão da extração e, por isso, alguns autores sugerem o uso de dados de pré-falha por um curto período, imediatamente após a recuperação da falha (JALILI-MARANDI et al., 2009; MEER, 2017).

Neste contexto, o índice quantitativo de desempenho adotado para a extração fasorial é baseado na recomendação (MARTIN et al., 1998). Ele é chamado de vetor de erro total (do inglês, *Total Vector Error*) (TVE) e é usado como padrão para avaliar uma unidade de medição de fasorial, (do inglês, *phasor measurement units*) (PMU). A Figura 8 mostra o princípio do TVE que é definido como o módulo do fasor de erro normalizado pelo módulo do fasor de referência para cada amostra $[n]$,

Figura 8 – Princípio do cálculo do TVE.



Fonte: Adaptado de Plumier (2016).

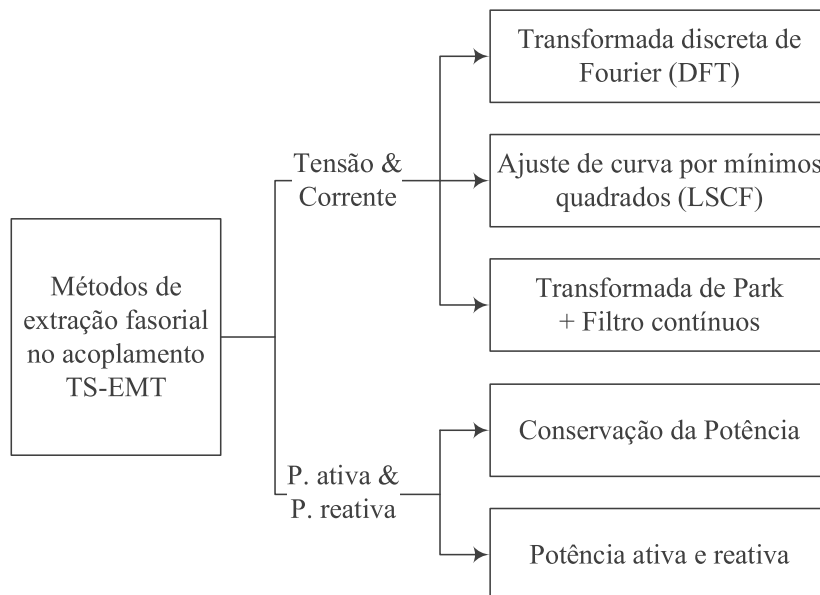
$$TVE[n] = \sqrt{\frac{(X_r[n] - X_r^{ref}[n])^2 + (X_m[n] - X_m^{ref}[n])^2}{(X_r^{ref}[n])^2 + (X_m^{ref}[n])^2}} \quad (2.6)$$

em que X_r e X_m são as partes reais e imaginárias do sinal estimado pelo método de extração e X_r^{ref} e X_m^{ref} são as partes reais e imaginárias do sinal de referência. Um valor pequeno de TVE indica uma boa precisão do método de extração.

A Figura 9 ilustra as principais formas de conversão dos dados do DS propostas na literatura. Caso tensões e correntes sejam adotadas como variáveis de interface, é necessário extrair os fasores a partir de técnicas de processamento de sinais, sendo importante o conhecimento do comportamento dessas grandezas. As duas principais técnicas utilizadas são a DFT e o LSCF. Recentemente, um método baseado na transformação de Park e filtros contínuos foi proposto por (PLUMIER, 2016) e também usada em (ZHANG; NIE; JIN, 2018).

Alternativamente, alguns trabalhos usam as potências ativa e reativa como variáveis de interface. Neste caso, destaca-se a utilização do conceito de conservação da potência, proposto por (LIN, 2011) e usado posteriormente por Liang (2011), Liang et al. (2010). Outra abordagem, propõe usar as potências ativa e reativa diretamente na interface. A proposta foi empregada por Heffernan et al. (1981) e futuramente utilizado por Hariri (2017). Este trabalho se concentra nos métodos de extração usando tensão e/ou corrente.

Figura 9 – Técnicas de conversão dos dados do DS usadas pelas principais referências.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A Tabela 1 resume as técnicas de conversão dos dados do EMT para o TS mais comumente usadas pelas principais referências. Nas seções seguintes, os métodos apresen-

tados serão discutidos considerando detalhes da implementação, vantagens e desvantagens.

Tabela 1 – Métodos de extração fasorial empregados na literatura.

Método Empregado	Referências
LSCF	(REEVE; ADAPA, 1988), (ANDERSON et al., 1995), (SU; CHAN; SNIDER, 2005a), (SU; CHAN; SNIDER, 2008), (SU; CHAN; SNIDER, 2005b), (FANG et al., 2006), (MEER et al., 2015), (MEER, 2017), (LE-HUY et al., 2017), (SHU et al., 2017a), (SHU et al., 2017b)
DFT	(HEFFERNAN et al., 1981), (WANG; WILSON; WOODFORD, 2002), (WONG et al., 2003), (ABHYANKAR, 2011), (SANTOS, 2014), (HUANG; VITTAL, 2015), (HUANG, 2016)
Conservação PQ	(LIN; GOLE; YU, 2008), (LIN, 2011), (LIANG et al., 2010), (LIANG, 2011), (ZHANG et al., 2013)
PQ	(HEFFERNAN et al., 1981), (HARIRI; FARUQUE, 2017), (HARIRI; NEWAZ; FARUQUE, 2017)

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

2.2.2.1 Transformada Discreta de Fourier

A DFT tem sido amplamente utilizada na cossimulação/simulação híbrida através de uma janela deslizante de **um ciclo** (veja a Tabela 1). Embora essa técnica seja bem conhecida, fácil de usar e precisa, existem duas grandes desvantagens (RIBEIRO et al., 2013):

- a necessidade de estimar a frequência fundamental do sinal,
- o fasor obtido é uma média relacionada à janela de um ciclo, em vez de um “fasor instantâneo”.

Caso a frequência de operação não seja estimada adequadamente, podem aparecer problemas como vazamento de espectro (do inglês, *Spectral Leakage*) e *Picket-Fences* (RIBEIRO et al., 2013), em que os fasores apresentarão amplitude e fases erradas na forma de um segundo harmônico (PHADKE; THORP, 2017). Por outro lado, como a DFT se trata de uma média do fasor no período, a quantização na extração das grandezas pode inserir atrasos e perda de informações. Por exemplo, quando ocorre uma variação linear da amplitude do fasor, a DFT apenas é capaz de fornecer a média.

A extração dos fasores para a cossimulação/simulação híbrida usando a DFT é muito semelhante ao que tem sido feito nas PMUs. No entanto, nas PMUs é aceitável avaliar uma maior quantidade de períodos³, enquanto no acoplamento TS–EMT os fasores devem ser determinados em no máximo um ciclo, ou até menos. A maioria das referências que usam a DFT para extração fasorial não dá detalhes da implementação. Em geral, os trabalhos que oferecem detalhes, negligenciam a variação de frequência com a fundamental (HEFFERNAN et al., 1981), em outras palavras, assumem que a frequência não varia e negligenciam as componentes de segundo harmônico. Outros trabalhos utilizam rotinas prontas de softwares como PSCAD (SANTOS, 2014). De forma geral, as rotinas profissionais (como PSCAD) usam os mesmos princípios de estimação fasorial utilizadas em PMUs.

2.2.2.2 Ajuste de curva com minimização do erro quadrático

O LSCF é um algoritmo que otimiza (deterministicamente) parâmetros desconhecidos de uma curva pre-estabelecida em função de um intervalo de pontos conhecidos e é amplamente utilizada na engenharia. Essa técnica foi uma das primeiras empregadas na cossimulação/simulação híbrida (REEVE; ADAPA, 1988) e vem sendo empregada em trabalhos recentes (SHU et al., 2017b).

Assim como na DFT, é empregada uma janela deslizante W_m que em alguns casos é menor que um ciclo da fundamental ($2/4$ a $3/4$ de T_o). Embora essa técnica seja bem conhecida e de fácil implementação existem duas grandes desvantagens:

- a) a necessidade do conhecimento prévio da característica do sinal de entrada, como a frequência fundamental,
- b) falta de flexibilidade relativa à mudança dos parâmetros de ajuste de curva.

No LSCF, o objetivo é encontrar o conjunto correspondente de parâmetros Γ e minimizar o erro dado pela seguinte expressão,

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^N \{x[n] - c(n, \Gamma)\}^2 \quad (2.7)$$

em que $x[n]$ é o sinal amostrado, c é a curva a ser ajustada, n é enésima amostra de um total de N . Várias opções são possíveis para a *curva de ajuste* e sua escolha depende de conhecimento prévio do comportamento do sistema.

No caso do acoplamento TS-EMT, o LSCF é aplicado a cada uma das três fases separadamente. Sendo assim, para cada fase, a partir do conjunto de parâmetros Γ , pode-se determinar o valor efetivo da amplitude $A(t)$ e o ângulo de fase $\phi(t)$ de um sinal ajustado $f_{aj}(t)$ no intervalo $[t + M - W, t + M]$, dado um sinal de entrada no tempo $a(t)$.

³ O número de ciclos avaliado em PMUs depende da aplicação. A taxa de relatório fasorial f_R (do inglês, *phasor reporting rate*) varia entre 10 e 60 Hz, portanto, de 6 a 1 ciclos avaliados (PHADKE; THORP, 2017).

Isto produz os valores efetivos $A_a(t + M)$, $A_b(t + M)$ e $A_c(t + M)$, bem como os ângulos de fase $\phi_a(t + M)$, $\phi_b(t + M)$ e $\phi_c(t + M)$. Dependendo da modelagem usada no TS, a sequência positiva no instante $(t + M)$ é extraída usando,

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_0(t + M) \\ \bar{A}_1(t + M) \\ \bar{A}_2(t + M) \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{A_a(t+M)}{\sqrt{2}} e^{j\phi_a(t+M)} \\ \frac{A_b(t+M)}{\sqrt{2}} e^{j\phi_b(t+M)} \\ \frac{A_c(t+M)}{\sqrt{2}} e^{j\phi_c(t+M)} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

em que $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

2.3 CIRCUITOS EQUIVALENTES E BARRAS DE INTERFACE

Os circuitos de interface são fundamentais para eliminar os AL resultantes do particionamento da rede. Esses circuitos inserem dinâmicas adicionais à cossimulação, contribuindo para a precisão e estabilidade da solução numérica.

Durante os macropassos, os subsistemas evoluem seus estados de *forma independente* até o próximo ponto de sincronização. Neste intervalo, os circuitos equivalentes devem refletir o comportamento um do outro a fim de não comprometerem precisão e estabilidade da solução. Neste contexto, os circuitos de interface clássicos na literatura são:

1. Fonte de corrente I_{eq}^k , igual à última iteração da corrente na barra de interface I^k ,
2. Fonte de tensão E_{eq}^k , igual à última iteração da tensão na barra de interface V^k ,
3. Impedância equivalente Z_{eq}^k , igual à razão V^k/I^k ,
4. Circuito equivalente de Thévenin (ou Norton) equivalente (E^k, Z_{eq}) , atualizados conforme V^k e I^k na interface;

em que k denota a k -ésima operação de comunicação de dados entre TS–EMT.

Le-Huy et al. (2017) propuseram a utilização de uma linha híbrida como acoplamento TS–EMT para aplicações de tempo real. Técnica parecida foi também proposta por Inabe et al. (2003), baseada no desacoplamento de ondas viajantes (Bergeron) pelo atraso de propagação. Esse modelo também pode ser visto como um circuito equivalente de Norton com atualização modificada e extrapolação retenção de ordem zero (do inglês, *Zero-order hold*) (ZOH), o que muda completamente a dinâmica da interface.

Apesar de serem de fácil implementação, as fontes de tensão e corrente podem aumentar o número de iterações nas abordagens iterativas, pois seu valores são mantidos constantes, mesmo que a tensão ou corrente sofra alteração na barra de interface. No caso de soluções não-iterativas, o acúmulo de erro pode levar a uma imprecisão acentuada ou até a divergência.

Circuitos de interface utilizando impedâncias equivalentes também são fáceis de serem implementados e atualizados, quando tem-se apenas uma barra de interface no processo. Entretanto, nas cossimulações com mais de uma barra de interface, como as impedâncias equivalentes devem ser atualizadas a todo macropasso, o tempo computacional necessário aumenta consideravelmente.

Os circuitos equivalentes de Thévenin/Norton são os mais empregados. Durante um macropasso, a condição na barra de interface se altera, melhorando a convergência. De forma geral, o cálculo da impedância equivalente deve ser alterado a cada mudança de topologia. No entanto, em muitos casos, o valor é mantido constante devido ao custo computacional necessário para atualização durante a simulação. Em alguns casos, pode-se calcular os valores de cada topologia antecipadamente.

Os subsistemas tem requisitos diferentes para os circuitos equivalentes. Nos casos em que a barra de interface está muito próxima de um dispositivo não linear, por exemplo, o DS necessita de um ESE que reflita a dinâmica do sistema externo para uma ampla faixa de frequência (WATSON, 2003). Neste casos, alguns trabalhos recomendam o emprego de um FDNE. No entanto, na maioria dos casos, opta-se por distanciar a barra de interface das distorções e adotar circuitos equivalentes na frequência fundamental, muito mais simples de serem calculados. Por outro lado, o ES necessita de um DSE na frequência fundamental de um sistema altamente não linear, que não é tarefa fácil.

As técnicas de obtenção de circuitos equivalentes de redes elétricas são muito desenvolvidas no meio científico (ANNAKAGE et al., 2011). A Tabela 2 resume os circuitos equivalentes de interface usados nas principais publicações no assunto. Algumas referências não foram incluídas quando não foi possível ter certeza sobre quais topologias foram adotadas.

2.3.1 Outros equivalentes

2.3.1.1 Linha híbrida

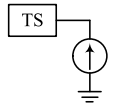
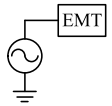
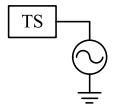
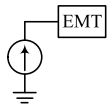
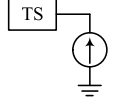
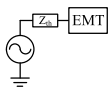
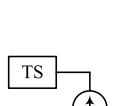
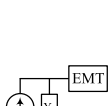
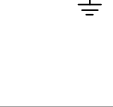
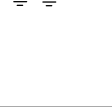
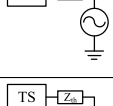
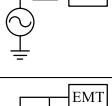
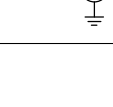
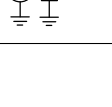
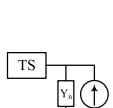
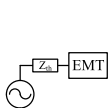


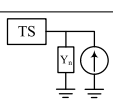
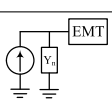
Conforme discutido em (WATSON, 2003), da resolução das equações de propagação da linha de transmissão, pode-se chegar ao modelo Bergeron da linha para a frequência ω_o , conforme mostrado na Figura 10, em que as fontes de corrente controlada são atualizadas de acordo com as relações a seguir:

$$\begin{bmatrix} i'_{sho}(t) \\ i'_{rho}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/4 & Z_{co} \\ Z_{co} & R/4 \end{bmatrix} \left(C_1 \begin{bmatrix} v_{so}(t - \tau_o) \\ v_{ro}(t - \tau_o) \end{bmatrix} + C_2 \begin{bmatrix} i_{so}(t - \tau_o) \\ i_{ro}(t - \tau_o) \end{bmatrix} \right) \quad (2.9a)$$

$$C_1 = \frac{1}{(Z_{co} + R/4)^2} \quad (2.9b)$$

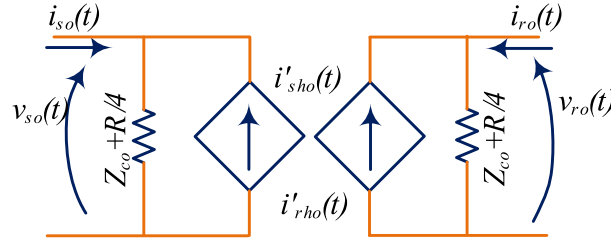
$$C_2 = \frac{Z_{co} - R/4}{(Z_{co} + R/4)^2} \quad (2.9c)$$

Tabela 2 – Circuitos de interface empregados na literatura.

		(THEODORO et al., 2017a; THEODORO et al., 2018; THEODORO et al., 2018; THEODORO et al., 2019)
		(PLUMIER; GEUZAIN; CUTSEM, 2013; HUANG et al., 2014)
		(HARIRI; FARUQUE, 2017; HARIRI; NEWAZ; FARUQUE, 2017)
		(SULTAN; REEVE; ADAPA, 1998; SU, 2005; SU; CHAN; SNIDER, 2005b; SU; CHAN; SNIDER, 2008; SU; CHAN; SNIDER, 2005a; LIN; GOLE; YU, 2008; LIN, 2011; LIANG et al., 2010; LIANG, 2011; ZHANG et al., 2011)
		(HEFFERNAN et al., 1981; IRWIN et al., 2012)
		(REEVE; ADAPA, 1988)
		(ANDERSON, 1995; ANDERSON et al., 1995; ABHYANKAR, 2011; ABHYANKAR; FLUECK, 2014; ABHYANKAR; FLUECK, 2013; ABHYANKAR; FLUECK, 2012; SANTOS, 2014; JARDIM et al., 2017; PLUMIER et al., 2014; PLUMIER, 2016; MEER, 2017; MEER et al., 2015; HUANG, 2016; HUANG; VITTAL, 2015)
		(SHU et al., 2017b; FANG et al., 2005; FANG et al., 2006)
		(MENG; WANG, 2017)
		(ZHANG et al., 2013; WANG; WILSON; WOODFORD, 2002)

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 10 – Circuito equivalente de uma linha para ω_o com perdas.



Fonte: Adaptado de Watson (2003).

em que C_1 e C_2 são variáveis auxiliares, R é a resistência total série e Z_{co} é a impedância de surto para a frequência ω_o aproximada por,

$$Z_{co} = \sqrt{\frac{l_o}{c_o}} = Z_{co} \quad (2.10)$$

sendo l_o e c_o , respectivamente, as indutância e capacitância por unidade de comprimento na frequência ω_o . Ainda, define-se a **função de propagação**, a **velocidade de propagação** e o tempo de propagação ou atraso na frequência ω_o ,

$$\bar{\gamma}_o = j\beta_o \quad (2.11)$$

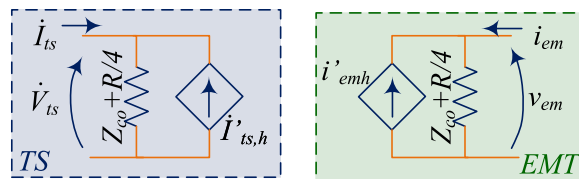
$$v_o = \frac{1}{\sqrt{l_o c_o}} \quad (2.12)$$

$$\tau_o = \frac{d}{v_o} = d\sqrt{l_o c_o} \quad (2.13)$$

em que d é o comprimento da linha em km.

A linha mostrada na Figura 10 pode ser usada para propósito do acoplamento TS–EMT, conforme proposto por Le-Huy et al. (2017), de forma que parte da linha fique no ES e parte fique no DS conforme mostra a Figura 11. Para acompanhar a divisão do sistema, deve feita a mudança de variáveis ($_{so}$) e ($_{sho}$) \rightarrow ($_{ts}$) e ($_{ts,h}$).

Figura 11 – Linha de transmissão híbrida para o acoplamento –EMT.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A adequação entre os domínios é feita aplicando o operador $\mathcal{D}\{\cdot\}$ nas variáveis de

entrada da linha como se segue

$$\mathcal{D} \left\{ \begin{bmatrix} i_{so} \\ v_{so} \\ i'_{sho} \end{bmatrix} \right\} \rightarrow \begin{bmatrix} \bar{I}_{ts} \\ \bar{V}_{ts} \\ \bar{I}'_{ts,h} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Adicionalmente, as equações de atualização da linha também devem ser adequadas. Aplicando os operadores $\mathcal{D}\{\cdot\}$ e $\mathcal{D}^{-1}\{\cdot\}$ em (2.9),

$$\bar{I}'_{ts,h}(t) = \begin{bmatrix} R/4 & Z_{co} \end{bmatrix} \left(C_1 \begin{bmatrix} \bar{V}_{ts}(e^{-j\omega_o\tau_o}) \\ \mathcal{D}\{v_{em}(t-\tau)\} \end{bmatrix} + C_2 \begin{bmatrix} \bar{I}_{ts}(e^{-j\omega_o\tau_o}) \\ \mathcal{D}\{i_{em}(t-\tau)\} \end{bmatrix} \right) \quad (2.15a)$$

$$i'_{em,h}(t) = \begin{bmatrix} Z_{co} & R/4 \end{bmatrix} \left(C_1 \begin{bmatrix} \mathcal{D}^{-1}\{\bar{V}_{ts}(e^{-j\omega_o\tau_o})\} \\ v_{em}(t-\tau) \end{bmatrix} + C_2 \begin{bmatrix} \mathcal{D}^{-1}\{\bar{I}_{ts}(e^{-j\omega_o\tau_o})\} \\ i_{em}(t-\tau) \end{bmatrix} \right) \quad (2.15b)$$

repare que o atraso no tempo ($t-\tau$) no domínio do tempo corresponde ao atraso $e^{-j\omega_o\tau_o}$ na frequência, usando a propriedade de deslocamento no tempo da transformada de Fourier,

$$\mathcal{F}\{f(t-a)\} \rightarrow \bar{F}(\omega)e^{j(\omega a)} \quad (2.16)$$

Para aplicações trifásicas, as equações acopladas no **domínio das fases** são, comumente, transformadas para equações desacopladas no **domínio modal**, na chamada *transformação modal*, conforme descrito em (WATSON, 2003). Posteriormente, se a linha é transposta, os modos são totalmente desacoplados e uma linha Bergeron monofásica representa cada *modo* de propagação.

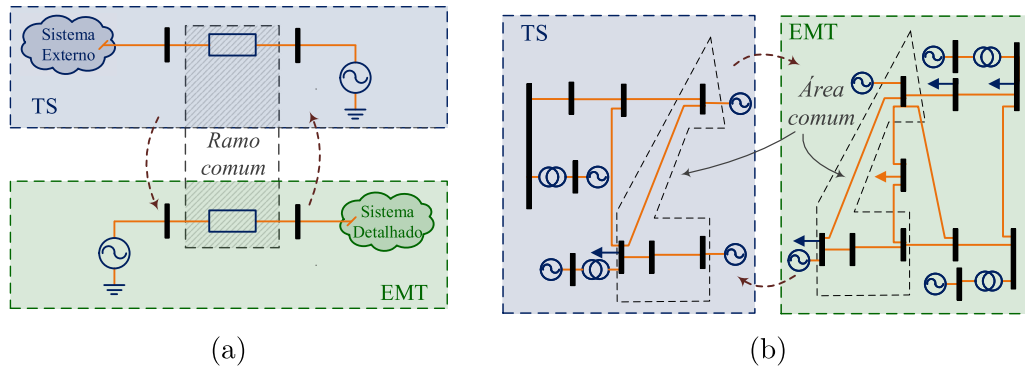
No trabalho apresentado por Le-Huy et al. (2017) foram relatadas duas principais limitações do método:

Comprimento da linha: quando a linha é curta e o atraso de propagação é *menor* que o passo do EMT, ou seja, $\tau_o < h$ o método não pode ser usado. Uma rede fortemente conectada, geralmente com linhas de transmissão curtas, pode ser um desafio. Na prática, para um passo de tempo de 50 μ s, as linhas híbridas têm que ser maiores que ≈ 15 km, o que não é problemático na maioria dos sistemas.

Redução do passo ES: como o acoplamento foi implementado em tempo real, foi adotada uma solução não-iterativa TS-EMT. O autor relatou que foi necessário reduzir H devido ao alto número de iterações internas do ES, principalmente durante distúrbios. Os resultados para um sistema de 600 barras e 105 máquinas foram apresentados com $H = M = 1.2$ ms. Adicionalmente, foi recomendada a utilização de $H > 2$ ms para evitar a degradação da precisão devido ao número limitado de iterações durante grandes perturbações;

Limitação da utilização: as linhas utilizadas na interface devem ser idealmente transpostas, limitando a utilização do método para cabos em geral.

Figura 12 – Acoplamento TS–EMT por sobreposição.



Legenda: (a) proposta de Inabe et al. (2003) e Wong et al. (2003), (b) proposta de Plumier (2016).

Fonte: Adaptado de Plumier (2016).

2.3.1.2 Sobreposição (*OverLapping*)

Existe na literatura outra forma de particionamento para o acoplamento TS–EMT, que é sobreposição de parte do sistema. Em outras palavras, uma parte do sistema é simulada em ambos domínios.

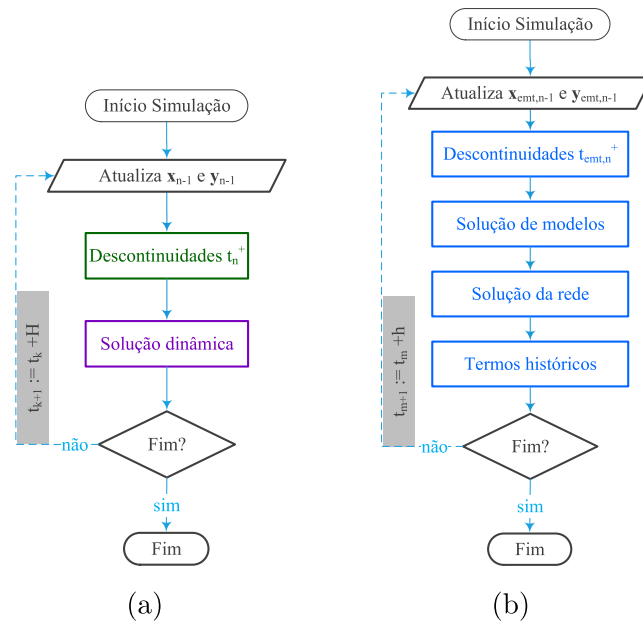
No melhor conhecimento do autor, essa alternativa foi proposta inicialmente por Inabe et al. (2003) e Wong et al. (2003) para aplicações em tempo real, em que uma linha de transmissão comum aos dois sistemas, juntamente com fontes de tensão, fazia o acoplamento, conforme mostra a Figura 12 (a). Recentemente, Plumier (2016) propôs estender o sistema sobreposto e agrupar uma maior parte do sistema, conforme mostra a Figura 12 (b), apesar de não apresentar resultados. Em tese, o método poderia ter a vantagem de relaxar as restrições em relação ao cálculo do circuito equivalente. Por outro lado, o custo computacional, obviamente, se elevaria.

2.4 PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO

A Figura 13 ilustra os fluxos de dados entre os programas TS e EMT (WATSON, 2003; MILANO, 2010; MEER, 2017). O protocolo de comunicação consiste em uma tentativa de integração destes dois fluxos de trabalho em uma simulação combinada. De forma geral, os fluxos (ou no inglês *workflows*) são interrompidos em posições estratégicas para estabelecimento da troca de dados. Ou seja, os blocos “descontinuidades t_n^+ ” resolvem a rede depois de distúrbios e o bloco “solução dinâmica” resolve o conjunto de equações diferenciais. A variável x está relacionada com as equações diferenciais e y com as variáveis algébricas.

Neste ponto é importante mencionar que, se as rotinas de integração numérica, iterações de rede e de inicialização foram escritas e definidas pelo usuário, o *solver* pode

Figura 13 – Fluxograma funcional dos programas de simulação.



Legenda: (a) programa TS e (b) programa EMT.

Fonte: Adaptado de Watson (2003), Milano (2010), Meer (2017).

ser “teoricamente” interrompido e chamado a qualquer instante ou condição. Desse modo, o processo de simulação do TS da Figura 14 (a) pode ser interrompido, por exemplo, em 3 momentos diferentes, em contrapartida, o processo do EMT mostrado na Figura 14 (b) pode ser interrompido em 5.

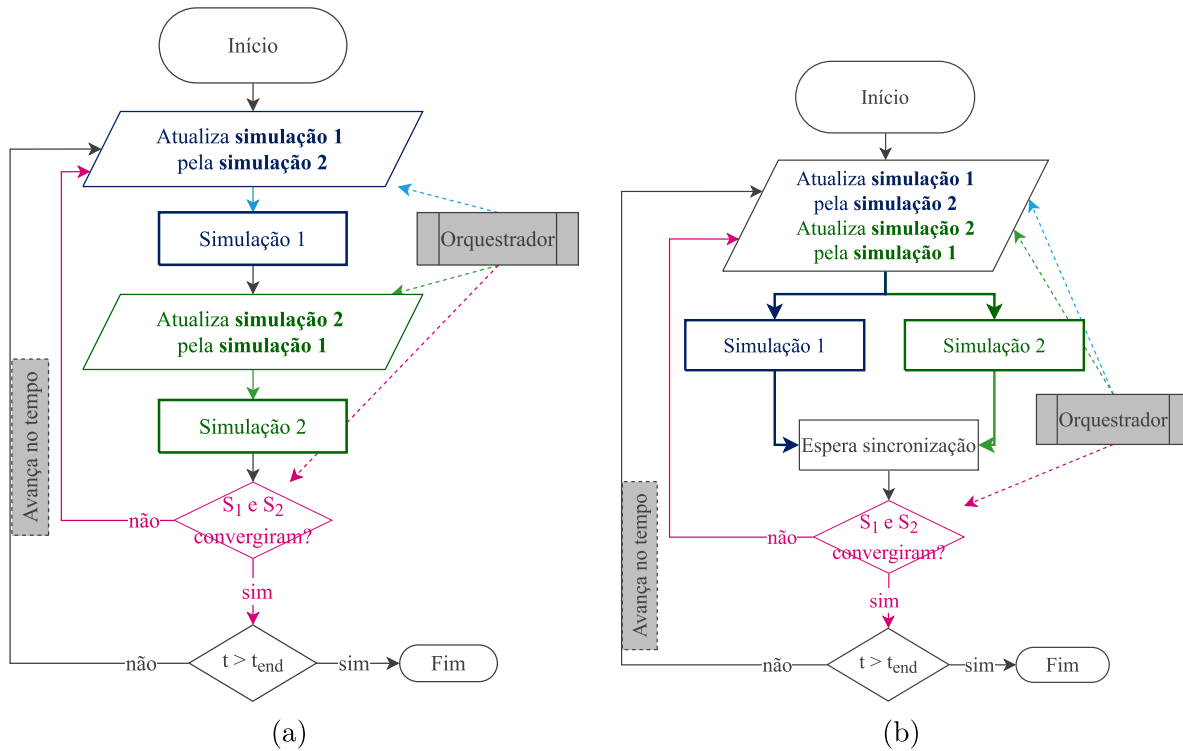
No entanto, isso nem sempre é possível quando são usados *softwares* comerciais. Nestes casos, os programas são executados separadamente e o acesso aos esquemas de integração (o *solver*) é restrito à interface de programação de aplicativos (do inglês, *Application Program Interface*) (API). De forma geral, os dados só podem ser acessados no início e no fim de cada passo da rotina de integração numérica.

Estas características de implementação dão origem a duas possibilidades de acoplamento TS–EMT:

- simulação híbrida, e
- cossimulação.

A simulação híbrida é caracterizada por ter maior flexibilidade quanto à comunicação e, em geral, um dos *solvers* é implementado como uma subrotina dentro de uma rotina maior. Por outro lado, a maioria dos *softwares* comerciais não têm seus *solvers* facilmente acessíveis, ou ainda, não estão preparados para reverter o passo de simulação (ou no inglês

Figura 14 – Fluxogramas de trabalho para uma cossimulação.



Legenda: (a) serial (Gauss-Seidel) e (b) paralelo (Jacobi) (MEER, 2017).

Fonte: Adaptado de Meer (2017).

rollback). Neste casos, as estratégias de cossimulação são muito úteis, pois os programas trocam dados no início e no fim de suas rotinas. De forma geral, porém, a natureza dos esquemas numéricos de solução e técnicas de interface são largamente semelhantes para co-simulações e simulações híbridas (MEER, 2017).

2.4.1 Esquemas de Gauss-Seidel e Jacobi

Os protocolos de comunicação, na literatura de simulação híbrida e cossimulação, são inspirados nos esquemas de Gauss-Seidel (serial) e Jacobi (paralelo), amplamente discutidos em Sicklinger (2014). Inicialmente, na cossimulação, cada simulador (modelo + *solver*), pode ser entendido como um único sistema. Dessa forma, para dois subsistemas, existem basicamente dois fluxogramas de trabalho, chamados de *protocolo de comunicação: serial* e *paralelo*, conforme mostrado na Figura 14.

Independentemente do modelo de cada agente, dentro de cada subsistema existirá um *modelo de interface* (ESE e DSE) responsável por trocar informações. No fluxograma serial da Figura 14 (a) os agentes são executados sequencialmente e, assim, introduzindo uma restrição de espera. Por outro lado, a abordagem paralela mostrada na Figura 14 (b) é flexível em termos de interface de paralelização e computação distribuída. Repare que

existe um laço externo (na cor **magenta**) para designar as abordagens de integração *iterativas*. Caso a abordagem seja não-iterativa o laço não existirá.

Em alguns casos, pode ser necessário a atuação de um ente externo, o *orquestrador*. No caso da cossimulação do TS-EMT, por exemplo, o orquestrador é um algoritmo simples que gerencia a troca de informações como será mostrado nas próximas seções. Por outro lado, em um conceito mais geral, em que vários programas são conectados em um único ambiente de simulação, incluindo também os efeitos de tecnologia da informação no sistema elétrico por exemplo, o papel do orquestrador é muito mais complexo. Um grande esforço tem sido feito no desenvolvimento de tais sistemas e uma ampla revisão do assunto pode ser encontrada em Müller et al. (2016) e Nguyen et al. (2017).

A Tabela 3 mostra a classificação dos principais trabalhos na literatura específica quanto ao tipo de acoplamento: iterativo ou não-iterativo e também quanto ao protocolo utilizado: serial ou paralelo.

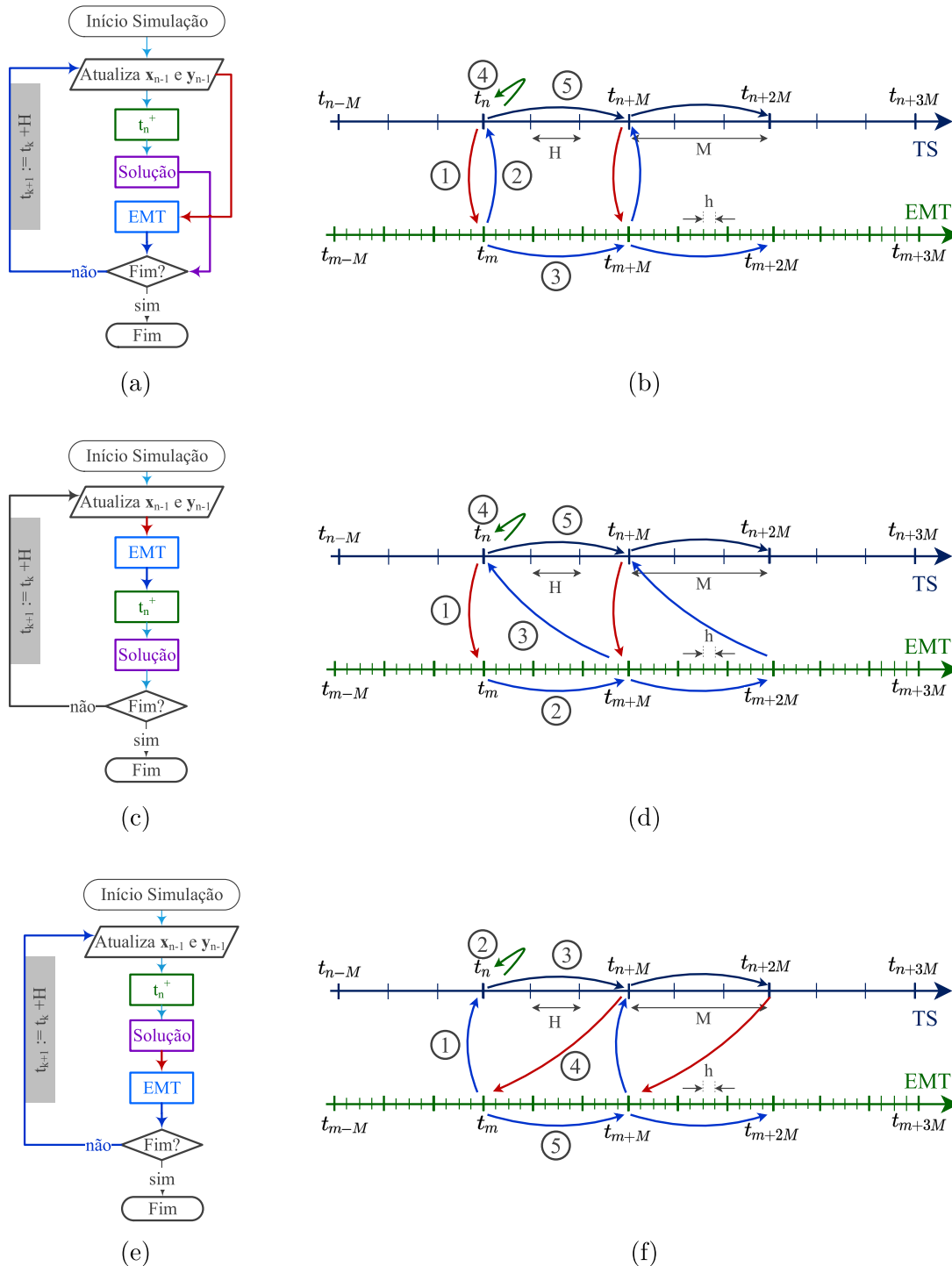
2.4.2 Revisão dos protocolos da cossimulação

A Figura 15 mostra as três possibilidades de protocolo para a cossimulação TS-EMT encontradas na literatura. Vale lembrar que na cossimulação, o processo apenas poderá ser interrompido no início e no fim da rotina de integração, fazendo com que as etapas internas do TS e do EMT sejam executadas sem interrupção ao longo do processo de integração numérica. Desse modo os protocolos podem ser classificados como:

- a) protocolo de interação paralelo para a cossimulação (do inglês *Co-simulation Parallel Interaction Protocol*) (COPIP),
- b) protocolo de interação serial para a cossimulação com prioridade do EMT (do inglês *Co-simulation Serial Interaction Protocol with EMT Priority*) (COSISEMT),
- c) protocolo de interação serial para a cossimulação com prioridade do TS (do inglês *Co-simulation Serial Interaction Protocol with TS Priority*) (COSISTS),
- d) protocolo de interação combinado (do inglês *Co-simulation Combined Interaction Protocol*) (COSIC),

O COPIP, ilustrado nas Figuras 15 (a) e 15 (b), inicia-se com a atualização do circuito ESE baseado nas variáveis algébricas (y_{n-1}) **(1)**. Analogamente, o mesmo é feito para o circuito DSE (etapa **(2)**). Então, o EMT é executado até $t_{emt}[m + M]$ (etapa **(3)**). A etapa **(4)** só é executada em caso de eventos discretos, como faltas. A etapa **(5)** é então executada até t_{n+1} . Repare que as etapas **(3)** e **(4)-(5)** podem ser implementadas para execução em paralelo. Como a troca de dados ocorre simultaneamente, isto é, em t_n e $t_{emt}[m]$, apenas os resultados disponíveis podem ser usados para atualizar os equivalentes. Ocorrências em um sistema **sempre** estarão atrasadas do macropasso M antes que seus

Figura 15 – Principais protocolos usados na cossimulação TS–EMT.



Legenda: protocolo paralelo (a) *workflow* e (b) linha do tempo; protocolo serial com prioridade EMT (c) *workflow* e (d) linha do tempo; protocolo serial com prioridade TS (e) *workflow* e (f) linha do tempo.

Fonte: Adaptado de Meer (2017).

Tabela 3 – Circuitos de interface empregados na literatura.

Acoplamento	Protocolo	Referência
Iterativo	Serial	(PLUMIER; GEUZAINÉ; CUTSEM, 2013), (PLUMIER et al., 2014), (PLUMIER, 2016), (PLUMIER, 2016)
	Implícito	(HEFFERNAN et al., 1981), (ABHYANKAR, 2011), (ABHYANKAR; FLUECK, 2014), (ABHYANKAR; FLUECK, 2013), (ABHYANKAR; FLUECK, 2012)
Não-Iterativo	Serial	(REEVE; ADAPA, 1988), (ANDERSON et al., 1995), (ANDERSON, 1995), (SULTAN; REEVE; ADAPA, 1998), (WANG; WILSON; WOODFORD, 2002), (FANG et al., 2006), (MEER, 2017), (MEER et al., 2015), (HARIRI; NEWAZ; FARUQUE, 2017), (HARIRI, 2017)
	Paralelo	(FANG et al., 2005), (ZHANG et al., 2011), (IRWIN et al., 2012)
	Paralelo (Tempo-Real)	(INABE et al., 2003), (WONG et al., 2003), (SU; CHAN; SNIDER, 2005a), (SU; CHAN; SNIDER, 2005b), (SU; CHAN; SNIDER, 2008), (LIN; GOLE; YU, 2008), (LIN, 2011), (LIANG et al., 2010), (LIANG, 2011)
	Combinado	(HUANG et al., 2014), (HUANG; VITTAL, 2015), (HUANG, 2016), (SANTOS, 2014), (JARDIM et al., 2017), (SHU et al., 2017b), (SHU et al., 2017a)

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

efeitos se manifestem no outro programa. Este protocolo é o mais utilizado entre as ferramentas de tempo-real (ver Tabela 3).

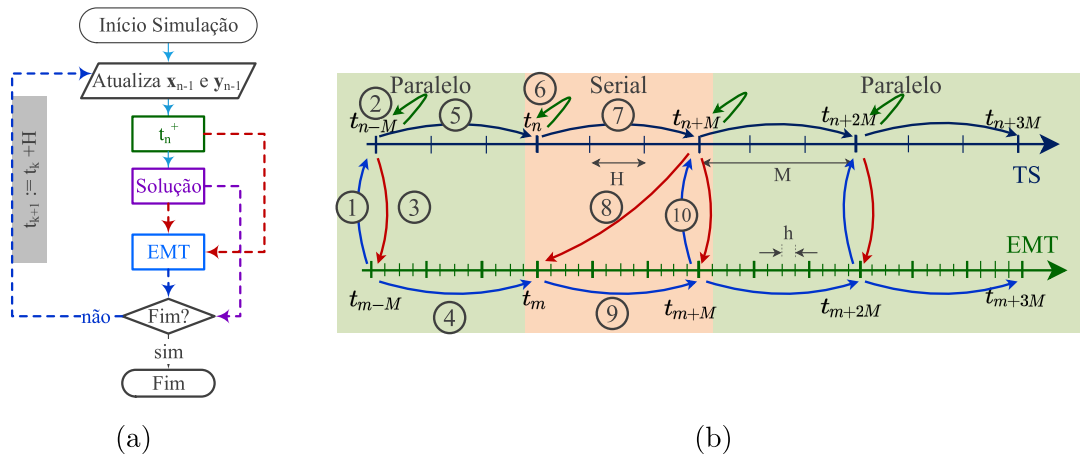
O COSISEMT, mostrado nas Figuras 15 (c) e 15 (d), permite que as variáveis transferidas do EMT para o TS não possuam atraso do macropasso de comunicação. Por outro lado, os dados do TS para o EMT possuem um atraso de M segundos até que a resposta volte ao sistema. Já o COSISTS, mostrado nas Figuras 15 (e) e 15 (f), é justamente o oposto: a informação vinda do TS chega no EMT sem atraso nenhum, porém a informação vinda do EMT tem atraso de M até chegar no TS. Este é o protocolo mais empregado caso na maioria das aplicações. De forma geral, encontra-se na literatura

que os protocolos seriais tendem a apresentar maior precisão quando a escolha da ordem de execução for adequada, dependendo do subsistema mais susceptível ao atraso (SU et al., 2004; JALILI-MARANDI et al., 2009; PLUMIER, 2016). Embora, no melhor conhecimento do autor, não exista nenhum estudo de convergência sobre os protocolos na cossimulação não-iterativa TS-EMT, mas apenas dados e análises experimentais.

É válido ressaltar que as cossimulações *iterativas* também podem ser executadas tanto com abordagens seriais e paralelas. Além disso, outras alternativas de comunicação podem ser propostas dependendo do nível de acesso ao *solver* de cada simulador e da complexidade do *orquestrador*, quando disponível.

Os protocolos sequenciais e paralelos podem ser unidos no COSIC, como mostra a Figura 16. Neste caso, tanto a prioridade TS quanto a EMT podem ser escolhidas. A simulação é iniciada com o protocolo paralelo, pois as variáveis estão em regime permanente e há pouca ou quase nenhuma alteração nas barras de interface. Dessa forma, diminui-se o tempo de espera para a comunicação dos simuladores. Quando ocorre um evento significativo, o protocolo paralelo é então substituído pelo sequencial, que apesar de adicionar mais tempo de espera para comunicação, tende a ser mais preciso. Quando a falta é extinguida ou as variáveis de interface estão mais acomodadas, o protocolo paralelo volta a operar.

Figura 16 – Protocolo combinado (com prioridade TS).



Legenda: (a) *workflow* e (b) linha do tempo.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentadas as principais características, nomenclaturas e definições do programas de cossimulação de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos. Foi feita uma revisão profunda das principais questões a se observar na cossimulação como:

(*i*) escolha dos circuitos equivalentes, (*ii*) protocolo de comunicação e (*iii*) conversão de dados.

Os circuitos equivalentes têm um papel muito importante na cossimulação pois durante os macropassos, os subsistemas evoluem seus estados de *forma independente* até o próximo ponto de sincronização. Neste intervalo, os circuitos equivalentes devem refletir o comportamento um do outro a fim de não comprometer a precisão e a estabilidade da solução. Historicamente, os circuitos de interface clássicos na literatura são (*i*) fonte de corrente, (*ii*) fonte de tensão, (*iii*) impedância equivalente, (*iv*) Thevenin (ou Norton) equivalente, ou (*v*) linha de transmissão híbrida.

O protocolo de comunicação é a tentativa de integração dos fluxos de trabalho do EMT e do TS em uma simulação maior. De forma geral, os fluxos são interrompidos em posições estratégicas para estabelecimento da troca de dados. Foi feita uma revisão das abordagens da simulação híbrida e da cossimulação, de forma geral, a primeira é mais flexível e a segunda mais restrita. Existem algumas formas de integração para a cossimulação não-iterativa, que é o foco deste trabalho, de forma que o grande impacto dos protocolos são os atrasos de tempo inseridos na interface dependendo da ordem de execução das ferramentas de simulação.

Na interface entre os programas de simulação, é necessário converter os dados de forma adequada. Uma das garantias de uma boa precisão do acoplamento TS-EMT é que as grandezas que trafegam na interface possam ser representadas em qualquer um dos domínios sem perdas de informação. Como o EMT contempla um grande espectro de frequências, evidentemente, a abordagem mais restritiva é o TS. O dado vindo do TS para o EMT é relativamente simples de converter. Porém, para os dados vindos do EMT geralmente são usadas técnicas de processamento digital de sinais, como o LSCF, DFT, ou filtragem digital. Os grandes desafios da extração fasorial são: (*i*) compreender as restrições da barra de interface, (*ii*) possuir um bom compromisso de carga computacional e (*iii*) ser capaz de possuir baixo erro em excursões de frequência.

No próximo capítulo será feita uma revisão do conceito de fasor com objetivo de apresentar o método de extração fasorial baseado no integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI) e comparar o seu desempenho com outros métodos em função das características da barra de interface.

3 EXTRAÇÃO FASORIAL USANDO O INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM (SOGI)

Neste capítulo é apresentada uma revisão da definição de fasor, com o foco para cossimulação, e proposto um novo método de extração fasorial adequado às restrições da barra de interface. De uma maneira geral, os métodos de extração fasorial devem ser capazes de lidar com as seguintes alterações nas grandezas da barra de interface: (i) variações de bruscas (em degrau), (ii) sinal de entrada com envelope em torno de 0 a 10 Hz causado pelos distúrbios em estudo, (iii) harmônicos e (iv) componentes CC (JALILI-MARANDI et al., 2009). No melhor conhecimento do autor, ainda existe pouca literatura dedicada à extração fasorial do ponto de vista da cossimulação. Uma das principais questões se dá na variação de frequência na barra de interface. A parte do sistema modelada no EMT contempla um grande espectro de frequências, mas por outro lado, o TS possui uma faixa mais estreita de frequência de operação. Neste sentido, a abordagem mais restritiva é o TS e, assim, suas restrições devem ser as restrições da interface.

Além disso, é feita uma revisão do conceito de fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP) que amplia a ideia de fasor convencional, na qual o fasor é modelado em uma faixa definida de frequência de operação, assim como preconiza a modelagem do TS. O conceito de sinal analítico (do inglês, *Analytic Signal*) (AS) ou sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS) comporá o arcabouço matemático utilizado na definição do TVP, baseada na Transformada de Hilbert (HT). Neste capítulo, também, será apresentado o método de extração fasorial com o SOGI-TVP e como esta estrutura se adéqua às definições de TVP.

Finalmente, é apresentado um estudo quantitativo comparativo do desempenho dos principais métodos de extração fasorial encontrados na literatura de cossimulação, que são o LSCF e a DFT. são avaliadas as vantagens e desvantagens de cada método em relação à rejeição de perturbações, frequência do envelope do sinal e tempo computacional.

3.1 FASOR CONVENCIONAL

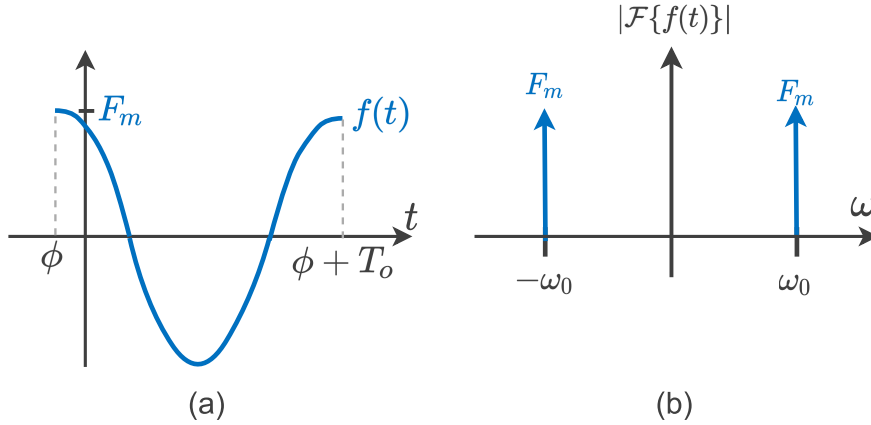
Tradicionalmente, a solução de circuitos CA em regime permanente é facilmente alcançada usando o conceito de **fasor** proposto por Steinmetz (1893). Considerando que as tensões e correntes são senoidais, pode-se escrever:

$$f(t) = F_m \cos(\omega_o t + \phi) \quad (3.1)$$

em que $f(t) \in \mathbb{R}$ é um sinal senoidal variante no tempo, cujos parâmetros $F_m \in \mathbb{R}$, $\omega_o = 2\pi f_o$ e ϕ_o são a amplitude, a frequência angular e a defasagem angular, respectivamente.

A Figura 17 ilustra o sinal $f(t)$ e seu espectro na frequência, dado pela Transformada de Fourier $\mathcal{F}\{f(t)\} = F(\omega)$, respectivamente.

Figura 17 – Sinal monotônico.



Legenda: (a) sinal no tempo e (b) espectro do sinal.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Reescrevendo (3.1) em termos de exponenciais complexas, o sinal real fica,

$$f(t) = \frac{1}{2} \left(F_m e^{j(\omega_0 t + \phi)} + F_m e^{-j(\omega_0 t + \phi)} \right) \quad (3.2a)$$

$$f(t) = \frac{1}{2} \left(F_m e^{j\phi} e^{j\omega_0 t} + F_m e^{-j\phi} e^{-j\omega_0 t} \right) \quad (3.2b)$$

$$f(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\bar{F} e^{j\omega_0 t} + \bar{F}^* e^{-j\omega_0 t} \right) \quad (3.2c)$$

em que $\bar{F} = \frac{F_m e^{j\phi}}{\sqrt{2}}$ é uma constante complexa e \bar{F}^* seu conjugado.

Os termos $\bar{F} e^{j\omega_0 t}$ e $\bar{F} e^{-j\omega_0 t}$ podem ser entendidos como fasores girantes no sentido anti-horário e horário conforme mostra a Figura 18. Como toda a informação está contida em apenas um termo de (3.2c), o primeiro termo $\bar{F} e^{j\omega_0 t}$ é convencionalmente escolhido como referência e o sinal pode ser escrito em termos do fasor girante como,

$$f(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{F} e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (3.3)$$

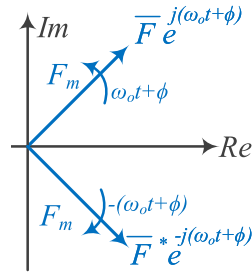
Tradicionalmente, o termo *fasor* tem sido adotado para representar o fasor girante complexo no sentido anti-horário no instante $t = 0$, conforme mostrado a seguir:

$$\bar{F} = \frac{F_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi} = F_{rms} e^{j\phi} \quad (3.4)$$

Deste modo, dado um fasor geral \bar{F} , existe um único sinal no tempo $f(t)$ obtido facilmente por (3.3). Por outro lado, dado um sinal no tempo arbitrário $f(t)$, a identificação de seu fasor \bar{F} não é uma tarefa trivial.

A transformação entre os domínios do tempo e fasorial é fundamental para o acoplamento EMT-TS e deve ser biunívoca. Dessa forma, as equações da rede (Leis de

Figura 18 – Fasor girante.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Kirchhoff para tensões e correntes), nas variáveis instantâneas $f(t)$, podem ser reescritas equivalentemente em termos das variáveis fasoriais associadas \bar{F} .

No programa de TS no entanto, existe uma complicação adicional na extração fasorial. Apesar de usar equações algébricas para os elementos de rede, as variáveis internas (tensão e corrente) podem oscilar em baixas frequências, de modo que o fasor \bar{F} é variável no tempo. Dessa forma, antes de a extração fasorial ser discutida, é preciso estender a definição de fasor convencional.

3.2 FASOR VARIANTE NO TEMPO

Nas simulações TS, os fenômenos de alta frequência são negligenciados e tensões e correntes são aproximadas por equações algébricas. No entanto, nestes casos, são admitidas pequenas variações da frequência em torno da frequência fundamental, advinda geralmente de distúrbios relacionados à velocidade das máquinas síncronas.

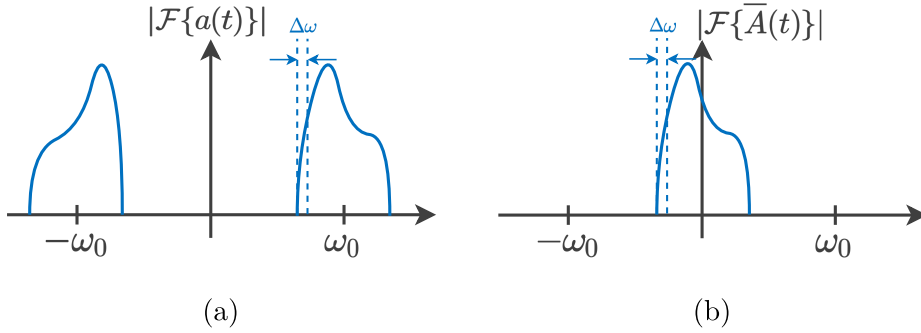
Essa variação de frequência, $\Delta\omega$, é incorporada como uma variação no ângulo das grandezas (HENSCHERL, 1999). Dessa forma, os sinais no SEP apresentam espectro altamente concentrado em torno da frequência nominal do sistema e podem ser entendidas como sinais passa-faixa, conforme mostra a Figura 19.

O sinal da Figura 19 pode ser reconstruído em termos de seu espectro como,

$$a(t) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cos [(\omega_o + \Delta\omega)t + \phi_k] \quad (3.5)$$

em que $\Delta\omega = (\omega - \omega_o)$ é o desvio em torno da frequência fundamental ω_o e a_k representa o valor de amplitude para cada k entre $-\infty$ e ∞ .

Figura 19 – Espectro do sinal típico do SEP, no tempo e na frequência.



Legenda: (a) espectro de um sinal no tempo $|\mathcal{F}\{a(t)\}|$ genérico no SEP, (b) espectro de um fasor no tempo $|\mathcal{F}\{\bar{A}(t)\}|$.

Fonte: Adaptado de Henschel (1999).

Expandindo o sinal em termos da base ortonormal $e^{j\omega_0 t}$,

$$a(t) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \left(a_k e^{j[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_k]} + a_k e^{-j[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_k]} \right) \quad (3.6a)$$

$$= \frac{1}{2} \left(\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{j(\Delta\omega t + \phi_k)t} e^{j\omega_0 t} + \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{-j(\Delta\omega t + \phi_k)t} e^{-j\omega_0 t} \right) \quad (3.6b)$$

os somatórios em (3.6b) são conjugados, de forma que pode-se definir o fasor $\bar{A}(t)$,

$$\bar{A}(t) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{a_k}{\sqrt{2}} e^{j(\Delta\omega t + \phi_k)} \approx \frac{A_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j\Phi(t)} \quad (3.7)$$

considerando,

$$A_m(t) \approx \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \quad (3.8a)$$

$$\Phi(t) \approx \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Delta\omega t + \phi_k \quad (3.8b)$$

em que $A_m(t) \in \mathbb{R}$ e $\Phi(t)$ são, respectivamente, o valor de pico e ângulo de $\bar{A}(t)$.

Reescrevendo o sinal real $a(t)$ em termos do fasor $\bar{A}(t)$,

$$a(t) = \frac{1}{2} \left(\sqrt{2} \bar{A}(t) e^{j\omega_0 t} + \sqrt{2} \bar{A}^*(t) e^{-j\omega_0 t} \right) \quad (3.9)$$

Os termos $\sqrt{2} \bar{A}(t) e^{j\omega_0 t}$ e $\sqrt{2} \bar{A}^*(t) e^{-j\omega_0 t}$ em (3.9) podem ser entendidos como fasores girantes em um plano real-imaginário da mesma forma que o fasor mostrado na Figura 18.

Análogo ao conceito convencional de fasor, o sinal $\bar{A}(t) \in \mathbb{C}$ é chamado fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP). Ele carrega toda informação

de $a(t) \in \mathbb{R}$ em uma representação de frequência deslocada, em que o espectro se situa em torno da origem conforme mostrado na Figura 19 (b). Dessa forma, tem-se ainda a operação alternativa,

$$a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{A}(t) e^{j\omega_o t} \right\} \quad (3.10a)$$

$$= \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{A_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_o t + \Phi(t))} \right\} \quad (3.10b)$$

$$= A_m(t) \cos(\omega_o t + \Phi(t)) \quad (3.10c)$$

3.3 SINAL ANALÍTICO

O conceito de sinal analítico (do inglês, *Analytic Signal*) (AS), ou sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS), é muito útil para a definição do TVP. Utilizando esse conceito pode-se estabelecer relações entre o sinal real, a fase do sinal e a frequência instantânea (COHEN, 1995). O primeiro a perceber essa relação com fasores no SEP foi Venkatasubramanian (1994).

Todo sinal real, $a(t)$, tem um sinal CS associado, $\underline{a}(t)$, obtido pelo operador $\mathcal{A} \{a(t)\}$ (COHEN, 1995),

$$\mathcal{A} \{a(t)\} = \underline{a}(t) = a(t) + j\hat{a}(t) \quad (3.11)$$

em que, $a(t)$ é o próprio sinal e $\hat{a}(t)$ é a Transformada de Hilbert (HT) do sinal, dada por:

$$\hat{a}(t) = \mathcal{H} \{a(t)\} \quad (3.12a)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (3.12b)$$

Adicionalmente, $\mathcal{H} \{a(t)\}$ pode ser vista como a convolução de $h(t) = 1/(\pi t)$ com o sinal $a(t)$,

$$\mathcal{H} \{a(t)\} = h(t) * a(t) = \left(\frac{1}{\pi t} \right) * a(t), \quad (3.13)$$

que no domínio da frequência pode ser definida como,

$$\mathcal{F} \{ \mathcal{H} \{a(t)\} \} = \mathcal{F} \{h(t)\} \mathcal{F} \{a(t)\} = -j \operatorname{sign}(\omega) \mathcal{F} \{a(t)\} \quad (3.14)$$

em que $\operatorname{sign}(\cdot)$ é a função sinal, cujo valor será ± 1 se o argumento for positivo ou negativo, respectivamente.

Portanto, no domínio da frequência, a HT pode ser entendida como um operador multiplicador $\sigma_H(\omega) = -j \operatorname{sign}(\omega)$, que pode assumir os seguintes valores,

$$\sigma_H(\omega) = \begin{cases} -j, & \text{for } \omega > 0 \\ 0, & \text{for } \omega = 0 \\ j, & \text{for } \omega < 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Assim, a HT tem o efeito de mudar o ângulo de fase dos componentes de frequência positiva em -90° . Isso pode ser facilmente provado pelo cálculo da HT da fórmula de Euler, ou seja,

$$\mathcal{H}\{e^{j\omega t}\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{j\omega t\tau}}{t - \tau} d\tau = -je^{j\omega t} \Big|_{\omega > 0} \quad (3.16)$$

No caso de uma entrada senoidal, a HT será dada por,

$$\mathcal{H}\{\text{sen}(\omega t)\} = \mathcal{H}\left\{\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}\right\} \quad (3.17a)$$

$$= -\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad (3.17b)$$

$$= -\cos(\omega t) \quad (3.17c)$$

analogamente para uma entrada cossenoidal,

$$\mathcal{H}\{\cos(\omega t)\} = \mathcal{H}\left\{\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}\right\} \quad (3.18a)$$

$$= \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \quad (3.18b)$$

$$= \text{sen}(\omega t) \quad (3.18c)$$

Sendo que, a contínua aplicação da HT gerará uma série cíclica de funções senoidais em quadratura, como segue,

$$\text{sen}(\omega t) \xrightarrow{\mathcal{H}\{\cdot\}} -\cos(\omega t) \xrightarrow{\mathcal{H}\{\cdot\}} -\text{sen}(\omega t) \xrightarrow{\mathcal{H}\{\cdot\}} \cos(\omega t) \xrightarrow{\mathcal{H}\{\cdot\}} \text{sen}(\omega t) \quad (3.19)$$

Pelo exposto, um sinal típico de um SEP pode então ser escrito como se segue,

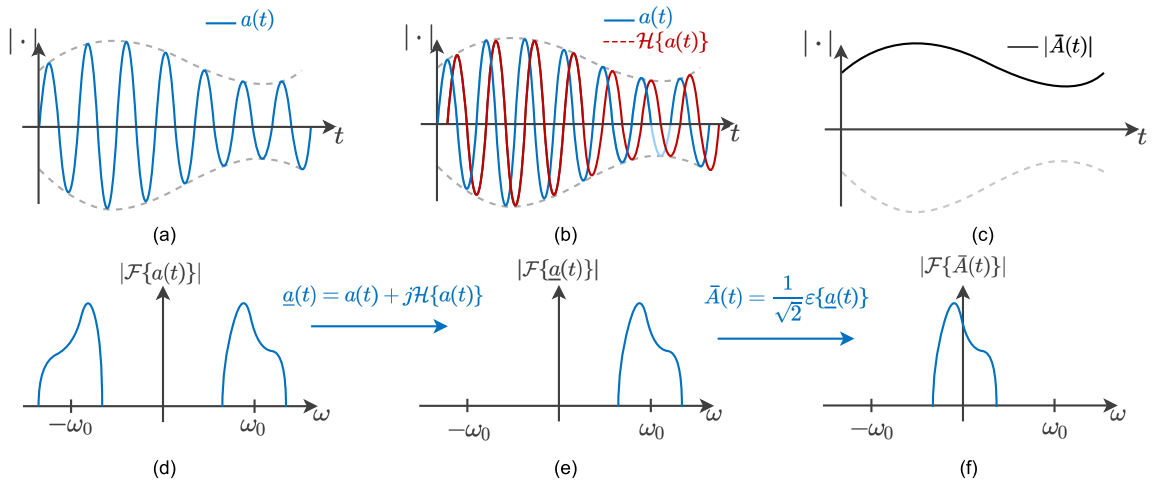
$$a(t) = A_m(t) \cos(\omega_o t + \Phi(t)) \quad (3.20)$$

em que $A_m(t)$ é a amplitude variante no tempo e $\Phi(t)$ é o ângulo variante no tempo, podendo incluir variações de frequência.

De (3.20) pode-se inferir quatro implicações importantes sobre CS e HT, cujas características estão ilustradas na Figura 20,

1. o sinal real, $a(t)$, tem espectro simétrico em relação à origem, portanto, frequências positivas e negativas (Figuras 20 (a) e (d));
2. a parte real de $\underline{a}(t)$ é idêntica ao sinal $a(t)$ (Figura 20 (b));
3. o sinal $\hat{a}(t)$ é a **versão em quadratura** do sinal $a(t)$, isto é, $\hat{a}(t)$ está defasado de 90° no tempo de $a(t)$ (Figura 20 (b)).
4. o sinal analítico correspondente, $\underline{a}(t) = \mathcal{A}\{a(t)\}$, tem espectro não nulo apenas para as frequências positivas (Figura 20 (e));

Figura 20 – Relação entre o sinal real $a(t)$, o sinal analítico $\underline{a}(t)$ e o TVP $\bar{A}(t)$.



Legenda: sinal típico do SEP no tempo (a) e seu espectro (d); sinal analítico no tempo (b) e seu espectro (e); fasor no tempo (c) e seu espectro (f).

Fonte: Adaptado de Plumier (2016).

A partir dessas considerações, o sinal dado em (3.20) pode ser escrito composto por uma componente em fase, $a_\alpha(t) = a(t)$, e uma componente em quadratura $a_\beta(t)$,

$$\mathcal{A}\{a(t)\} = \underline{a}(t) = a_\alpha(t) + ja_\beta(t) \quad (3.21)$$

em que,

$$a_\alpha(t) = A_m(t) \cos(\omega_o t + \Phi(t)) \quad (3.22a)$$

$$a_\beta(t) = A_m(t) \sen(\omega_o t + \Phi(t)) \quad (3.22b)$$

portanto,

$$\underline{a}(t) = A_m(t) [\cos(\omega_o t + \Phi(t)) + j \sen(\omega_o t + \Phi(t))] \quad (3.23a)$$

$$= A_m(t) e^{j(\omega_o t + \Phi(t))} \quad (3.23b)$$

$$= A_m(t) e^{j\theta} \quad (3.23c)$$

A relação direta entre o sinal analítico $\underline{a}(t)$ com o fasor variante no tempo $\bar{A}(t)$ pode ser obtida quando o **operador deslocamento na frequência**, $\varepsilon\{\cdot\} = \{\cdot\}e^{-j\omega_s t}$, é aplicado em (3.21), conforme mostram as Figuras 20 (c) e (f).

$$\bar{A}(t) = \frac{\varepsilon\{\underline{a}(t)\}}{\sqrt{2}} = \frac{A_m(t) e^{j(\omega_o t + \Phi(t))}}{\sqrt{2}} e^{-j\omega_s t} \quad (3.24)$$

em que ω_s é a frequência de deslocamento.

Se a frequência de deslocamento, ω_s , for igual a frequência portadora do sinal, ω_o , então a portadora é eliminada, restando somente o “envelope” do sinal conforme mostrado nas 20s (c) e (f).

O processo completo de extração fasorial pode ser sintetizado a partir do operador biunívoco, $\mathcal{D}\{\cdot\}$, que leva um sinal do domínio do tempo, $a(t)$, (passa banda, centrado na frequência ω_o) para o domínio da frequência nos termos de um TVP. A operação inversa é dada por $\mathcal{D}^{-1}\{\cdot\}$,

$$\mathcal{D}\{a(t)\} = \frac{\sqrt{2}}{2} \varepsilon\{\mathcal{A}\{a(t)\}\} = \bar{A}(t) \quad (3.25a)$$

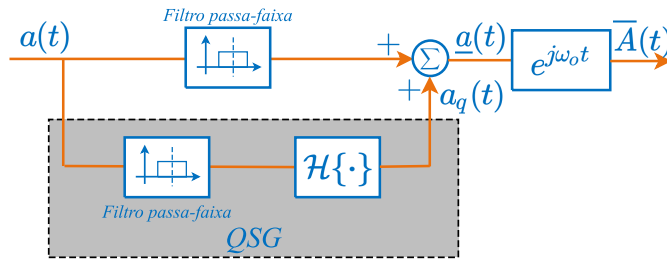
$$\mathcal{D}^{-1}\{\bar{A}(t)\} = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{\bar{A}(t)e^{j\omega_o t}\} = a(t) \quad (3.25b)$$

Adicionalmente, pode-se definir o conceito de frequência instantânea como a taxa de variação do ângulo de $\underline{a}(t)$,

$$\omega_i = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega_o t + \Phi(t)) = \omega_o + \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.26)$$

A Figura 21 ilustra o diagrama de blocos de como a ideia do AS pode ser usada para estimar o TVP no contexto da cossimulação. Inicialmente, é preciso filtrar o sinal real, $a(t)$, com uma banda menor que a portadora ω_o para garantir que a operação seja biunívoca entre os domínios. Posteriormente, o sinal filtrado, $\underline{a}(t)$, é utilizado para a criação do CS correspondente, $\underline{a}(t)$. Neste processo, o bloco gerador de sinais em quadratura (do inglês, *quadrature signal generator*) (QSG) gera $a_q(t)$ a partir do sinal em fase $a_d(t)$. Finalmente, o operador de deslocamento é aplicado para obter o fasor $\bar{A}(t)$ do sinal $\underline{a}(t)$.

Figura 21 – Diagrama de blocos para cálculo do TVP usando o conceito de sinal analítico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

O sinal em quadratura deve ser gerado ao longo do processo de simulação. Contudo o cálculo da HT de um sinal é não causal, ou seja, ele depende da convolução no tempo de $a(t)$ por $h(t)$ e não pode ser realizado em tempo real. No entanto, em uma implementação prática, a HT pode ser aproximada por filtros do tipo resposta ao impulso infinito (do inglês, *infinite impulse response*) (IIR) ou do tipo resposta de impulso finito (do inglês *finite impulse response*) (FIR) (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Uma aplicação que utiliza um QSG e que possui restrições semelhantes de velocidade e precisão, como na cossimulação, são os PLLs monofásicos. Eles são muito usados para sincronizar tensões e correntes na conexão de conversores eletrônicos na rede elétrica. A proposta inicial, para evitar o alto custo computacional da HT, é utilizar circuitos PLL.

3.4 GERAÇÃO DE SINAIS EM QUADRATURA

A geração do sinal em quadratura, $a_q(t)$, com o bloco QSG da Figura 21 pode introduzir erros de amplitude e de fase no processo. Quando o operador deslocamento de tempo, $\varepsilon\{\cdot\}$, é aplicado ao sinal $\underline{a}(t)$, estes erros inserem componentes de segundo harmônico e erros de amplitude e fase no fasor $\overline{A}(t)$, como será explicado nas próximas seções.

3.4.1 Erro de amplitude

Considere que o diagrama da Figura 21 gerou os seguintes sinais com amplitudes diferentes,

$$a_{d,1}(t) = A_{d,1} \cos(\omega t + \phi) = \frac{A_{d,1}}{2} [e^{j(\omega t + \phi)} + e^{-j(\omega t + \phi)}] \quad (3.27a)$$

$$a_{q,1}(t) = A_{q,1} \sin(\omega t + \phi) = \frac{A_{q,1}}{2j} [e^{j(\omega t + \phi)} - e^{-j(\omega t + \phi)}] \quad (3.27b)$$

O TVP recuperado a partir de (3.27) é dado por,

$$\overline{A}_1(t) = \frac{\varepsilon\{a_1(t)\}}{\sqrt{2}} \quad (3.28a)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} \left[\left(\frac{A_{d,1} + A_{q,1}}{2} \right) e^{j[(\omega - \omega_c) + \phi]} + \left(\frac{A_{d,1} - A_{q,1}}{2} \right) e^{-j[(\omega + \omega_c) + \phi]} \right] \quad (3.28b)$$

De acordo com (3.28), se $A_{d,1}$ e $A_{q,1}$ forem idênticos, o fasor $\overline{A}_1(t)$ terá apenas uma componente girando na frequência $(\omega - \omega_c)$ e amplitude $\|\overline{A}_1(t)\| = A_{d,1}(t)/\sqrt{2}$. Por outro lado, se $A_{d,1} \neq A_{q,1}$, existirá uma componente girando no sentido oposto com uma frequência próxima do segundo harmônico $(\omega + \omega_c) \approx 2\omega_c$, conforme ilustrado na Figura 22. Esse efeito é também observado na DFT de janela deslizante (PHADKE; THORP, 2017).

3.4.2 Erro de fase

Analogamente, considerando que o diagrama da Figura 21 gerou os seguintes sinais com mesma amplitude e fases diferentes, pode-se escrever:

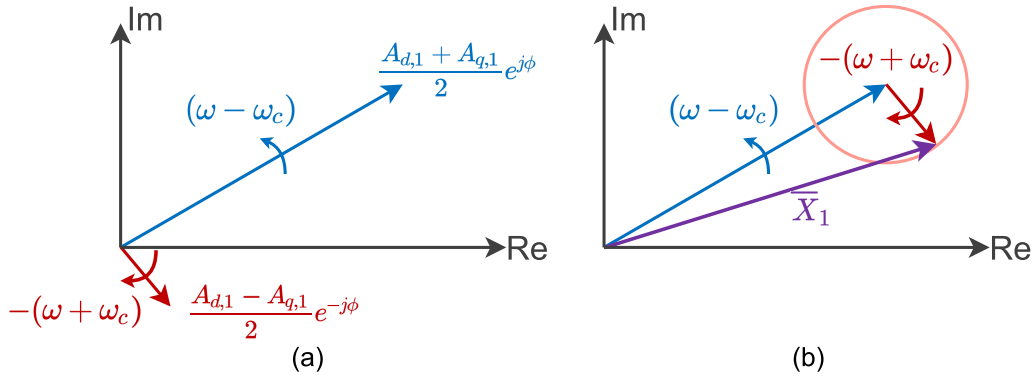
$$a_{d,2}(t) = A_2 \cos(\omega t + \phi_{d,2}) = \frac{A_2}{2} [e^{j(\omega t + \phi_{d,2})} + e^{-j(\omega t + \phi_{d,2})}] \quad (3.29a)$$

$$a_{q,2}(t) = A_2 \sin(\omega t + \phi_{q,2}) = \frac{A_2}{2j} [e^{j(\omega t + \phi_{q,2})} - e^{-j(\omega t + \phi_{q,2})}] \quad (3.29b)$$

O sinal $\underline{a}_2(t)$ formado é,

$$\underline{a}_2(t) = A_2 e^{j\omega t} \underbrace{\frac{(e^{j\phi_{d,2}} + e^{j\phi_{q,2}})}{2}}_{e_{pos}} + A_2 e^{-j\omega t} \underbrace{\frac{(e^{j\phi_{d,2}} - e^{-j\phi_{q,2}})}{2}}_{e_{neg}} \quad (3.30)$$

Figura 22 – Ilustração com as estimativas fasoriais com erro de amplitude.



Legenda: (a) componentes girantes e (b) soma fasorial.

Fonte: Adaptado de Phadke e Thorp (2017).

em que os fatores e_{pos} e e_{neg} podem ser entendidos como alterações da amplitude e do ângulo como,

$$e_{pos} = \frac{(e^{j\phi_{d,2}} + e^{j\phi_{q,2}})}{2} = \|e_{pos}\| e^{j\angle e_{pos}} \quad (3.31a)$$

$$e_{neg} = \frac{(e^{j\phi_{d,2}} - e^{-j\phi_{q,2}})}{2} = \|e_{neg}\| e^{j\angle e_{neg}} \quad (3.31b)$$

O TVP recuperado a partir (3.30) é dado por,

$$\bar{A}_2(t) = \frac{\varepsilon\{a_2(t)\}}{\sqrt{2}} \quad (3.32a)$$

$$= \frac{A_2}{\sqrt{2}} [\|e_{pos}\| e^{j[(\omega - \omega_c) + \angle e_{pos}]} + \|e_{neg}\| e^{-j[(\omega + \omega_c) + \angle e_{neg}]}] \quad (3.32b)$$

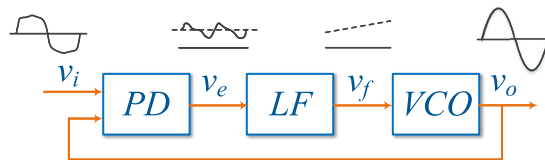
De (3.31) e (3.32), se os ângulos $\phi_{d,2}$ e $\phi_{q,2}$ forem idênticos, o fasor $\bar{A}(t)$ terá apenas uma componente girando na frequência $(\omega - \omega_c)$ e amplitude $\|\bar{A}_2(t)\| = A_2(t)/\sqrt{2}$. Por outro lado, se $\phi_{d,2} \neq \phi_{q,2}$, aparece uma componente que gira na direção oposta com frequência $(\omega + \omega_c) \approx 2\omega_c$ ponderada por $\|e_{neg}\| e^{j\angle e_{neg}}$. Analogamente, a componente que gira na frequência $(\omega - \omega_c)$ também é ponderada por $\|e_{pos}\| e^{j\angle e_{pos}}$. Este efeito é comparável com o que ocorre na Figura 22.

Neste contexto, o método escolhido para sintetizar o bloco QSG deve minimizar erros de amplitude e fase no sinal em quadratura $a_q(t)$ gerado para evitar a geração de componentes de segundo harmônico no fasor extraído.

3.5 CIRCUITOS DE SINCRONIZAÇÃO (PLLs)

Os PLLs são circuitos comumente usados para a sincronização de sinais. Além da simplicidade de implementação, uma malha fechada garante um erro de fase constante (idealmente zero) em sua saída. A Figura 23 mostra a topologia básica de um PLL. Geralmente, eles são divididos em três blocos: (i) o detector de fase (do inglês, *phase detector*) (PD), o filtro de laço (do inglês, *loop filter*) (LF) e o oscilador controlado por tensão (do inglês *voltage-controlled oscillator*) (VCO). O bloco PD gera um sinal de erro entre as fases real e estimada. O bloco LF é o principal responsável por suprimir distúrbios dentro do laço de controle. A resposta dinâmica, as características de rastreamento e as propriedades de estabilidade do PLL são também ditadas principalmente pelo LF. Na maioria das aplicações, o LF é um proporcional integral (PI). O bloco VCO é responsável por gerar o sinal sincronizado com a entrada PLL.

Figura 23 – Esquema básico de um PLL monofásico.



Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

De acordo com Golestan, Guerrero e Vasquez (2017), os PLL monofásicos podem ser classificados em duas categorias principais: PLLs baseados em energia e PLLs baseados em geração de sinal em quadratura (QSG-PLLs). A principal diferença entre as duas abordagens fica no bloco PD.

No primeiro grupo, o bloco PD, é do tipo produto. Neste caso, o sinal de referência é multiplicado pelo sinal estimado, gerando um sinal com a diferença e outro com a soma das duas frequências de entrada. Apesar da simplicidade, componentes *quasi* segundo harmônico aparecem. A principal diferença entre as abordagens está na estratégia de filtragem que eles usam para rejeitar o termo de perturbação.

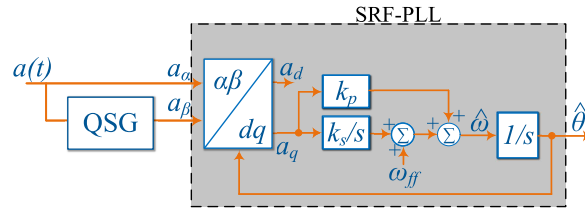
Já o QSG, além de ser mais eficiente, é a opção preferida para a síntese dos PLLs monofásicos. Esta unidade pode ser implementada usando diferentes tipos filtros ou algoritmos. A Figura 24 mostra a estrutura geral dos QSG-PLL. Geralmente é usado um bloco de transformação do sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o referencial síncrono, dq , cuja matriz de transformação é a transformação de Park síncrona,

$$\begin{bmatrix} a_d(t) \\ a_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \text{sen } \hat{\theta} \\ -\text{sen } \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_\alpha(t) \\ a_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

em que $\hat{\theta}(t) = \hat{\omega}t + \hat{\phi}$ é o ângulo de fase rastreado pelo PLL, sendo $\hat{\omega}$ a frequência angular e $\hat{\phi}$ um ângulo de fase genérico do sinal rastreado.

Geralmente, um controlador PI sincroniza a velocidade $\hat{\omega}$ e o ângulo $\hat{\theta}$ ao sinal de entrada, formando o sistema de referência síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame*) (SRF)-PLL.

Figura 24 – Diagrama de blocos do QSG-PLL genérico.



Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

Golestan, Guerrero e Vasquez (2017) apresentaram uma ampla revisão dos PLL monofásicos disponíveis na literatura. Dentre os PLLs que usam o o princípio QSG, os autores sugeriram que as melhores escolhas estão entre:

- o atraso de tempo adaptativo (do inglês, *Adaptive time-delay*) (ATD)-PLL,
- o transformada inversa de Park (do inglês, *Inverse Park Transformation*) (IPT)-PLL,
- o integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI)-PLL.

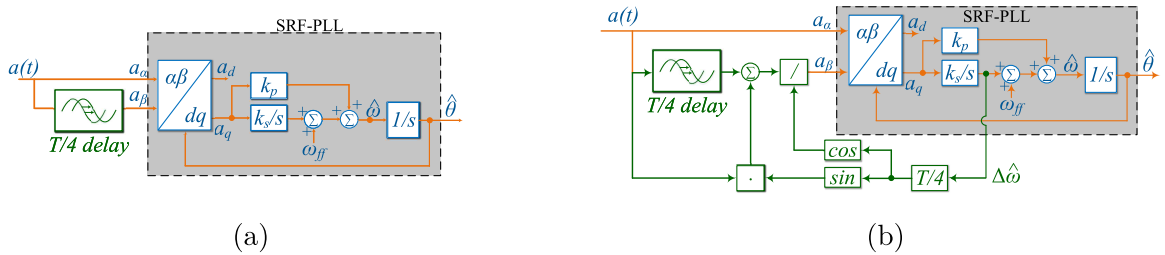
Estas sugestões fornecem um compromisso satisfatório entre: resposta dinâmica, capacidade de filtragem e complexidade computacional. Esses PLLs também podem ser efetivamente personalizados para condições de rede adversas. Isto é particularmente verdadeiro para o SOGI-PLL. Apesar do autor não indicar que a HT não é uma boa escolha para um bloco QSG, será também apresentada uma revisão do método por completeude.

3.5.1 PLLs com atraso de transporte

Uma das alternativas para gerar um sinal de quadratura é conseguida utilizando um atraso de tempo (do inglês, *time-delay*) (TD). Na forma padrão deste método, o sinal de quadratura é construído atrasando o sinal original por $T/4$, em que T , é o período fundamental do sinal. A estrutura padrão do TD-PLL é mostrada na Figura 25 (a).

A principal desvantagem do TD-PLL é que o sinal em quadratura $a_q(t)$, deixa de ser ortogonal ao sinal de entrada $a_d(t)$ quando sua frequência é diferente da frequência

Figura 25 – Diagrama de blocos dos QSG-PLL com atraso de $T/4$.



Legenda: (a) TD-PLL padrão e (b) ATD-PLL.

Fonte: Adaptado de Phadke e Thorp (2017).

nominal. Esta não-ortogonalidade provoca erros de amplitude/fase, conforme mostrado anteriormente. Para contornar esse problema pode-se usar o ATD-PLL.

Golestan et al. (2016) mostraram que uma versão ortogonal do sinal $a_d(t)$, quando ocorrem desvios de frequência, pode ser gerada como se segue:

$$a_q(t) = \frac{a_d(t - T/4) + a_d(t) \operatorname{sen}(\Delta\omega_g T/4)}{\cos(\Delta\omega_g T/4)} \quad (3.34)$$

em que $\Delta\omega_g = (\hat{\omega} - \omega_n)$ é uma estimativa do desvio de frequência em torno do valor nominal ω_n .

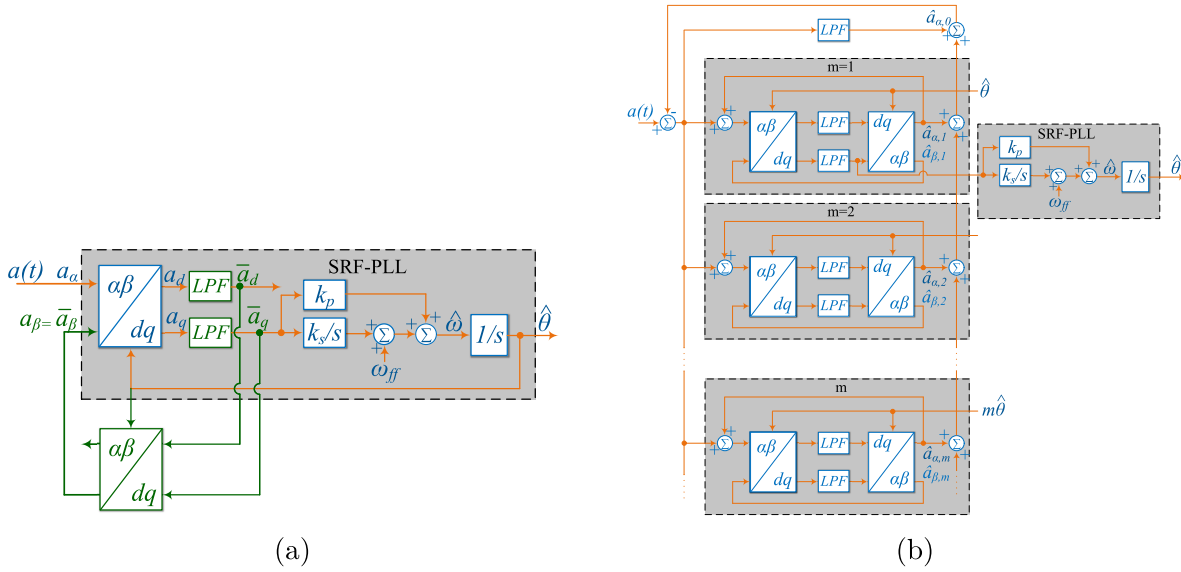
Sendo assim, é sugerido um TD-PLL adaptativo como mostra a Figura 25 (b). A vantagem da abordagem é a simplicidade e eficácia, dado que ela pode gerar $a_q(t)$ com precisão, mesmo que o atraso $T/4$ seja fixo.

3.5.2 PLLs com transformação inversa de Park

O IPT-PLL é mostrado na Figura 26. Neste caso, o sinal $a_q(t)$ é gerado aplicando a IPT aos componentes dq filtrados. Embora qualquer tipo ou ordem do filtro passa baixa (do inglês, *Low-Pass filter*) (LPF) possa ser usado, na maioria das vezes são empregados os LPFs de primeira ordem (por uma questão de simplicidade e minimizando o atraso de fase em malha). O atraso de fase causado pelo LPF do eixo q pode ser evitado considerando o sinal a_β antes do filtro como a entrada do controlador PI. No entanto, esta medida reduz a capacidade do filtro e a imunidade ao ruído. As diretrizes de projeto de controle e análise detalhada do IPT-PLL podem ser encontradas em Golestan et al. (2012).

A topologia do IPT-PLL pode ser modificada para incorporar vantagens extras na rejeição de componentes CC e harmônicos como ilustrado na Figura 26 (HADJIDEMETRIOU et al., 2016). No entanto, a seleção do número de módulos de filtragem envolve uma troca entre a precisão da detecção e o esforço computacional.

Figura 26 – Diagrama de blocos dos PLL baseados na Transformação de Park.



Legenda: (a) IPT-PLL e (b) IPT-PLL modificado.

Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

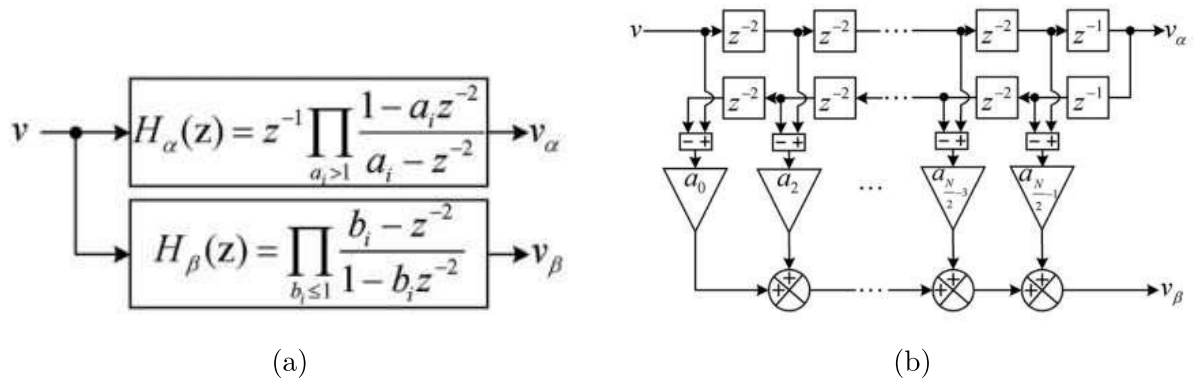
3.5.3 PLLs com Transformada de Hilbert

A HT envolve uma convolução (3.12b), que é um filtro não-causal e, portanto, não pode ser implementada na prática diretamente. Para a implementação prática, a transformada de Hilbert é aproximada usando filtros IIR e FIR.

Hao, Zanji e Jianye (2007) sugerem o projeto de um filtro IIR-HT para a gerar o sinal ortogonal. A síntese em tempo discreto do filtro IIR-HT é ilustrada na Figura 27 (a). As funções de transferência $H_\alpha(z)$ e $H_\beta(z)$ são filtro passa-tudo (do inglês, *All Pass Filter*) (APF)s. A característica anterior implica que os sinais de saída (a_α e a_β) tenham a mesma amplitude que o sinal de entrada. Essas funções de transferência também satisfazem à propriedade de mudança de fase da HT em uma ampla faixa de frequência. Em outras palavras, a_α e a_β são ortogonais entre si, mesmo sob grandes desvios de frequência. No entanto, o sinal a_α pode não estar exatamente em fase com o sinal de entrada $a(t)$, pelo menos quando ocorrem desvios de frequência. Isso significa que o uso do filtro IIR-HT não causa o erro de segundo harmônico, embora o erro de fase na saída do PLL, deve ser corrigido pela adição de um compensador. Além disso, o compensador de erro de fase pode ter alto custo computacional, quando é utilizado um filtro IIR-HT de ordem elevada.

Em Silva et al. (2004) é proposto um filtro FIR-HT para gerar o sinal ortogonal. Ambos os filtros FIR tipo 3 e tipo 4 podem ser utilizados para implementar a HT. O tipo 3 é mais empregado, pois requer metade do número de multiplicações do que a versão do tipo 4. A implementação FIR tipo 3 da HT pode ser observada na Figura 27 (b), em que N (N é um inteiro par) é a ordem de filtro e a_n ($0 \leq n \leq N$) são os coeficientes de filtro

Figura 27 – Geração do sinal em quadratura baseado na HT.



Legenda: (a) usando um filtro IIR e (b) usando um filtro FIR.

Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

que são calculados como,

$$a_n = \begin{cases} \frac{1 - \cos(\pi(n-N/2))}{\pi(n-N/2)} & \forall n \text{ par} \\ 0 & \forall n \text{ ímpar} \end{cases} \quad (3.35)$$

em que $a_n = -a_{N-n}$.

O filtro FIR-HT sofre de duas deficiências principais. Primeiro, há um atraso de tempo igual a $NT_s/2$ entre $a(t)$ e $a_\alpha(t)$. Quando o erro é pequeno, pode-se corrigir na saída do PLL usando um compensador de erro de fase. No entanto, quando é grande, o uso do compensador de erro de fase pode degradar significativamente o comportamento transitório global. Segundo, a componente fundamental do sinal $a_\beta(t)$ tem uma amplitude diferente daquela do sinal $a(t)$, necessitando algum tipo de correção de amplitude. Esses problemas tornam o FIR-HT uma técnica complicada e exigente em termos computacionais para a geração do sinal em quadratura.

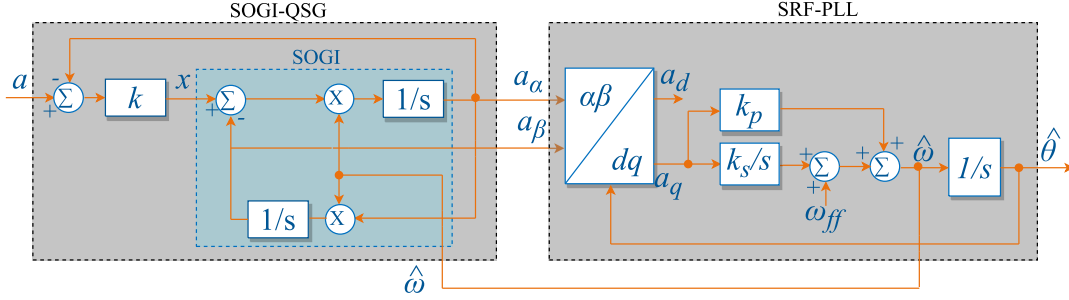
3.6 INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM

Os integradores generalizados de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrators*) (SOGIs) têm sido utilizados com sucesso no controle de conversores estáticos conectados às redes elétricas. Em condições monofásicas, estes circuitos podem ser agrupados em três classes: integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI)-PLL, integrador generalizado de segunda ordem de frequência fixa (do inglês, *Fixed Frequency Second Order Generalized Integrator*) (FFSOGI)-PLL, e o integrador generalizado de segunda ordem melhorado (do inglês, *Enhanced Frequency Second Order Generalized Integrator*) (ESOGI)-QSG.

A Figura 28 mostra o diagrama esquemático do SOGI-PLL. Além de criar um sinal em quadratura f_β , ele também atenua os componentes harmônicos no sinal em fase

$f_\alpha(t)$. Observe que $f(t)$ é a entrada com frequência ω , enquanto que os sinais $\hat{\omega}$ e $\hat{\theta}$ são a frequência e o ângulo estimados, respectivamente, sendo ω_{ff} a frequência nominal (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Figura 28 – Diagrama de blocos do SOGI-PLL.



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011).

A estrutura SOGI é composta por dois integradores e um ganho de frequência ressonante sintonizável. Ele filtra o sinal a_α e gera uma cópia em quadratura, cujas funções de transferência são dadas por,

$$D(s) = \frac{A_\alpha(s)}{A(s)} = \frac{k\hat{\omega} s}{s^2 + k\hat{\omega} s + \hat{\omega}^2}, \quad (3.36a)$$

$$Q(s) = \frac{A_\beta(s)}{A(s)} = \frac{k\hat{\omega}^2}{s^2 + k\hat{\omega} s + \hat{\omega}^2}, \quad (3.36b)$$

em que k é o fator de amortecimento, que em muitas aplicações é mantido constante.

A Figura 29 mostra as respostas em frequência das funções de transferência (3.36a) e (3.36b), para três valores diferentes de k , quando $\hat{\omega} = (2\pi 60)$ rad/s. Observe que $D(s)$ exibe um comportamento de filtro passa-banda, com frequência central $\hat{\omega}$ e que a largura de banda do filtro é independente de ω , porém muito dependente do fator k . Por outro lado, $Q(s)$ exibe uma característica de filtragem passa-baixas, com frequência de corte $\hat{\omega}$. Da observação dessas figuras, conclui-se que $a_\beta(t)$ irá corresponder em amplitude, mas com uma diferença de 90° com a componente fundamental do sinal de entrada.

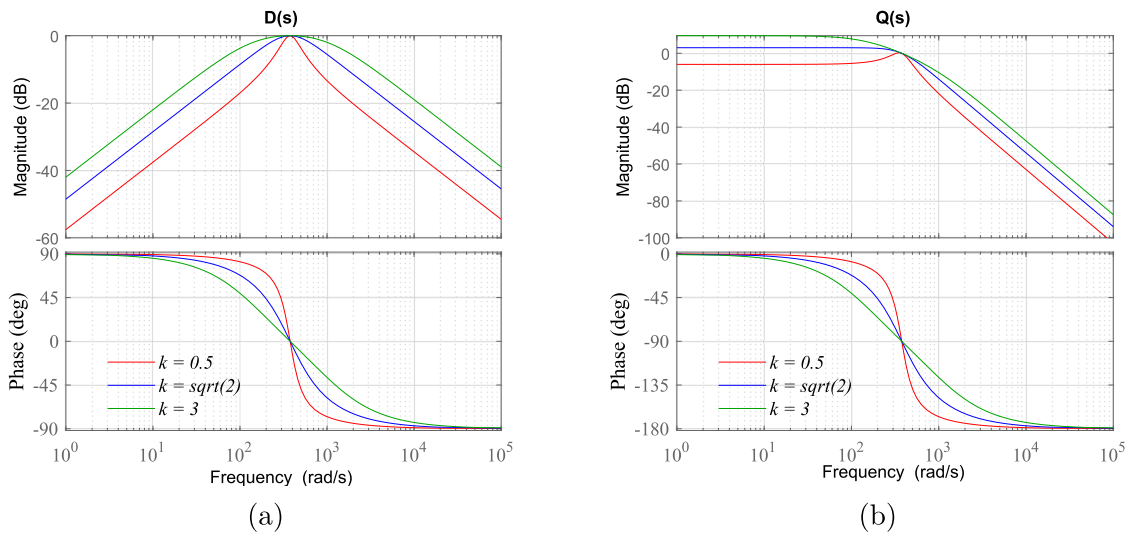
Uma vez escolhido k e $\hat{\omega}$, considere que o sinal de entrada tem a forma $a(t) = A_m \cos(\omega t + \phi)$ em que ω e ϕ são frequência e fase, respectivamente. Sob condição de fase fechada (*i.e* $\omega \approx \hat{\omega}$), o comportamento transitório das saídas $a_\alpha(t)$ e $a_\beta(t)$ pode ser aproximado por Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011):

$$a_\alpha(t) = - \frac{A_m}{\sqrt{1 - (k/2)^2}} \text{sen} \left(\hat{\omega} \sqrt{1 - (k/2)^2} t \right) e^{-\frac{k\hat{\omega}}{2} t} + A_m \text{sen} (\omega t) \quad (3.37a)$$

$$a_\beta(t) = - \frac{A_m}{\sqrt{1 - (k/2)^2}} \cos \left(\hat{\omega} \sqrt{1 - (k/2)^2} t - \varphi \right) e^{-\frac{k\hat{\omega}}{2} t} - A_m \cos (\omega t) \quad (3.37b)$$

em que, $\varphi = \tan^{-1} \left((k/2) / \sqrt{1 - (k/2)^2} \right)$.

Figura 29 – Resposta de frequência das funções de transferência do SOGI.



Legenda: (a) $D(s)$ e (b) $Q(s)$.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Aplicando a matriz de transformação de Park em (3.37a) e (3.37b) tem-se:

$$a_d(t) = A_m \cos(\theta - \hat{\theta}) - A_m \left[\sin(\omega_d t) \sin(\hat{\theta}) - \cos(\omega_d t) \cos(\hat{\theta} - \varphi) \right] \left(\frac{e^{-\frac{k\omega t}{2}}}{\omega_d / \hat{\omega}} \right) \quad (3.38a)$$

$$a_q(t) = A_m \sin(\theta - \hat{\theta}) - A_m \left[\sin(\omega_d t) \cos(\hat{\theta}) + \cos(\omega_d t) \sin(\hat{\theta} - \varphi) \right] \left(\frac{e^{-\frac{k\omega t}{2}}}{\omega_d / \hat{\omega}} \right) \quad (3.38b)$$

em que $\omega_d = \hat{\omega} \sqrt{1 - (k/2)^2}$ e os segundos termos do lado direito de (3.38a) e (3.38b) decaem para zero com uma constante de tempo $\tau_p = 2/(k\omega)$.

3.6.1 Modelo linearizado

Para derivar o modelo linearizado, as seguintes hipóteses foram adotadas (GOLESTAN et al., 2012):

- i*) a frequência estimada é quase igual à real, *i.e.* $\omega \approx \hat{\omega}$;
- ii*) existe uma pequena diferença entre os ângulos de fase reais e estimados, *i.e.* $\sin(\theta - \hat{\theta}) \approx (\theta - \hat{\theta})$ e $\cos(\theta - \hat{\theta}) \approx 1$;
- iii*) a tensão de entrada contém harmônicos conforme,

$$a_i = A_m \cos(\omega t + \phi) + \sum_{h=3,5,7,\dots} A_{m,h} \cos(h\omega t + \phi_h) \quad (3.39)$$

em que $A_{m,h}$ e ϕ_h são as amplitudes e ângulos de fase do k -ésimo componente, respectivamente.

Inicialmente, considerando um sinal de entrada senoidal e sem harmônicos tem-se que o sinal de saída do PD, isto é, a_q , pode ser escrito como (3.38b). Note que os termos oscilantes de (3.38b) decaem exponencialmente para zero com uma constante de tempo de $\tau_p = 2/(k\omega)$ e, em regime permanente, a_q tenderá para $A_m(\phi - \hat{\phi})$. Assim, para uma mudança de fase em degrau, o sinal de saída do PD pode ser aproximado no domínio de Laplace como,

$$A_q(s) \approx \frac{A_m}{s \tau_p + 1} \theta_e(s) \quad (3.40)$$

em que $\theta_e(s) = (\theta - \hat{\theta})$.

Determinada a resposta aproximada do PD para um sinal senoidal, pode-se agora investigar a presença de componentes harmônicos no sinal. Por simplicidade vai-se considerar a influência em regime permanente dos harmônicos sobre as variáveis estimadas pelo PLL.

Na condição de estado estacionário, uma componente harmônica do sinal de entrada (de ordem h) produz duas componentes oscilatórias (de ordens $h \pm 1$) na saída do PD. Isso pode ser expresso matematicamente como mostrado a seguir (GOLESTAN et al., 2012):

$$\begin{aligned} A_h(t) = & \frac{(h+1)}{2} A_{m,h} |G_\beta(jh\omega)| \cos \left[(h-1)\omega t + \phi_h - \hat{\phi} + \angle G_\beta(jh\omega) \right] - \\ & - \frac{(h-1)}{2} A_{m,h} |G_\beta(jh\omega)| \cos \left[(h+1)\omega t + \phi_h + \hat{\phi} + \angle G_\beta(jh\omega) \right] \end{aligned} \quad (3.41)$$

em que em que $G_\beta(jh\omega)$ e $\angle G_\beta(jh\omega)$ denotam a magnitude e o ângulo de fase da função de transferência G_β , respectivamente, para $s = jh\omega$.

Para incluir o efeito dos harmônicos da tensão de entrada no sinal de saída do PD deve-se reescrever (3.40) como se segue,

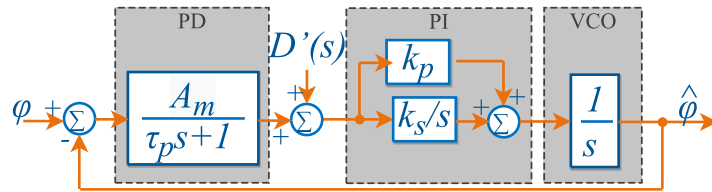
$$A_q(s) \approx \frac{A_m}{s \tau_p + 1} \theta_e(s) + D''(s) \quad (3.42)$$

em que $D''(s)$ é a transformada de Laplace de (3.41) para cada componente harmônica de ordem h , ou seja, $D''(s) = \mathcal{L} \left\{ \sum_{h=3,5,7,\dots} F_h(t) \right\}$.

Pode-se então construir o modelo linearizado do SOGI-PLL mostrado na Figura 30. Observe que $D'(s)$ foi modelado como uma perturbação no diagrama de blocos do PLL. Nessa figura, a amplitude da tensão de entrada A_m foi considerada unitária e a perturbação $D''(s)$ foi normalizada em relação à tensão base F_b resultando no sinal $D'(s)$. Golestan, Guerrero e Vasquez (2017) mostraram que o modelo linearizado do SOGI-PLL apresenta uma boa precisão quando o ganho k é escolhido entre $[0, 2]$.

Mais detalhes sobre o projeto dos parâmetros do SOGI-PLL podem ser encontrados em Golestan et al. (2012).

Figura 30 – Modelo linearizado para SOGI-PLL.

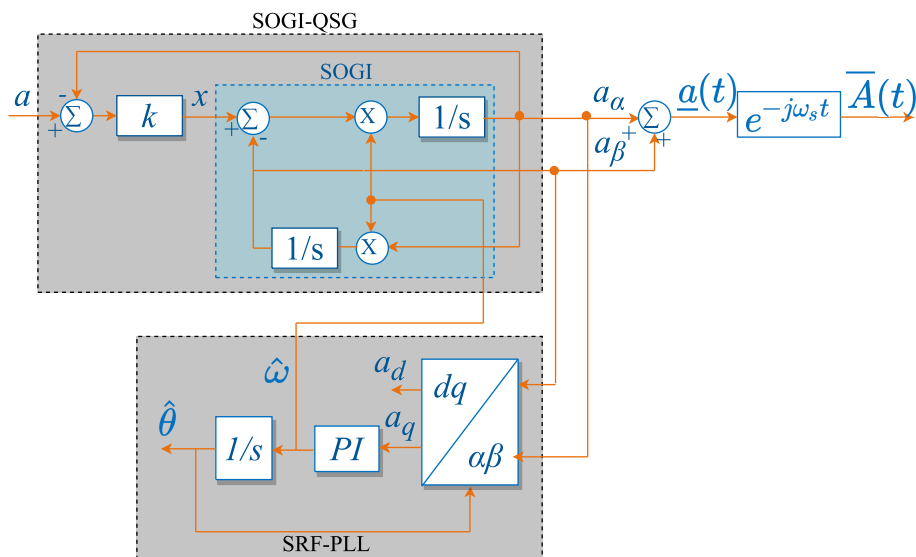


Fonte: Adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

3.7 O SOGI-TVP

Pelo exposto na seção anterior, escolheu-se usar o SOGI como gerador de sinais em quadratura (do inglês, *quadrature signal generator*) (QSG), inserindo duas operações adicionais na estrutura para obter o fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP). A Figura 31 mostra o diagrama esquemático do SOGI-TVP proposto neste trabalho, com os blocos adicionais responsáveis por: (i) formação do sinal analítico (3.21) e (ii) deslocamento na frequência $\varepsilon\{\cdot\} = \{\cdot\}e^{-j\omega_s t}$.

Figura 31 – Diagrama de blocos do SOGI-TVP para uma fase.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

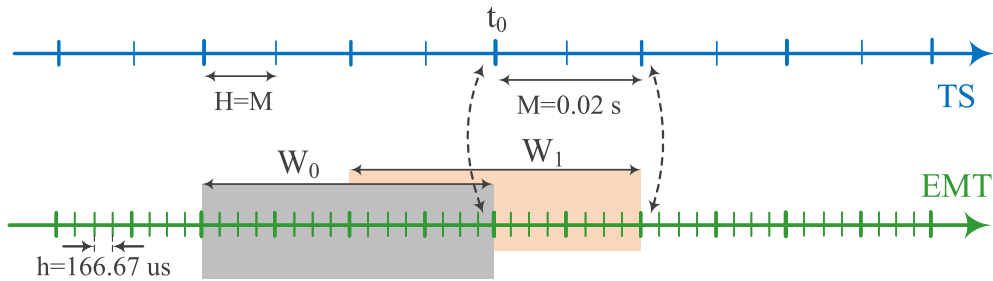
A escolha do SOGI-TVP trifásico ou por fase dependerá da implementação do TS. Caso o TS seja de sequência positiva, deve-se usar a estrutura da Figura 31 para cada fase e posteriormente aplicar a transformação de sequência dada em (2.8). Caso o TS seja trifásico, as informações de cada fase deverão enviadas separadamente.

3.8 DESEMPENHO DOS MÉTODOS DE EXTRAÇÃO FASORIAL

Theodoro et al. (2021) apresentaram um estudo, comparando o desempenho do SOGI-TVP com outros dois métodos comumente utilizados na literatura para a extração fasorial: o LSCF e a DFT sem correções.

Conforme mostra a Figura 32, o fasor será calculado a cada $M = 20$ ms para capturar eventos em torno de $[-5, 5]$ Hz. Será considerado uma janela de tempo $W = T_o$, em que T_o é o período da frequência fundamental de 60 Hz. O tempo total avaliado é de 0,1 s, ou seja, em um macropasso $M = 0,02$ s, a forma de onda será avaliada 5 vezes.

Figura 32 – Período de extração fasorial adotado.

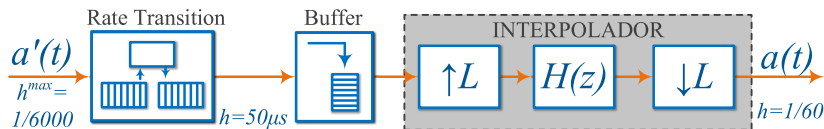


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

O método de integração usado para o SOGI foi o `ode15s`¹, com micropasso máximo de $h^{max} = 1/6000$ e uma tolerância de $tol = 10^{-6}$.

Tanto o LSCF quanto a DFT usaram o esquema de adequação do sinal mostrado na Figura 33. O algoritmo usado precisa de: (i) um *Rate Transition Block* para amostragem assíncrona; (ii) um *buffer* para armazenar o sinal e; (iii) um interpolador.

Figura 33 – Diagrama de blocos do algoritmo de adequação do sinal para o LSCF e DFT.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Adicionalmente o LSCF e a DFT foram implementadas usando *S-functions*. Para o LSCF, foi usada a função *fit* do Matlab que retorna os parâmetros otimizados entregues

¹ O `ode15s` é um método de integração implícito para solução numérica de equações diferenciais ordinárias de ordem variável baseado nas fórmulas de diferenciação numérica (NDFs). Os NDFs estão relacionados, mas são mais eficientes que as fórmulas de diferenciação reversa (BDFs), que também são conhecidas como método de Gear. Ele usa equações de primeira à quinta ordem, gerando numericamente as matrizes Jacobianas.

pela função *fittype*. Já para a DFT foi usada a definição dada por Ribeiro et al. (2013).

3.8.1 Curvas de ajuste

Foram usadas curvas de ajuste semelhantes às apresentadas em Plumier (2016) para o LSCF. A principal diferença foi o valor inicial usado para iniciar o processo de otimização. Nos resultados aqui apresentados, a estimativa inicial é fixa. A ideia geral é determinar os parâmetros Γ de $c_i(t, \Gamma)$, em que c_i é a curva e t é o tempo conforme mostrado em (2.7). A seguir é feita uma breve descrição das curvas escolhidas:

Amplitude e fase médias, \mathcal{C}_1 : é a curva mais comum no acoplamento EMT-TS (ANDERSON et al., 1995; MEER et al., 2015), dada por,

$$\mathcal{C}_1(t, \check{A}, \check{\phi}) = \check{A} \cos(\omega_0 t + \check{\phi}) \quad (3.43)$$

em que t é o tempo na janela W do intervalo $[t + M - W, t + M]$, \check{A} e $\check{\phi}$ são os valores médios da amplitude e do ângulo de fase no intervalo.

Essa curva apresenta valores satisfatórios quando o macropasso M é pequeno ou quando o sinal na interface possui pouca variação com a frequência. Porém, quando M cresce, a característica de apresentar um valor médio no período T_o já não atende às restrições de precisão da interface.

O valor do fasor baseado na curva \mathcal{C}_1 é calculado a partir dos dados médios como,

$$\bar{A}_{c,1}(t + M) = \frac{\check{A}}{\sqrt{2}} e^{j\check{\phi}} \quad (3.44)$$

em que $t + M$ é o valor de tempo no final da janela atual.

Amplitude e frequência lineares, \mathcal{C}_2 : a curva adotada neste trabalho é semelhante à curva adotada por Plumier (2016). No entanto, a variação linear de ângulo é incorporada como frequência, conforme,

$$\mathcal{C}_2(t, A_1, \check{\phi}, f_1) = \left[\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} t \right] \cos(2\pi(f_o + f_1)t + \check{\phi}) \quad (3.45)$$

em que A_1 é a inclinação da variação linear da amplitude, f_1 é a inclinação da variação de frequência e W é o tamanho da janela amostrada. O valor de \check{A}_0 pode ser recuperado da otimização realizada na janela de tempo anterior ou pode ser incluído como variáveis da nova otimização.

A curva de ajuste \mathcal{C}_2 tende a ser mais precisa que a curva \mathcal{C}_1 pois consegue captar melhor a variação de amplitude e frequência. Neste trabalho, o valor do fasor baseado na curva \mathcal{C}_2 é dado por,

$$\bar{A}_{c,2}(t + M) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} (t + M) \right) e^{j(2\pi(f_o + f_1)(t + M) + \check{\phi})} \quad (3.46)$$

Componente DC linear, \mathcal{C}_3 : a curva com variação linear CC é semelhante à curva \mathcal{C}_2 , porém, existe a inclusão da componente CC, conforme,

$$\mathcal{C}_3(t, A_1, \check{\phi}, f_1, A_{dc,1}) = A_{dc}(t) + A(t) \cos(2\pi(f_o + f_1)t + \check{\phi}) \quad (3.47a)$$

$$A_{dc}(t) = \left[\check{A}_{dc,0} + \frac{A_{dc,1} - \check{A}_{dc,0}}{W} t \right] \quad (3.47b)$$

$$A(t) = \left[\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} t \right] \quad (3.47c)$$

em que $\check{A}_{dc,0}$ e $A_{dc,1}$ são os valores médio e linear da componente CC. Adicionalmente, os valores de $(\check{A}_0, \check{A}_{dc,0})$ podem ser recuperados como valores iniciais da janela de otimização anterior.

A curva de ajuste \mathcal{C}_3 consegue rastrear melhor o fasor caso um distúrbio CC apareça. O valor do fasor baseado na curva \mathcal{C}_3 é dado por,

$$\bar{A}_{c,3}(t + M) = A(t + M) e^{j(2\pi(f_o + f_1)(t+M) + \check{\phi})} \quad (3.48a)$$

$$A(t + M) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} (t + M) \right] \quad (3.48b)$$

repare que a componente CC não é levada em conta no cálculo de $\bar{A}_{c,3}$.

Componente CC exponencial, \mathcal{C}_4 : a curva com variação linear CC pode não trazer bons resultados quando a componente é exponencial. Dessa forma, é proposto usar a curva \mathcal{C}_4 , com a inclusão da componente CC exponencial, conforme,

$$\mathcal{C}_4(t, A_1, \check{\phi}, f_1, A_{dc,1}, \tau) = A_{dc}(t) + A(t) \cos(2\pi(f_o + f_1)t + \check{\phi}) \quad (3.49a)$$

$$A_{dc}(t) = A_{dc,1} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.49b)$$

$$A(t) = \left[\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} t \right] \quad (3.49c)$$

em que $A_{dc,1}$ é o multiplicador da componente CC, τ é a constante de tempo. Analogamente, o valor de \check{A}_0 pode ser recuperado da janela de otimização anterior.

O valor do fasor baseado na curva \mathcal{C}_4 é dado por,

$$\bar{A}_{c,4}(t + M) = A(t + M) e^{j(2\pi(f_o + f_1)(t_0 + M) + \check{\phi})} \quad (3.50a)$$

$$A(t + M) = \frac{\left[\check{A}_0 + \frac{A_1 - \check{A}_0}{W} (t_0 + M) \right]}{\sqrt{2}} \quad (3.50b)$$

em que a componente CC também não é levada em conta no cálculo de $\bar{A}_{c,4}$.

A Tabela 4 resume as curvas empregadas na avaliação do LSCF.

Tabela 4 – Curvas empregadas na avaliação do LSCF.

Curva	Parâmetros	Amplitude	Frequência	DC
\mathcal{C}_1	2	média	média	-
\mathcal{C}_2	5	linear	linear	-
\mathcal{C}_3	7	linear	linear	linear
\mathcal{C}_4	7	linear	linear	exp.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

3.8.2 Curvas teste

Na avaliação proposta, são sugeridos 10 cenários teste, nomeados de A a J, para avaliação do desempenho dos algoritmos de extração fasorial, escolhidos conforme:

- (A) **Amplitude e frequência constantes:** este cenário consiste de uma forma de onda cossenoidal com amplitude e ângulo de fase constantes. O valor de pico da onda é $\sqrt{2}$, portanto a amplitude do fasor é $A_m = 1$. A variação de frequência é mantida constante $f = 0$ Hz.
- (B) **Amplitude linear e frequência constante:** no cenário B a variação de frequência é mantida constante $f = 0$ Hz, enquanto a amplitude varia linearmente ao longo do intervalo de 0.1 s em 10 %, isto é, a amplitude varia de $A_m = 1$ no início da janela, para $A_m = 1,1$ no fim do intervalo. Repare que quando a frequência varia linearmente, o ângulo varia de forma quadrática.
- (C) **Amplitude constante e frequência linear:** no cenário C, a amplitude é mantida constante em $A_m = 1$, enquanto a frequência varia linearmente, de $f = 0$ até $f = 2$ Hz no final do intervalo.
- (D) **Amplitude linear e frequência linear:** ; o cenário D varia linearmente, tanto a amplitude quanto a frequência. A amplitude cai de $A_m = 1,1$ para $A_m = 1$ no fim do intervalo e a frequência aumenta de $f = 2$ Hz para $f = 4$ Hz.
- (E) **Amplitude constante e frequência quadrática:** no cenário E, a amplitude é mantida constante $A_m = 1$, enquanto a frequência cai quadraticamente do valor inicial de $f = 4$ Hz para o valor final de $f = 0$ Hz. Repare que quando a frequência tem variação quadrática, o ângulo de fase tem variação cúbica.
- (F) **Amplitude linear e frequência quadrática:** no cenário F a amplitude aumenta linearmente de $A_m = 1$ para $A_m = 1,1$, enquanto a frequência aumenta de forma quadrática de $f = 0$ para $f = 4$ Hz.
- (G) **Degrau amplitude e frequência constante:** no cenário G, a frequência é mantida constantes em $f = 4$ Hz. No entanto, a amplitude sofre uma variação em degrau

em 0.05 s, simulando uma falta. Repare que a frequência é mantida fora da nominal durante o período, fazendo com que o ângulo de fase varie linearmente.

- (H) Amplitude constante e degrau de frequência:** o cenário H mantém a amplitude constante em $A_m = 1$, enquanto a frequência sofre um degrau e vai de $f = 4$ Hz para $f = 0$ Hz quase instantaneamente.
- (I) Rejeição de harmônico:** a barra de interface deve ser mantida distante o suficiente de conteúdo harmônico, de forma que ele possa ser negligenciado. No entanto, para testar os métodos de extração fasorial em situações não ideais, o cenário F contém 2% de quinto harmônico, com ângulo inicial $\phi_5 = 0$ rad.
- (J) Rejeição de componente DC:** Finalmente, o cenário J contém uma componente CC que se inicia em um degrau de 10% e cai exponencialmente com uma constante de tempo $\tau = 10T_o$, isto é, igual a 10 períodos fundamentais.

A Tabela 5 mostra um resumo das curvas avaliadas. Adicionalmente, a Figura 34 e a Figura 35 mostram a forma de onda da amplitude $A_m(t)$, da frequência $f(t)$, do ângulo $\phi(t) = 2\pi \int f(t) dt$, do distúrbio $D(t)$ (que representa o harmônico e a componente CC) e o sinal $a(t)$.

Tabela 5 – Funções de ajuste usadas nos testes de extração fasorial.

Cenário	Ampl.	Freq.	Degrau	Harm.	CC	Parâmetros
A	cte	cte	-	-	-	$A_m = 1,0, f = 0.0\text{Hz}$
B	linear	cte	-	-	-	$A_m(t)[1,0, 1,1], f = 0.0\text{Hz}$
C	cte	linear	-	-	-	$A_m = 1,1, f(t)[0, 2]$
D	linear	linear	-	-	-	$A_m(t)[1,1, 1,0], f(t)[2.0, 4.0]$
E	cte	quad.	-	-	-	$A_m = 1,0, f(t^2)[4.0, 0.0]$
F	linear	quad.	-	-	-	$A_m(t)[1,0, 1,1], f(t^2)[0.0, 4.0]$
G	-	cte	sim	-	-	$A_m = \text{degrau}, f = 4\text{Hz}$
H	cte	-	sim	-	-	$A_m = 1, f = \text{degrau}$
I	cte	cte	-	$h_5 = 0.5\%$	-	$A_m = 1,0, f = 0.0\text{Hz}, h_5 = 10\%$
J	cte	cte	-	-	$0.1e^{-\tau t}$	$A_m = 1, f = 0\text{Hz}, \tau = 10T_o$

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

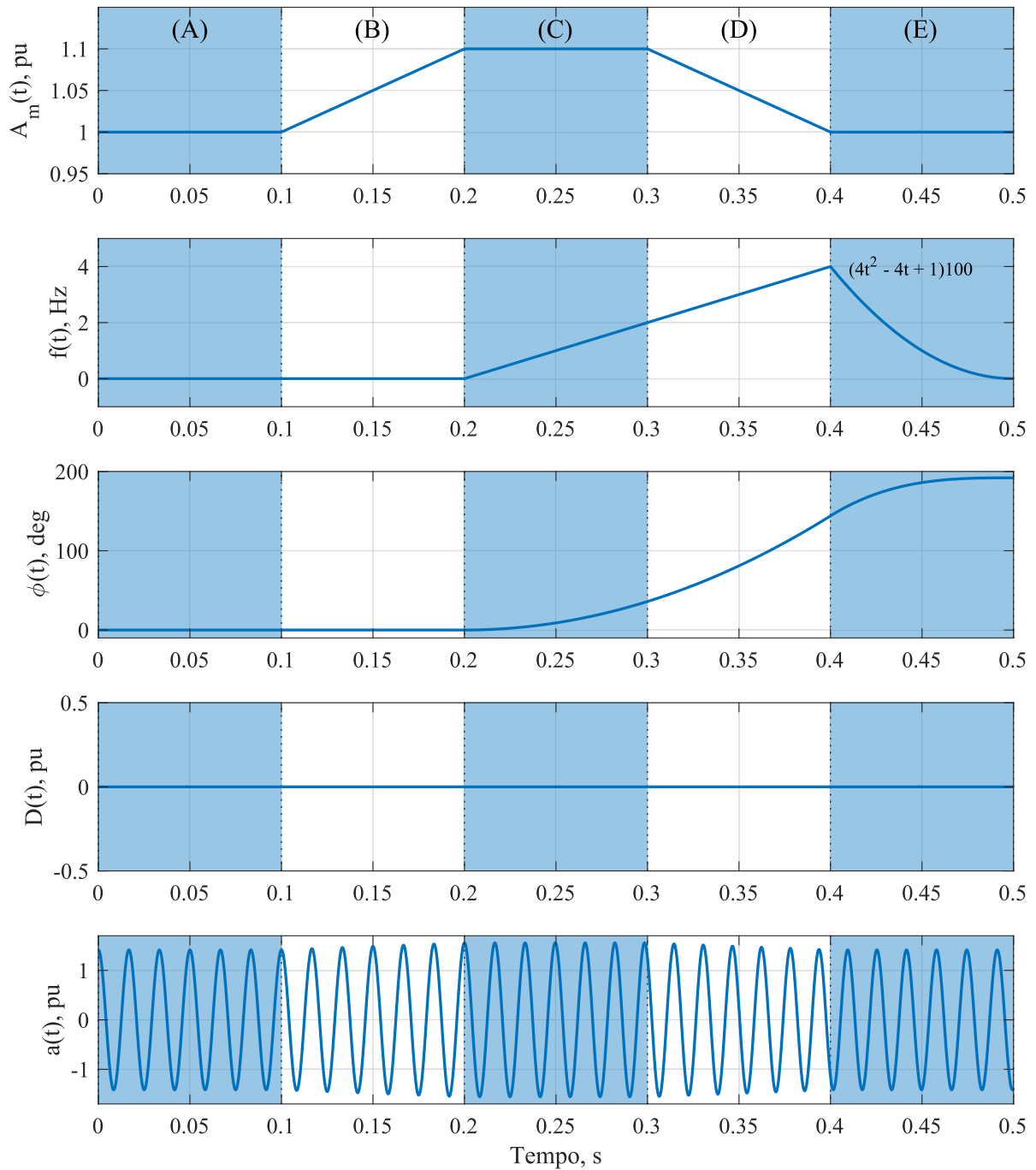
Vale ressaltar que os testes numéricos apresentados a seguir usam as definições do TVP da Seção 3.2, resumidas a seguir,

$$a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{A}(t) e^{j\omega_o t} \right\} + D(t) \quad (3.51a)$$

$$\bar{A}(t) = \frac{A_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j\theta(t)} \quad (3.51b)$$

$$\theta(t) = \int \omega(\tau) d\tau \quad (3.51c)$$

Figura 34 – Curvas teste para extração fasorial dos cenários A a E, considerando variações de $A_m(t)$, $f(t)$, $\phi(t)$ e $D(t)$ na forma de onda $a(t)$.

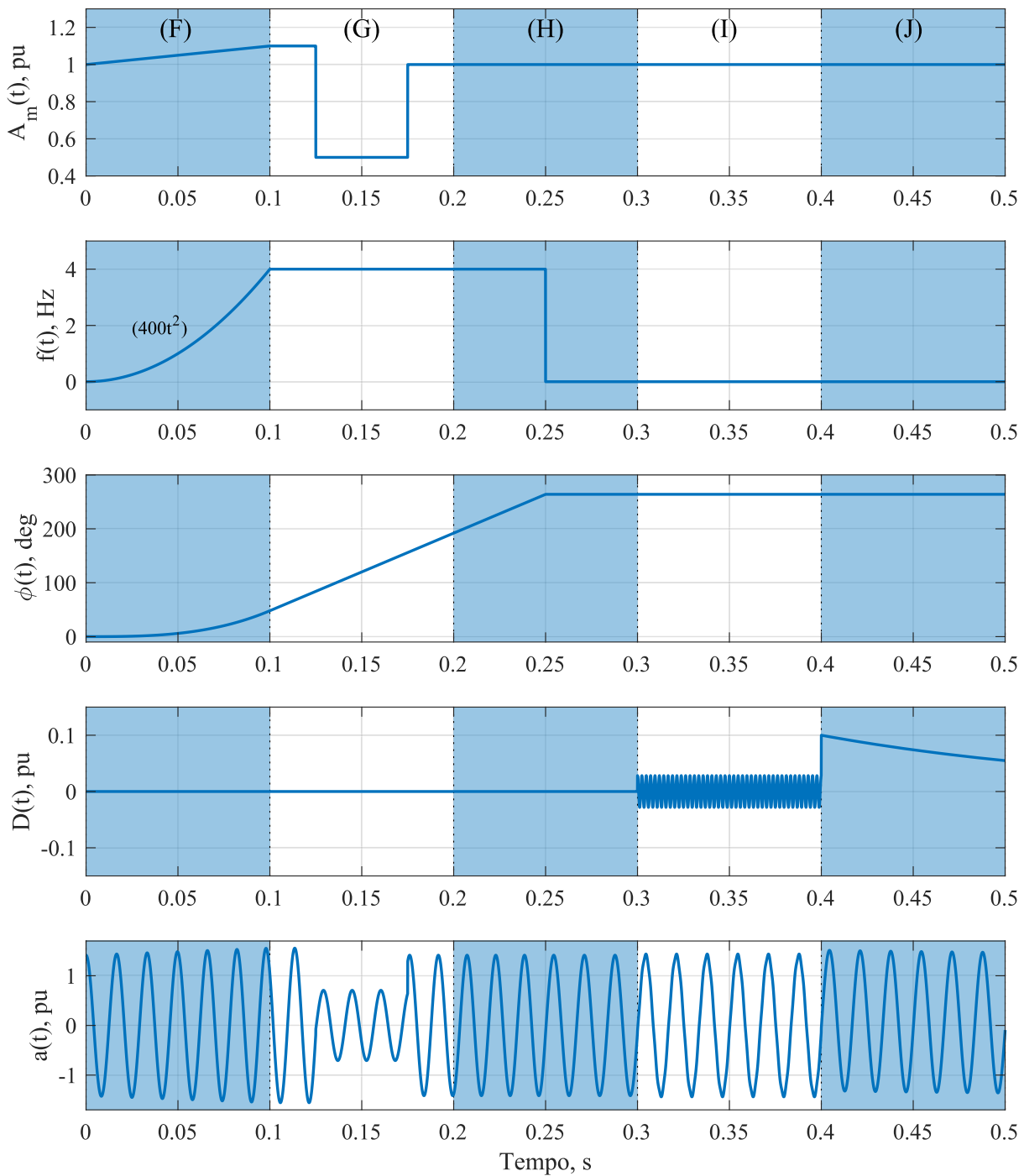


Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

em que $D(t)$ são os distúrbios inseridos no sinal $a(t)$.

As equações podem ser entendidas por meio do diagrama de blocos da Figura 36, em que as entradas do bloco de geração de sinal são: (i) a amplitude do fasor, $A_m(t)$, (ii) a frequência do fasor, $f(t)$ e (iii) o sinal de distúrbio, $D(t)$.

Figura 35 – Curvas de teste para extração fasorial de F-J, formas de onda para $A_m(t)$, $f(t)$, $\phi(t)$, $D(t)$ e $a(t)$.

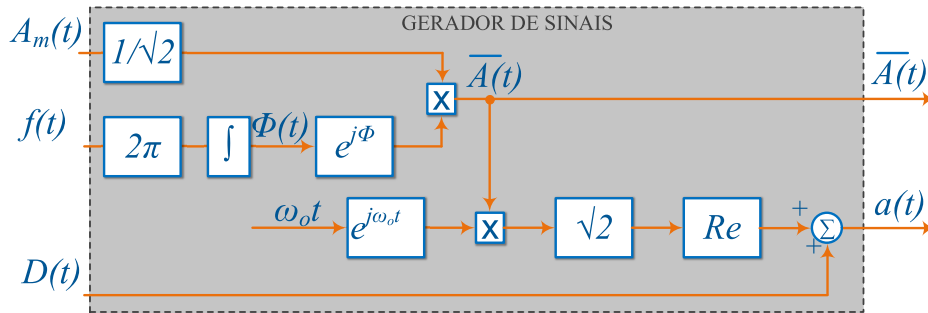


Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

3.9 RESULTADOS

Para avaliar os resultados, foi utilizado o TVE apresentado em (2.6). Cada cenário é avaliado em um horizonte de 0,1 s considerando atualizações a cada $M = 0,02$ s. Dessa forma, para cada horizonte são produzidos 5 resultados de fasores. Da comparação com o

Figura 36 – Diagrama de blocos do gerador de sinais de teste.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

fasor de referência, $\bar{A}(t)$ resultante da Figura 36, é feita a média dos TVEs encontrados.

A Tabela 6 resume os TVEs médios para os métodos de extração fasorial: DFT, LSCF com as curvas \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 , \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 , além do SOGI-TVP, para os cenários de A até E. Adicionalmente, os piores e melhores resultados foram destacados de vermelho e azul, respectivamente, para melhor visualização.

Tabela 6 – TVE em % para cada cenário, de A até E, usando os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e SOGI-TVP.

Método	Tipo	Região				
		A	B	C	D	E
DFT	*	0,0068	0,7965	5,8339	15,7387	6,3414
LSCF	\mathcal{C}_1	0,0030	0,7927	5,8340	15,7391	6,3415
	\mathcal{C}_2	0,0029	0,0268	0,3237	0,3012	0,5988
	\mathcal{C}_3	0,0031	0,0267	0,6450	0,5070	1,2671
	\mathcal{C}_4	0,0029	0,0268	0,4128	0,3728	0,7079
SOGI-TVP	*	0,0010	0,3130	0,0146	0,3207	0,1933

Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

Conforme esperado, a DFT e a curva \mathcal{C}_1 apresentam os piores resultados, principalmente quando há variação de frequência no sinal de entrada, sobretudo no cenário D, em que também se variou a amplitude linearmente. Por outro lado, em condições de frequência próximas de zero e amplitudes constantes os resultados da DFT e \mathcal{C}_1 são bons. No que diz respeito ao LSCF, a curva \mathcal{C}_2 dá bons resultados comparado com as outras curvas \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 quando há variação de frequência (cenários C, D e E). Ao que tudo indica, o excesso de parâmetros pode prejudicar a precisão da extração fasorial, conforme observado por (TERZIJA; DJURIC; KOVACEVIC, 1994). Os melhores resultados são fornecidos pelo SOGI-TVP e pelo LSCF- \mathcal{C}_2 . O método proposto não apresentou o menor TVE quando aconteceu variação linear da amplitude nos cenário B e D. Neste caso, as curvas \mathcal{C}_2 , \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 do LSCF foram melhores, embora o SOGI-TVP ainda mantivesse uma boa performance.

A Tabela 7 resume os TVEs médios para os métodos de extração fasorial: DFT, LSCF com as curvas \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 , \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 , além do SOGI-TVP, para os cenários de E até J. Adicionalmente, os piores e melhores resultados foram destacados de vermelho e azul, respectivamente, para melhor visualização.

Tabela 7 – TVE em % para cada cenário, de F até J, usando os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e SOGI-TVP.

Método	Tipo	Região				
		F	G	H	I	J
DFT	*	8,3141	26,1745	9,0668	0,0111	0,1661
LSCF	\mathcal{C}_1	8,3132	26,1747	9,0654	0,0078	0,1661
	\mathcal{C}_2	0,6823	4,3261	0,6731	0,3789	13,5609
	\mathcal{C}_3	1,3343	70,1753	2,6892	4,1796	0,0084
	\mathcal{C}_4	0,7340	12,4068	1,9130	0,5818	0,2682
SOGI-TVP	*	0,3072	3,0748	0,9064	0,3241	19,1513

Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

Nos cenários de F até J, a DFT e a curva \mathcal{C}_1 apresentam desempenho semelhantes. Estas duas alternativas têm os piores resultados quando há variação de frequência no sinal de entrada somado à variação de amplitude (na curva do tipo F). Por outro lado, em condições de variações de frequência próximas de zero, com a presença de harmônicos ou componentes CC (tipo I e J), os resultados são bons. Durante as variações em degrau de amplitude ou frequência (curvas do tipo G e H), a DFT e \mathcal{C}_1 apresentam péssimos resultados, pois calculam o fasor médio em um período completo para a extração, incluindo assim, amostras pré e pós-defeito.

No que diz respeito à curva de ajuste \mathcal{C}_2 , os resultados são bons em quase todos os tipo de curva, exceto quando a componente CC é presente (cenário J). Adicionalmente, \mathcal{C}_2 apresenta o melhor desempenho entre as curvas usadas no LSCF quando se considera degraus de amplitude e frequência (cenários G e H). As curvas de ajuste que consideram a componente CC de forma explícita em seu equacionamento (\mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4) têm os piores resultados durante degraus de amplitude e frequência (cenários G e H). Em contrapartida, elas possuem os melhores resultados quando existe a componente CC (cenário J), como era de se esperar. Provavelmente, o excesso de parâmetros de \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 faz com que o algoritmo de otimização LSCF encontre parâmetros que não condizem com a realidade, sobretudo durante degraus de amplitude e frequência (cenários G e H). Esse tipo de problema é relatado na literatura (TERZIJA; DJURIC; KOVACEVIC, 1994), e na maioria dos casos de simulação híbrida tenta-se mitigar erros de precisão com a alteração do protocolo (MEER, 2017). No entanto, em situações de cossimulação em tempo real (SU et al., 2004), ou cossimulação não-iterativa, o problema persiste.

3.9.1 Extração quasi-contínua

Na seção anterior, tanto a DFT quanto as curvas do LSCF extraem o TVP em tempos discretos ($M = 0,02$ s), enquanto o SOGI-TVP faz a extração em tempo contínuo (discretizado, utilizando pequenos passos de simulação). Se a taxa de extração do cálculo dos fasores for diminuída para $M = h = 50$ μ s, é possível visualizar as componentes de *quasi*-segundo harmônico, conforme discutido na Seção 3.4.

A Figura 37 mostra a evolução do fasor extraído para os cenários de F até J usando a DFT e o LSCF para as curvas \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 , \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 . Os fasores são mostrados na forma $(\text{Re}\{\cdot\}, \text{Im}\{\cdot\})$, em que referência de fasor $\bar{A}(t)$ é destacada em cinza escuro. É possível perceber claramente a componente de *quasi*-segundo harmônico ($2\omega_o + \Delta\omega$) na extração feita pela DFT (Figura 37(a)) e pela curva \mathcal{C}_1 (Figura 37(b)) no cenário F. Por outro lado, com a consideração da variação de frequência na curva \mathcal{C}_2 (Figura 37(c)), o *quasi*-segundo harmônico desaparece. Porém, a extração fasorial de \mathcal{C}_2 com a presença de componentes CC é prejudicada (cenário J).

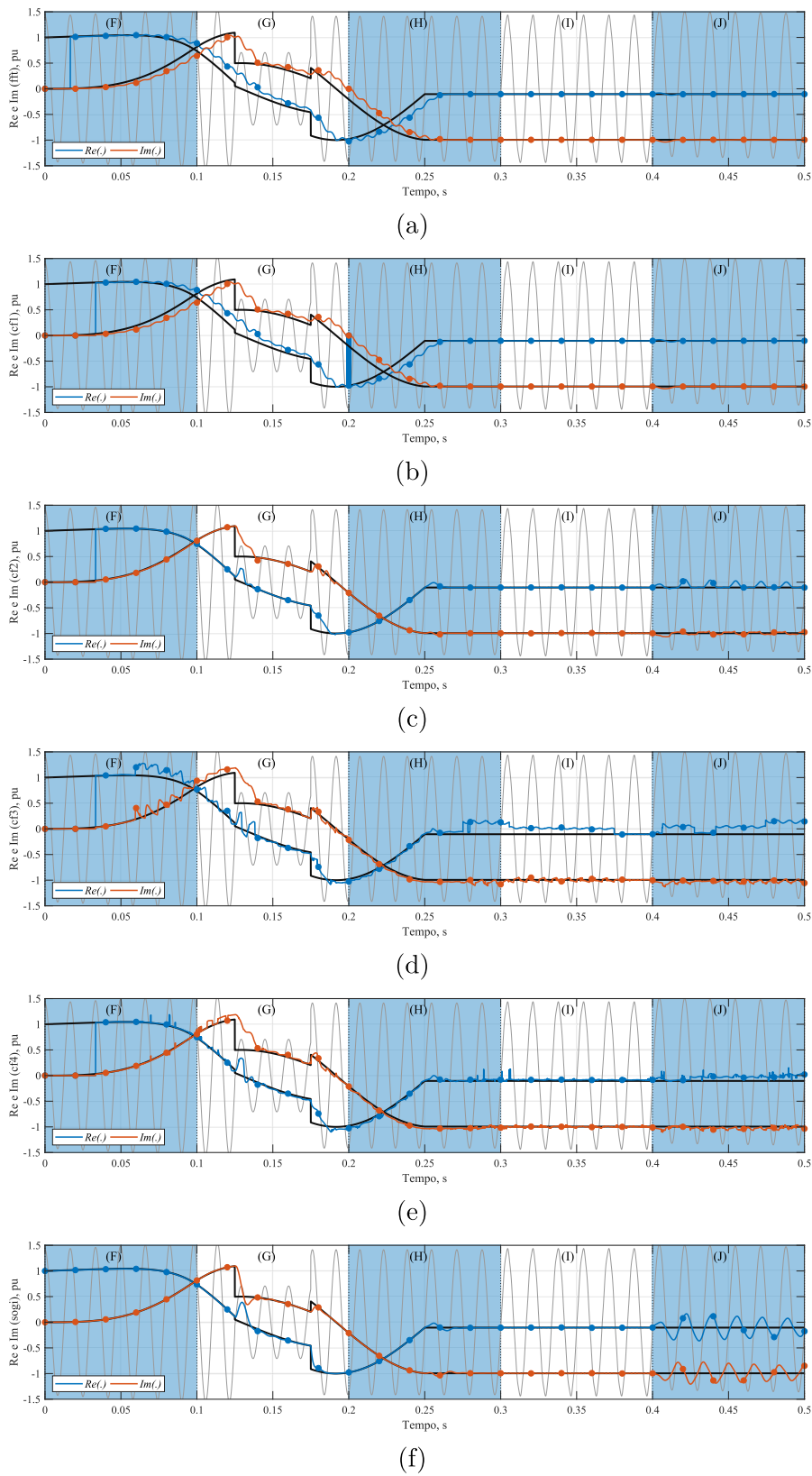
Já as Figuras 37(d), (e) e (f) mostram a evolução do fasor extraído para os cenários de F até J usando o LSCF para as curvas \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 , além do SOGI-TVP. O processo de otimização realizado nas curvas \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 tem 7 parâmetros a serem encontrados. Dessa forma, alguns pontos de extração podem conter inconsistências, pois o excesso de parâmetros traz superposição de comportamentos entre as variáveis. Por exemplo, é difícil para o processo de otimização distinguir entre componentes CC e variação de frequência. Adicionalmente, a rejeição de harmônicos (cenário I) e componentes CC (cenário J) pela curva (\mathcal{C}_3) é deficitária em relação a curva \mathcal{C}_4 . Por outro, o SOGI-TVP (Figura 37(f)) tem ótimo comportamento em todos os tipos de curva, exceto durante componentes CC (cenário J).

3.9.2 Tempo computacional

A Tabela 8 mostra o tempo computacional gasto por cada método de extração fasorial nos cenários de F até J. Como estes tempos são fortemente dependentes do *hardware* utilizado, os mesmos são apresentados normalizados em relação ao tempo da DFT.

Os tempos do SOGI-TVP e da DFT são muito semelhantes, sendo o primeiro pouco mais rápido. Por outro lado, todas as curvas selecionadas para o LSCF apresentam alto custo computacional. Vale a pena ressaltar que os dados apresentados do LSCF não partiram de algoritmos implementado pelo autor, mas sim de funções nativas e otimizadas do Matlab. Além disso, nota-se que os tempos gastos por cada curva do LSCF são diretamente relacionadas ao número de parâmetros empregados, por exemplo, a curva \mathcal{C}_1 necessita de 4 vezes menos tempo que a curva \mathcal{C}_4 .

Figura 37 – TVP extraídos considerando uma janela deslizante atualizada a cada $M = 50 \mu\text{s}$.



Legenda: (a) DFT, (b) LSCF com \mathcal{C}_1 , (c) LSCF com \mathcal{C}_2 , (d) LSCF com \mathcal{C}_3 , (e) LSCF com \mathcal{C}_4 e (f) SOGI-TVP.

Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

Tabela 8 – Tempo computacional dos métodos de extração fasorial em relação ao tempo da DFT.

Método	Tipo	Tempo (pu)
DFT	*	1,00
LSCF	\mathcal{C}_1	3,68
	\mathcal{C}_2	4,33
	\mathcal{C}_3	9,35
	\mathcal{C}_4	14,73
SOGI-TVP	*	0,94

Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

3.9.3 Discussão

A Tabela 9 mostra uma comparação qualitativa² dos métodos baseada nos resultados anteriores. Foi avaliada a precisão e o tempo computacional de cada método nos cenários mais comuns dos sistemas elétricos de potência.

Tabela 9 – Comparação dos métodos de extração fasorial em relação aos dados quantitativos.

Método	Curva	Tempo	Nominal	Variação da amp.		Variação da freq.			Tipo de Distúrbio	
				Linear	Degrau	Linear	Quad.	Degrau	CC	Harm.
DFT	*	+	+	+	-	-	-	-	+	+
LSCF	\mathcal{C}_1	-	+	+	-	-	-	-	+	+
	\mathcal{C}_2	-	+	+	+	+	+	+	-	+
	\mathcal{C}_3	-	+	+	-	-	-	-	+	-
	\mathcal{C}_4	-	+	+	-	-	-	-	+	-
SOGI-TVP	*	+	+	-	+	+	+	+	-	+

Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2021).

Conforme observado, todos os métodos investigados apresentaram bom desempenho quando o sinal de teste possuía valores nominais de regime permanente ou sofrem variação linear de amplitude. Porém, quando variações em degrau são presentes, apenas o SOGI-TVP e a LSCF \mathcal{C}_2 tem boa performance. O mesmo acontece quando variações na frequência e harmônicos estão presentes. Repare que aumentar o número de parâmetros do LSCF, como nas curvas \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 , não melhora a precisão do fasor extraído mas, pelo contrário, os resultados ficam piores. Por outro lado, os métodos com melhor desempenho geral, ou seja, SOGI-TVP e LSCF \mathcal{C}_2 , têm suas respostas comprometidas quando o sinal de entrada

² Na Tabela 9, o sinal (+) indica que o método teve bom desempenho, enquanto (-) indica um baixo desempenho comparativo.

possui uma componente CC. Neste caso, tanto a DFT quando as curvas LSCF \mathcal{C}_3 e \mathcal{C}_4 apresentaram uma maior precisão, sendo pouco afetadas pela componente CC.

Da Tabela 9 nota-se que o tempo computacional do algoritmo LSCF nativo de ferramentas, como o MatLab, não atende o propósito da cossimulação e, neste caso, o SOGI-TVP apresenta melhor desempenho.

Vale ressaltar que a inclusão de mais parâmetros que representem melhor a componente CC no LSCF não trouxe melhores resultados. Por outro lado, a topologia SOGI permite que sejam feitas alterações de topologia que rejeitem a componente CC, conforme mostrado na revisão bibliográfica.

3.10 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou uma revisão do conceito fasor do ponto de vista da cossimulação e com objetivo de propor um método de extração fasorial mais adequado às restrições da barra de interface. Como os sinais do EMT apresentam um grande espectro de frequências, evidentemente, a abordagem mais restritiva é o TS, que em sua essência possui uma faixa de frequência de operação mais restrita.

Neste contexto, foi feita uma revisão do conceito de fasor convencional, que assume um sinal senoidal puro, de frequência constante. Como esta consideração é insuficiente para a cossimulação, o conceito é ampliado com a ideia de TVP. Nesta abordagem, o fasor é modelado em uma faixa definida de frequência de operação, assim como preconiza a modelagem do TS. O arcabouço matemático utilizado na definição do TVP foi o AS ou CS. Nesta ideia, o fasor associado a um sinal real pode ser encontrado a partir de duas operações: *(i)* geração do sinal em quadratura QSG, geralmente ligado à HT e *(ii)* o deslocamento na frequência fundamental. Neste trabalho, foi proposta a utilização dos PLLs para esta tarefa, pois as restrições de velocidade e precisão das aplicações dos PLLs e da cossimulação são muito semelhantes.

Foi feita uma breve revisão dos algoritmos de PLL e, neste trabalho, adotou-se o SOGI-PLL como estrutura padrão para a extração fasorial, pois ela se adequa às definições de TVP. Com o SOGI-PLL é possível criar cópias filtradas em fase e em quadratura do sinal de entrada através da adaptabilidade em frequência da estrutura. Posteriormente, é utilizada a operação de deslocamento em frequência para a extração fasorial, formando o método proposto chamado SOGI-TVP.

Para validar o SOGI-TVP, foi proposto um estudo numérico que considera como entrada formas de ondas comuns na interface da cossimulação. Para a escolha das curvas de teste, as principais restrições da barra de interface da cossimulação foram consideradas: *(i)* variações de bruscas (em degrau), *(ii)* o sinal de entrada tem um envelope em torno de 0 a 10 Hz causado pelos distúrbios em estudo, *(iii)* harmônicos e *(iv)* componentes CC.

Adicionalmente, os métodos de extração fasorial mais comuns na literatura de cossimulação, ou seja, LSCF e DFT, são implementados para fins de comparação. Foram avaliadas as vantagens e desvantagens de cada método em relação à rejeição de perturbações, frequência do envelope do sinal e tempo computacional necessário baseado no estudo quantitativo.

De forma geral, os métodos com melhor desempenho foram SOGI-PLL e LSCF- \mathcal{C}_2 , pois são rápidos, conseguem rastrear a frequência com boa precisão e são capazes de rejeitar os harmônicos na entrada. No entanto, ambos possuem a desvantagem de baixo desempenho na rejeição de componentes CC. Os resultados também demonstraram que a adição de mais parâmetros na otimização do LSCF não beneficia a precisão, mas, ao contrário, a prejudica. Portanto, a extração pela curva \mathcal{C}_2 dificilmente pode ser melhorada diretamente pela adição de parâmetros. Por outro lado, o SOGI-PLL possui melhor tempo computacional e alto potencial de customização para incluir mecanismos de rejeição de harmônicas e componentes CC.

4 MODELO DINÂMICO E ESTABILIDADE DA COSSIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta uma metodologia de modelagem matemática da cossimulação no domínio da frequência. Nesse sentido, são considerados os efeitos dos métodos de extração fasorial baseados na DFT, LSCF e no SOGI-TVP, bem como levando em conta ou não os atrasos provocados pela comunicação entre os programas TS e EMT. As simulações digitais no domínio do tempo são conduzidas de forma não-iterativa em ambiente *Matlab/Simulink*, usando biblioteca *SimPowerSystems*, com objetivo de validar os modelos matemáticos desenvolvidos.

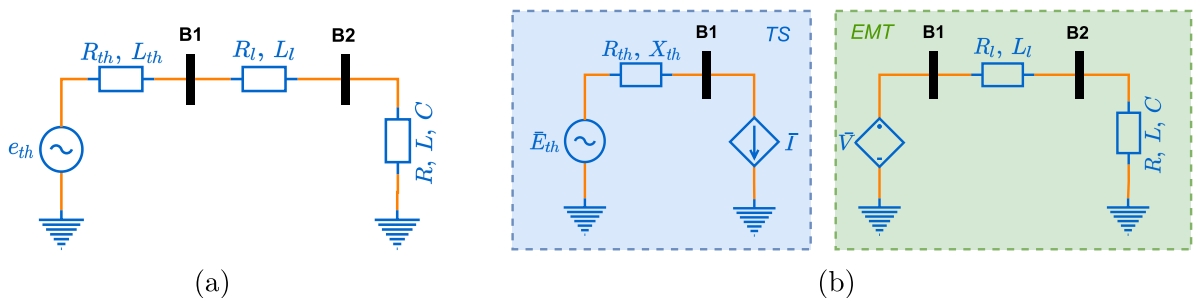
O circuito da Figura 38 (a) é usado para demonstrar as etapas da metodologia desenvolvida para obtenção do modelo dinâmico da cossimulação. Este sistema é composto de um circuito equivalente de Thévenin que alimenta uma carga RLC através de uma linha de transmissão. Este circuito foi preparado para a cossimulação, escolhendo a barra B1 como barra de interface, conforme mostrado na Figura 38 (b). O DS, modelado no EMT, contém uma a linha de transmissão e a carga RLC passiva. Por outro lado, o ES, modelado no TS, possui o circuito equivalente de Thévenin de uma rede de grande porte.

Os principais parâmetros do sistema elétrico estão resumidos a seguir:

- 2 barras, 230 kV/77,62 MVA;
- 1 linha de 160 km (Tabela 10) trifásica;
- Carga RLC: $S_{3\phi} = (75 + j30)$ MVA ou $\bar{Z}_L = (235,1111 + j587,7778) \Omega$;
- Equivalente de rede na barra 1: $\bar{Z}_{th} = (2,6450 + j26,4648) \Omega$.

Os modelos dinâmicos desenvolvidos consideram somente a componente de sequência positiva dos sinais. Desse modo, a fim de simplificar a modelagem, utiliza-se o sistema

Figura 38 – Circuito elementar (equivalente monofásico) utilizado na análise de estabilidade da cossimulação EMT-TS para diversos métodos de extração fasorial e considerando efeitos da comunicação.



Legenda: (a) circuito completo (no EMT ou no TS) e (b) circuito dividido para a cossimulação EMT-TS.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 10 – Parâmetros de linha por unidade de comprimento.

Parâmetro	Unidade	Valor (seq(+)) e seq(-)	Valor (seq(0))
r	Ω/km	0,050	0,050
ℓ	H/km	$1,2944 \times 10^{-3}$	$3,8832 \times 10^{-3}$
c	F/km	$8,9418 \times 10^{-9}$	$4,4709 \times 10^{-9}$

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

equivalente monofásico nas cossimulações. Adicionalmente, vale ressaltar que o efeito da capacitância da linha foi desprezado.

4.1 MODELO DINÂMICO DA SIMULAÇÃO FULL-EMT

Da Figura 38 pode-se escrever o seguinte sistema de equações diferenciais para descrever o circuito,

$$e(t) = R_T i(t) + L_T \frac{di(t)}{dt} + v_c(t) \quad (4.1a)$$

$$i(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (4.1b)$$

em que R_{th} e L_{th} são os parâmetros do circuito equivalente de Thévenin; R_L , L_L e C são os parâmetros da carga e R_l e L_l são os parâmetros da linha de transmissão. Além disso, $R_T = (R_{th} + R_l + R_L)$ e $L_T = (L_{th} + L_l + L_L)$.

Assumindo uma componente β fictícia para as grandezas variantes no tempo, pode-se reescrever (4.1) no espaço de estados como se segue:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_{c,\alpha}(t) \\ v_{c,\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_T}{L_T} & 0 & \frac{1}{L_T} & 0 \\ 0 & -\frac{R_T}{L_T} & 0 & \frac{1}{L_T} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_{c,\alpha}(t) \\ v_{c,\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_T} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_T} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

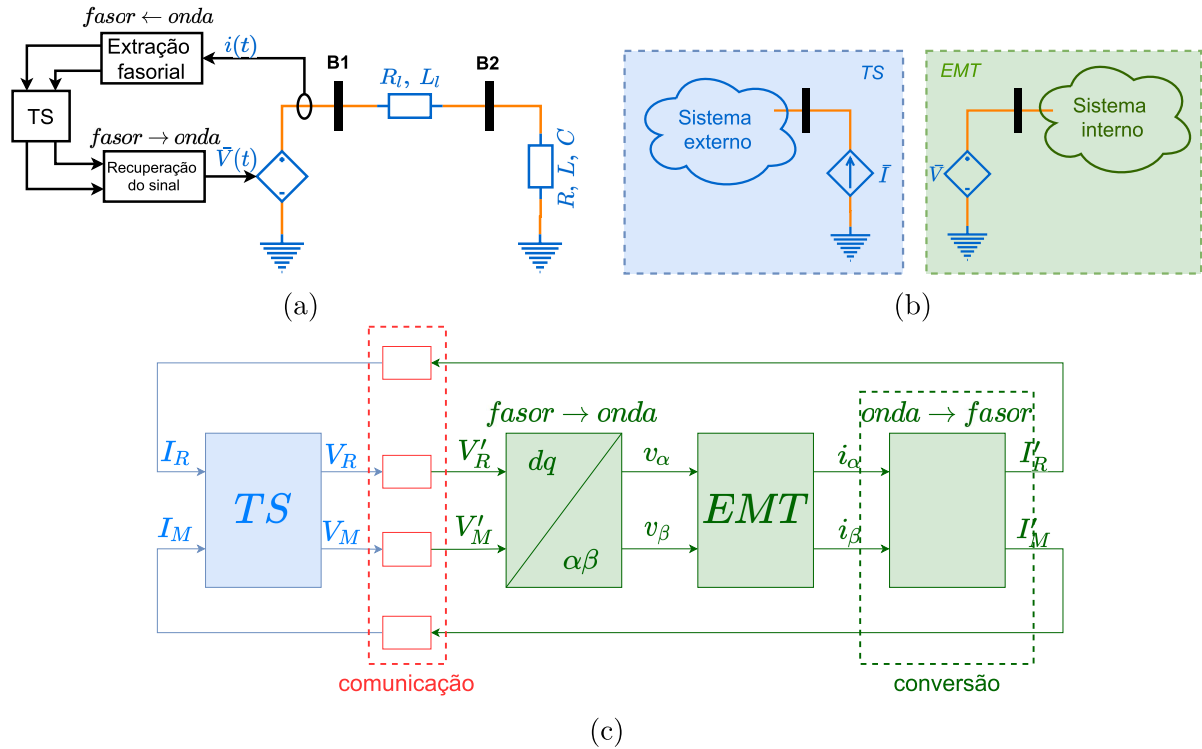
O artifício de usar a componente β fictícia em (4.2) facilitará a modelagem matemática do método de extração fasorial como será visto adiante.

4.2 MODELO DINÂMICO DA COSSIMULAÇÃO EMT-TS

Desprezando os efeitos da comunicação, a cossimulação EMT-TS do circuito da Figura 38 (b) pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 39 (a). Nessa figura, o sistema externo não possui nenhuma dinâmica e o seu modelo pode ser resolvido matricialmente.

Neste caso, por simplicidade, os circuitos equivalentes adotados foram uma fonte de tensão e uma fonte de corrente, como mostra a Figura 39 (b). Ou seja, o lado TS é

Figura 39 – Representação da cossimulação.



Legenda: (a) Representação equivalente da simulação EMT-TS com base no método de extração fasorial, (b) representação dos circuitos equivalentes na cossimulação.

Fonte: Adaptado de Yu (2018).

representado no EMT como uma tensão imposta, enquanto o lado EMT é representado no TS como uma injeção de corrente.

A Figura 39 (c) mostra o diagrama de blocos funcional da cossimulação EMT-TS. No retângulo verde, identificado com o título “*onda*→*fasor*”, é implementado o devido modelo matemático do método de extração fasorial, baseado na DFT, LSCF ou SOGI-TVP. Já nos pequenos retângulos vermelhos, são incluídos os atrasos de comunicação entre os programas EMT-TS. Estes blocos serão modelados e discutidos nas próximas seções.

4.2.1 Modelo do lado TS

Da Figura 38 (b), o lado TS pode ser modelado através de:

$$\bar{V}(t) = \bar{E}(t) - Z_{th}\bar{I}(t) \quad (4.3)$$

em que $\bar{V}(t)$ e $\bar{I}(t)$ são, respectivamente, os fasores variantes no tempo da tensão e corrente na barra de interface, e $\bar{E}(t)$ é o fasor da tensão equivalente de Thévenin.

Considerando,

$$\bar{V}(t) = V_R(t) + jV_M(t) \quad (4.4a)$$

$$\bar{E}(t) = E_R(t) + jE_M(t) \quad (4.4b)$$

$$\bar{I}(t) = I_R(t) + jI_M(t) \quad (4.4c)$$

$$Z_{th} = R_{th} + jX_{th} \quad (4.4d)$$

em que os subíndices (R) e (M) representam as partes real e imaginária dos fasores, respectivamente.

Usando a notação mostrada em (4.4) pode-se reescrever (4.3) na forma matricial como se segue:

$$\begin{bmatrix} V_R(t) \\ V_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_M(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Conforme discutido no Capítulo 2, o programa TS é executado com um micro-passo H , da ordem de ms. Entretanto, neste exemplo, o modelo TS não possui dinâmica associada. Essa abordagem foi adotada no intuito de simplificar os modelos analíticos que serão desenvolvidos. Contudo, nas aplicações reais de cossimulação, existirão dinâmicas lentas relacionadas às inércias das máquinas elétricas.

4.2.2 Modelo do lado EMT

De forma semelhante à modelagem apresentada na Seção 4.1, o comportamento dinâmico do circuito da Figura 38 (b) no lado EMT pode ser caracterizado pelo sistema de equações diferenciais a seguir:

$$v(t) = R_t i(t) + L_t \frac{di(t)}{dt} + v_c(t) \quad (4.6a)$$

$$i(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (4.6b)$$

em que $R_t = (R_l + R_L)$ e $L_t = (L_l + L_L)$.

Da mesma forma que no caso anterior, a adição da coordenada β possibilita reescrever (4.6) na forma de espaço de estados como se segue¹:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_{c,\alpha}(t) \\ v_{c,\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_{c,\alpha}(t) \\ v_{c,\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

¹ Repare que (4.2) e (4.7) são diferentes. A primeira equação representa sistema completo, enquanto a segunda equação representa o sistema detalhado na cossimulação.

Conforme discutido no Capítulo 2, o conjunto de equações do lado EMT deverá ser resolvido com um micropasso h , da ordem de μs , muito menor que o micropasso H do TS. Isso é feito para simular os fenômenos rápidos associados às dinâmicas da linha de transmissão e da carga.

4.2.3 Modelo matemático da conversão fasor–onda

Tendo em mente o circuito da Figura 39 (a), a tensão fasorial oriunda do TS deve ser convertida para uma forma de onda instantânea no EMT. Desse modo pode-se reescrever (3.4), em termos das suas componentes real e imaginária do fasor correspondente, como se segue:

$$v(t) = \sqrt{2}V_R(t) \cos(\omega_o t) - \sqrt{2}V_M(t) \sin(\omega_o t) \quad (4.8)$$

em que $v(t)$ é a forma de onda da tensão na barra de interface reconstruída no lado EMT; $\bar{V}(t)$ é o fasor de tensão na barra de interface vindo do TS; $V_R(t)$ e $V_M(t)$ são a parte real e imaginária de $\bar{V}(t)$, respectivamente.

Desse modo, a operação de conversão *fasor–onda*, pode ser interpretada como um caso específico da transformação do sistema de coordenadas síncrono (dq) para o estacionário $\alpha\beta$. Portanto, pode-se escrever,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} V_R(t) \\ V_M(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

em que,

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

sendo $\theta = \omega_o t$. Adicionalmente, caso ocorra variação na frequência angular do sinal transformado ω_o esta alteração será transportada para fase do fasor $\bar{V}(t)$.

4.2.4 Modelo matemático da conversão onda–fasor baseado em dados amostrados em uma janela deslizante

De acordo com Yu (2018), pode-se usar uma rotina DFT, considerando uma janela deslizante de largura igual a um ciclo fundamental T_o e uma frequência de amostragem de $f_s = (1/T_s)$, para estimar as componentes real e imaginária de um fasor associado a um sinal variante no tempo através de:

$$F_R(t) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f[k] \cos(\omega_o(t - (N - 1 - k))) \quad (4.11a)$$

$$F_M(t) = -\frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f[k] \sin(\omega_o(t - (N - 1 - k))) \quad (4.11b)$$

em que N é o número total de amostras na janela deslizante, $F_R(t)$ é a parte real e $F_M(t)$ é a parte imaginária do fasor. O fasor pode então ser escrito na forma retangular $\bar{F}(t) = F_R(t) + jF_M(t)$ ou na forma polar, com magnitude e ângulo de fase.

Adicionalmente, a magnitude e o ângulo de um fasor genérico podem, também, ser extraídos com o auxílio de um algoritmo baseado no método LSCF. Neste caso, amostrando o sinal variante no tempo com um número fixo de amostras ao longo do período fundamental, pode-se estimar o fasor associado minimizando o erro entre o sinal instantâneo e uma curva padrão como se segue:

$$\varepsilon = \min \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (f_k - c(k, \Gamma)) \right\} \quad (4.12)$$

em que N é o número de amostras do sinal instantâneo.

O objetivo é encontrar os parâmetros $\Gamma = \{I, \theta_I\}$ na curva de ajuste mais comum (3.43),

$$c(k, \Gamma) = \sqrt{2}I \cos(\omega_0 t[k] + \theta_I) \quad (4.13)$$

Caso a curva de ajuste busque amplitude e fase médias, os algoritmos DFT e LSCF retornarão o mesmo resultado (YU, 2018), fato comprovado na Seção 3.8.

Encontram-se ainda na literatura propostas de extração fasorial em que a transformação de coordenadas abc para dq é usada. Plumier (2016) utilizou esta estratégia para realizar cossimulações EMT–TS em sistemas trifásicos equilibrados ou quando o desequilíbrio pode ser desprezado. Pode-se ainda realizar a extração fasorial, para cossimulação, usando o conceito de DP (SHU et al., 2017a; RUPASINGHE; FILIZADEH; STRUNZ, 2021). De forma geral, os conceitos de (i) *Fast time-varying phasors* (VENKATASUBRAMANIAN, 1994), (ii) *Generalized averaging method* (SANDERS et al., 1991), (iii) *Shifted-frequency analysis* (HENSCHER, 1999) e (iv) *Base-frequency dynamic phasors* (MUDUNKOTUWA, 2018) são muito semelhantes e extraem os coeficientes de Fourier variantes no tempo do sinal. Os modelos dinâmicos para a extração fasorial anteriores não serão abordados neste trabalho.

4.2.5 Modelo no domínio da frequência da conversão onda–fasor baseado na DFT e no LSCF

Na Figura 39 (a), a corrente instantânea proveniente do EMT deve ser convertida para um fasor antes de ser enviada para o TS. Assumindo que o micropasso h é muito pequeno, o número de amostras em (4.11a) e (4.11b) pode ser considerado infinito (YU, 2018). Desse modo, aproximando o circuito do EMT para o tempo contínuo, pode-se reescrever (4.11a) e (4.11b) no domínio da frequência como se segue:

$$I_R(s) = 2\mathcal{L} \{i_\alpha(t) \cos \theta\} T_{sw}(s) \quad (4.14a)$$

$$I_M(s) = 2\mathcal{L} \{-i_\alpha(t) \sin \theta\} T_{sw}(s) \quad (4.14b)$$

em que $\mathcal{L}\{\cdot\}$ é o operador transformada de Laplace, $i_\alpha(t)$ é a corrente e $T_{sw}(s)$ é a função de transferência da janela deslizante,

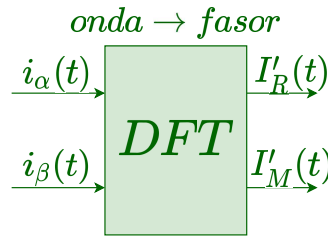
$$T_{sw}(s) = \frac{1 - e^{-sT_o}}{sT_o} \quad (4.15)$$

em que $T_o = 1/f_o$ é o período fundamental do fasor extraído, sendo tipicamente $f_o = 50$ ou 60 Hz.

Observe que o fasor de corrente $\bar{I}(t) = I_R(t) + jI_M(t)$ é determinado apenas através da componente α da corrente, sendo a função da componente β completar o modelo dinâmico da conversão onda-fasor no espaço de estados.

A Figura 40 mostra o diagrama de blocos da DFT para estudos da estabilidade da cossimulação. A entrada é composta pelas correntes no referencial estacionário que vem do lado EMT, $[i_\alpha(t) \ i_\beta(t)]^\top$, enquanto a saída é composta pelas partes parte real e imaginária do fasor de corrente, $[I'_R(t) \ I'_M(t)]^\top$. Pode-se construir um diagrama de blocos semelhante quando se usa o algoritmo baseado no LSCF.

Figura 40 – Diagrama de blocos da extração fasorial usando a DFT para aplicação na cossimulação EMT–TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Pode-se reescrever (4.14a) e (4.14b) na forma matricial como se segue,

$$\begin{bmatrix} I'_R(t) \\ I'_M(t) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 2T_{sw}(t) & 0 \\ 0 & 2T_{sw}(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.16)$$

em que o operador $(*)$ representa a convolução e $T_{sw}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{T_{sw}(s)\}$ é a janela deslizante no domínio do tempo.

É importante enfatizar que os comportamentos dinâmicos da DFT e do LSCF serão idênticos, caso seja usada a curva característica mais simples para o método LSCF.

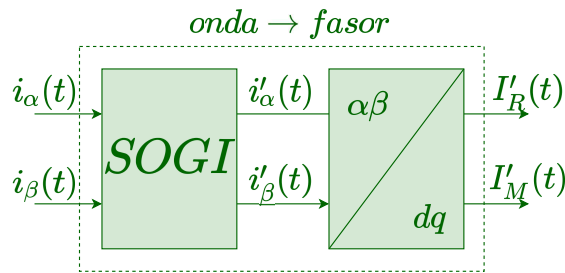
4.2.6 Modelo no domínio da frequência da conversão onda–fasor baseado o SOGI

Na modelagem apresentada para o estudo de estabilidade da cossimulação baseada no SOGI, são consideradas as seguintes hipóteses simplificadoras: (i) a frequência rastreada

pelo PLL será constante e (ii) a frequência do sinal poderá variar em torno do ponto de operação.

Isto posto, pode-se dividir a modelagem do SOGI–TVP em duas partes: (i) geração das componentes $\alpha\beta$ a partir de um sinal de entrada, e (ii) deslocamento na frequência. Da Figura 31 e de (3.36), pode-se demonstrar que o deslocamento na frequência $\varepsilon\{\cdot\} = \{\cdot\}e^{-j\omega_s t}$ pode ser visto como uma transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$, conforme mostra a Figura 41.

Figura 41 – Diagrama de blocos da extração fasorial usando o SOGI–TVP para aplicação na cossimulação EMT–TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Redesenhando o diagrama de blocos da Figura 28, conforme mostrado na Figura 41, e tendo em mente as relações (3.36a) e (3.36b), pode-se escrever as seguintes relações para as parcelas real e imaginária da corrente $i_\alpha(t)$,

$$\begin{bmatrix} I'_\alpha(s) \\ I'_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D(s) \\ Q(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.17a)$$

$$\begin{bmatrix} I'_R(t) \\ I'_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) \\ i'_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.17b)$$

em que $I'_R(t)$ e $I'_M(t)$ são, respectivamente, as partes real e imaginária do fasor extraído, $i_\alpha(t)$ e $i_\beta(t)$ são, respectivamente, as correntes de entrada nas coordenadas α e β , $D(s)$ e $Q(s)$ são, respectivamente, as funções de transferências das correntes $i'_\alpha(t)$ e $i'_\beta(t)$ em função da corrente $i_\alpha(t)$.

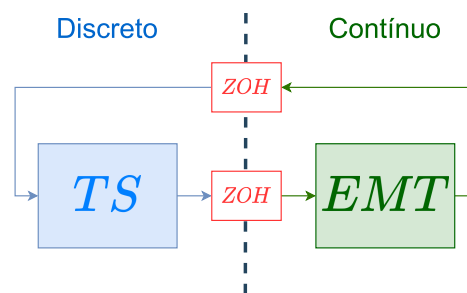
4.2.7 Inclusão dos efeitos da extrapolação e da amostragem devido à comunicação

Dois efeitos devem ser modelados na troca de informação entre os programas TS e EMT: (i) extrapolação de dados entre instantes de comunicação e (ii) atraso de tempo devido à natureza do protocolo de comunicação.

4.2.7.1 Efeito da extrapolação

Devido à natureza discreta das simulações TS e EMT, suas soluções precisam ser obtidas a partir de um método de integração numérico (*e.g.* trapezoidal). Porém, existe uma grande diferença entre os micropassos utilizados em cada ferramenta de simulação. Por exemplo, é comum usar $H = 4$ ms e $h = 50$ μ s, resultando em uma relação alta $H/h = 80$. Desse modo, pode-se modelar matematicamente o EMT no tempo contínuo, enquanto o TS pode ser modelado no tempo discreto, conforme mostra a Figura 42.

Figura 42 – Diagrama de blocos da cossimulação EMT–TS considerando o efeito da extrapolação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Os blocos ZOH na Figura 42 representam exclusivamente o efeito da extrapolação na cossimulação. Este evento não pode ser confundido com a extração fasorial, reconstrução do sinal de onda no EMT ou efeito do protocolo de comunicação.

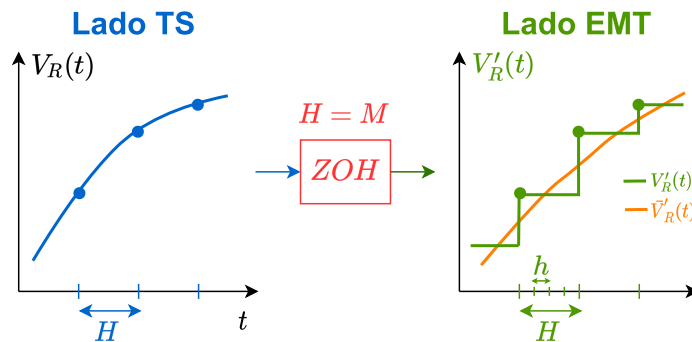
Para o caso em que $h < H$ são menores que o macropasso M , os sinais de entrada na barra de interface devem ser extrapolados entre dois instantes consecutivos de comunicação. Neste trabalho será usado a retenção de ordem zero (do inglês, *Zero-order hold*) (ZOH) para representar o efeito da extrapolação. Conforme ilustrado na Figura 43, o ZOH retém o último valor do sistema discreto até que uma nova amostra seja recebida. O efeito deste bloco na cossimulação pode ser visto como um atraso que gera um erro de fase e de módulo no sinal, e pode ser modelado no domínio da frequência como se segue:

$$T_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-sM}}{sM} \quad (4.18)$$

Observe que o denominador de (4.18) possui o termo M , cujo objetivo é não alterar a energia do sinal extrapolado devido à janela de área unitária (BENEDIKT; DRENTH, 2019).

A Figura 44 (a) mostra a resposta em frequência de (4.18). Foi usado um eixo linear para a frequência e valores absolutos para o eixo do módulo da função de transferência. Note que, se a frequência do sinal de entrada for $1/M$, então o ganho da função de transferência será nulo. Por outro lado, sinais com frequência inferiores, por exemplo

Figura 43 – Representação do efeito da extrapolação na cossimulação EMT–TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

$f = 1/(10M)$, apresentarão uma atenuação de aproximadamente 2 % e um atraso de fase em torno de 17° . Isso mostra que a frequência do sinal que é trocado entre os programas EMT e TS deve ser adequada em relação ao macropasso escolhido para que os efeitos da extrapolação não comprometam a precisão da cossimulação.

A Figura 44 (b) mostra a resposta do ZOH para um sinal de entrada típico da interface TS com 5 Hz para diferentes valores do macropasso M . Cada figura possui três sinais: (i) a forma de onda do sinal de entrada no tempo contínuo (V_{in}), (ii) a forma de onda do sinal de saída no tempo discreto (V_{in}^z) e (iii) a forma de onda aproximada resultante de (4.18) (V_{in}^{zoh}). Observe que a equação de tempo contínuo relacionada ao ZOH retorna o valor médio do sinal amostrado. Esta característica será usada neste trabalho para simplificar a representação do ZOH na modelagem matemática da cossimulação.

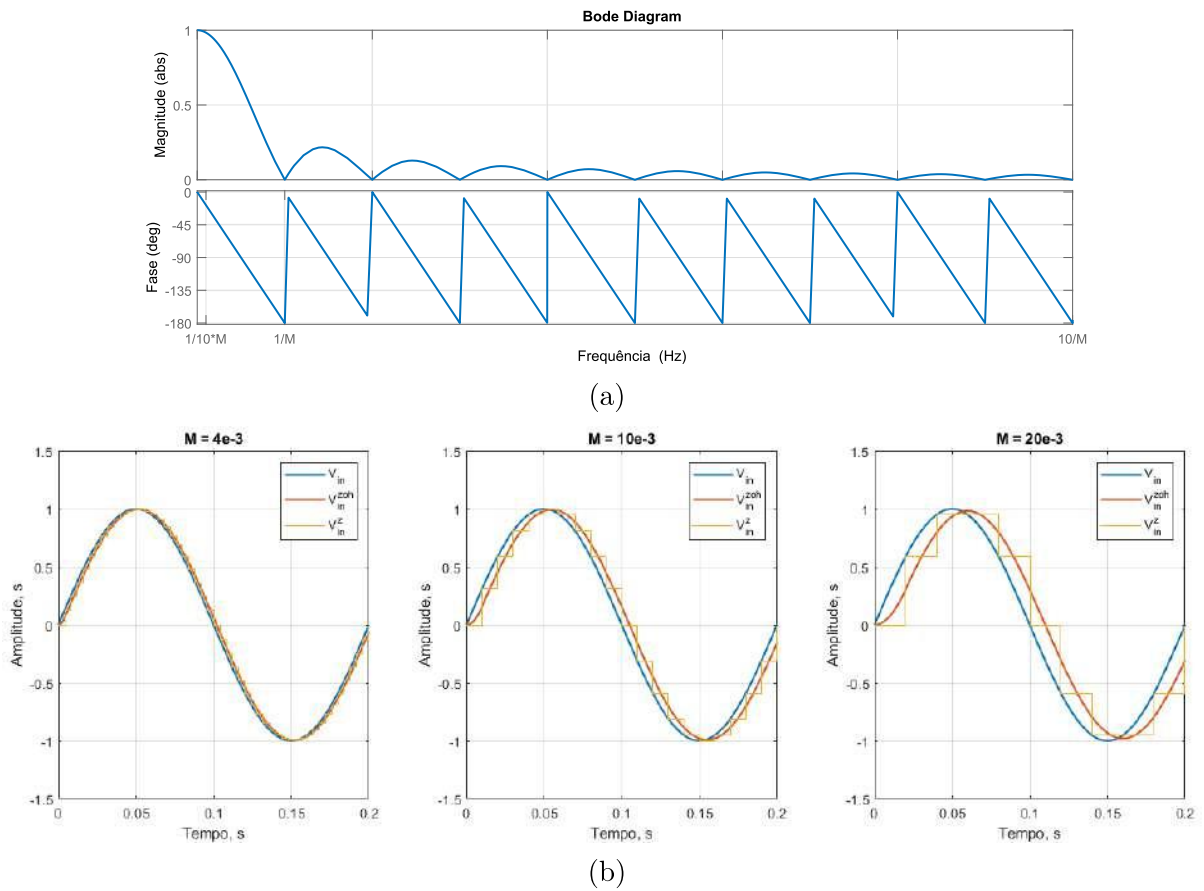
Resumindo, o efeito da extrapolação irá aparecer tanto na comunicação do TS para o EMT, quanto vice-versa. Contudo, considerando que h é muito menor que H , pode-se simplificar a modelagem fazendo com que o macropasso seja idêntico ao passo do TS, isto é, $M = H$. Com isso, o sistema TS será simulado com a mesma taxa do passo de comunicação entre os dois programas. Como consequência, o sinal do EMT será amostrado com uma taxa M e enviado ao TS sem necessidade de fazer nenhuma extrapolação, ou seja, sem alteração de amplitude e fase. A característica anterior permite simplificar o diagrama de blocos da Figura 42 conforme mostrado na Figura 45.

4.2.7.2 Efeito da amostragem

Durante a cossimulação EMT e TS ocorrem atrasos na troca de informação entre os dois ambientes em consequência do protocolo de comunicação adotado:

- protocolo serial: com prioridade no TS ou no EMT.
- protocolo paralelo: com os sistemas TS e EMT sendo executados simultaneamente.

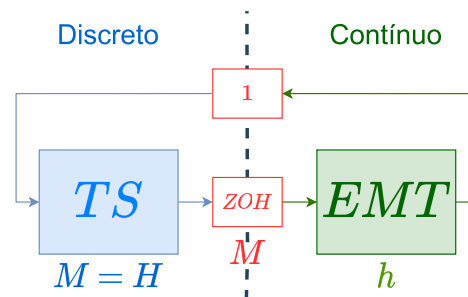
Figura 44 – Exemplo numérico da variação da amplitude e fase do sinal senoidal, devido à extrapolação, para diferentes valores de macropasso na cossimulação EMT–TS.



Legenda: (a) resposta em frequência do ZOH, (b) efeito do macropasso M no sinal extrapolado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

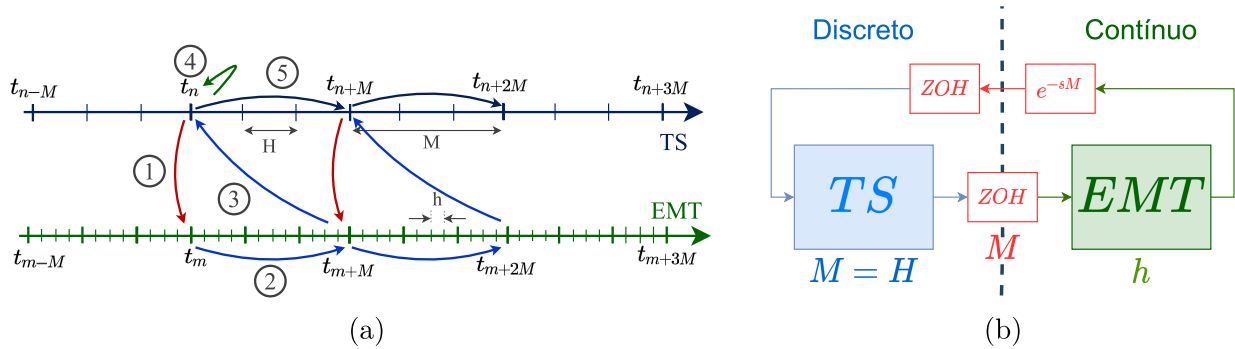
Figura 45 – Simplificação do diagrama de blocos da cossimulação para $h \ll H$ e $H = M$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Os efeitos desses atrasos devem ser incluídos no modelo matemático quando se deseja avaliar a estabilidade do processo de cossimulação. No protocolo serial, um sistema é resolvido por vez e no final da etapa é realizado a troca de dados. A prioridade define

Figura 46 – Representação genérica do protocolo serial com prioridade TS utilizada na análise de estabilidade da cossimulação EMT–TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) linha do tempo do protocolo serial com prioridade TS e (b) diagrama de blocos do protocolo serial com prioridade TS e representação do atraso na comunicação.

que programa será resolvido primeiro e qual será resolvido em seguida. A análise para a estabilidade apenas levará em conta o protocolo serial com prioridade no TS, pois este é o mais encontrado na literatura, conforme revisão na Subseção 2.4.1. Os protocolos paralelo e o com prioridade no EMT não serão abordados nesse trabalho.

A Figura 46 (a)² mostra o diagrama de tempo do protocolo serial com prioridade TS. A linha do tempo superior está ligada ao TS, enquanto a inferior está relacionada ao EMT. Repare que o sinal que chega do TS para o EMT não possui atraso de tempo. Por outro lado, o sinal que chega do EMT para o TS sempre possui um atraso de um macropasso M devido ao processo de comunicação serial. Já a Figura 46 (b) mostra o diagrama de blocos da cossimulação representando os principais efeitos da comunicação em uma modelagem contínua: (i) a extrapolação e (ii) o atraso de transporte. Repare que na Figura 46 (b) foi representado o efeito de extrapolação ZOH do sinal que chega no TS por completude, considerando o caso geral que $H > M$. Porém, conforme discutido na Subsubseção 4.2.7.1, caso $H = M$ o ZOH tem ganho unitário.

A equação do atraso de transporte no tempo de um macropasso M é dada no domínio de Laplace por,

$$T_{D,M}(s) = e^{-sM} \quad (4.19)$$

Para o protocolo serial, o atraso ocorre apenas para o sistema com prioridade na execução, enquanto o sistema sem prioridade não apresenta atraso. Por outro lado, para o protocolo paralelo, existe atraso para os dois sistemas. Ambos protocolos, além do atraso,

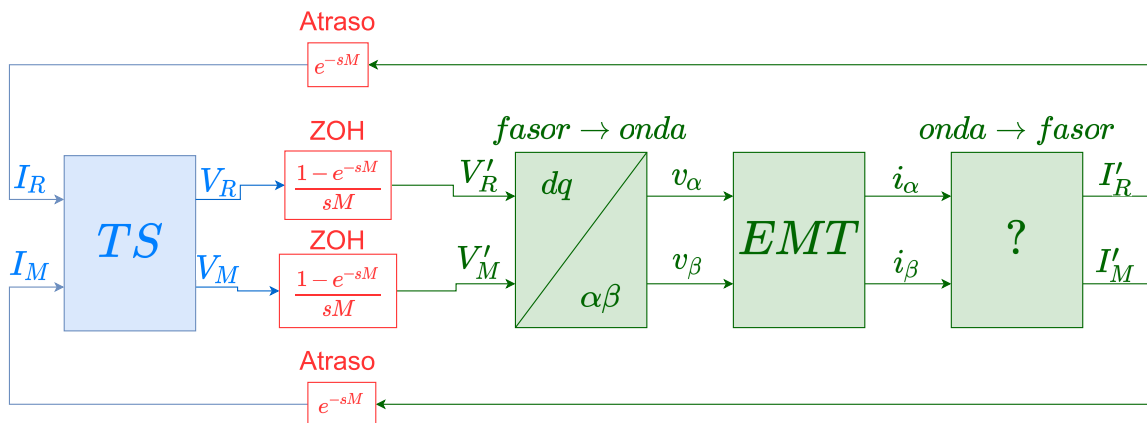
² A Figura 46 é genérica e contém todas as representações da comunicação e protocolos. Conforme mencionado na Subsubseção 4.2.7.1, uma simplificação do efeito de comunicação do sinal EMT→TS pode ser feita se $H = M$. Neste caso, pode-se aproximar o ZOH como ganho unitário.

possuem um efeito ZOH, devido à extrapolação na comunicação.

Vale ressaltar que a análise dos efeitos da comunicação no domínio discreto, a princípio, pode parecer a melhor alternativa. No entanto, o grau de complexidade aumenta muito. Devido à grande diferença de micropassos e macropassos, os atrasos facilmente atingiriam a ordem de dezenas, por exemplo, é comum a relação $H/h > 50$. Dessa forma, optou-se como abordagem inicial a modelagem no tempo contínuo com intuito de simplificar a análise e observar tendências.

Finalmente, a Figura 47 mostra um diagrama esquemático da cossimulação de forma genérica, considerando os efeitos (i) da extrapolação de dados entre instantes de troca de informação e (ii) do atraso de tempo devido ao protocolo de comunicação serial adotado como referência.

Figura 47 – Diagrama de blocos genérico para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não–iterativa considerando efeitos da comunicação: (i) ZOH devido à extrapolação e (ii) o atraso de transporte devido ao protocolo serial com prioridade TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

4.2.8 Modelos desenvolvidos

Os modelos matemáticos descritos a seguir foram separados em quatro grupos, em função dos métodos de extração fasorial, DFT³ e SOGI–TVP e, desconsiderando e considerando os efeitos da comunicação. Todas as análises e modelos desenvolvidos serão feitos no sistema referencial estático $\alpha\beta$.

Modelo A: DFT sem comunicação: neste modelo foi utilizada a DFT como método de extração e não foram considerados os efeitos da comunicação e do protocolo na cossimulação;

³ O modelo dinâmico do método de extração LSCF é idêntico ao do método da DFT.

Modelo B: SOGI–TVP sem comunicação: neste modelo foi utilizado o SOGI–TVP como método de extração e não foram considerados os efeitos da comunicação e do protocolo na cossimulação;

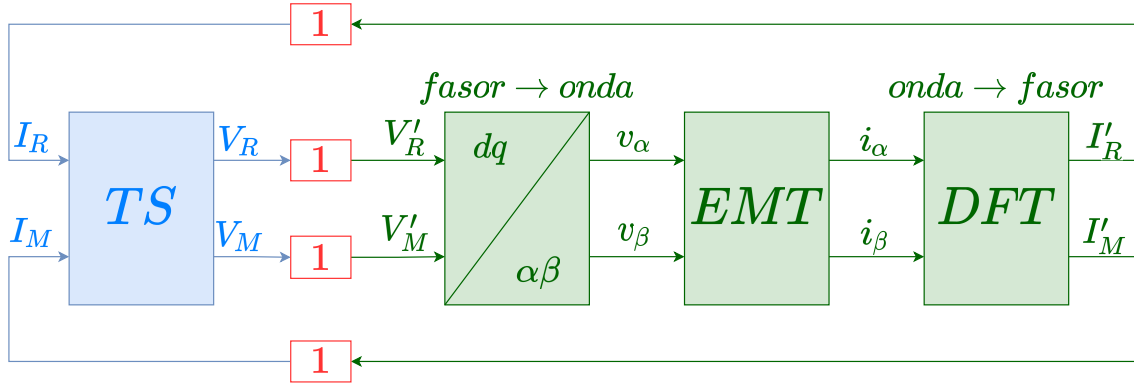
Modelo C: DFT com comunicação: neste modelo foi utilizada a DFT como método de extração e foram considerados os efeitos da comunicação e do protocolo na cossimulação;

Modelo D: SOGI–TVP com comunicação: neste modelo foi utilizado o SOGI–TVP como método de extração e foram considerados os efeitos da comunicação e do protocolo na cossimulação;

4.2.8.1 Modelo A: DFT sem comunicação

A Figura 48 mostra o diagrama de blocos para a cossimulação EMT-TS considerando a DFT como método de extração fasorial e desprezando a comunicação. Neste caso $I'_R(t) = I_R(t)$, $I'_M(t) = I_M(t)$, $V'_R(t) = V_R(t)$ e $V'_M(t) = V_M(t)$.

Figura 48 – Diagrama de blocos para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não-iterativa para o método de extração fasorial DFT desconsiderando efeitos da comunicação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Escrevendo (4.5) no sistema referencial estacionário $\alpha\beta$ e pré-multiplicando a equação resultante por (4.10), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R(t) \\ V_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_M(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \right) \quad (4.20)$$

que pode ser escrita como se segue,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

em que $\Delta v_\alpha(t)$ e $\Delta v_\beta(t)$ são as quedas de tensão na impedância equivalente no referencial síncrono.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Substituindo (4.16) em (4.22) chega-se a:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \left(\left\{ \begin{bmatrix} 2T_{sw}(t) & 0 \\ 0 & 2T_{sw}(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \right) \quad (4.23)$$

ou ainda,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} R_{th}T_A(t) & -X_{th}T_A(t) \\ X_{th}T_A(t) & R_{th}T_A(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.24)$$

em que

$$T_A(s) = 2T_{sw}(s) = 2 \left(\frac{1 - e^{-sT_o}}{sT_o} \right) \quad (4.25)$$

Pode-se ainda reescrever (4.24) de forma compacta, baseado em demonstrações do Apêndice B, como se segue,

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,A}(s) & -T_{q,A}(s) \\ T_{q,A}(s) & T_{p,A}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha(s) \\ I_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

em que,

$$T_{p,A}(s) = \frac{1}{2} (R_{th}T_{+,A}(s) - jX_{th}T_{-,A}(s)) \quad (4.27a)$$

$$T_{q,A}(s) = \frac{1}{2} (jR_{th}T_{-,A}(s) + X_{th}T_{+,A}(s)) \quad (4.27b)$$

sendo,

$$T_{+,A}(s) = T_A(s + j\omega_o) + T_A(s - j\omega_o) \quad (4.28a)$$

$$T_{-,A}(s) = T_A(s + j\omega_o) - T_A(s - j\omega_o) \quad (4.28b)$$

Usando a aproximação de Padé de 1ª ordem pode-se reescrever $T_{sw}(s)$ como se segue:

$$T_{sw}(s) \approx \frac{1 - \frac{2-sT_o}{2+sT_o}}{sT_o} = \frac{1}{s\left(\frac{T_o}{2}\right) + 1} \quad (4.29)$$

Substituindo (4.29) em (4.27a) e (4.27b) chega-se,

$$T_{p,A}(s) = \frac{s(4R_{th}T_o) + (8R_{th} - 4T_oX_{th}\omega_o)}{s^2(T_o^2) + s(4T_o) + (4 + (T_o\omega_o)^2)} \quad (4.30a)$$

$$T_{q,A}(s) = \frac{s(4X_{th}T_o) + (8X_{th} - 4T_oR_{th}\omega_o)}{s^2(T_o^2) + s(4T_o) + (4 + (T_o\omega_o)^2)} \quad (4.30b)$$

Como a extração fasorial é feita apenas com a componente $i_\alpha(t)$, pode-se considerar $I_\beta(s) = 0$ em (4.26), resultando:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,A}(s) \\ T_{q,A}(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.31)$$

que pode ser escrito na forma de espaço de estados conforme mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{4+T_o^2\omega_o}{T_o^2} & -\frac{4}{T_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_o^2} \end{bmatrix} i_\alpha \quad (4.32a)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8R_{th} - 4T_oX_{th}\omega_o & 4T_oR_{th} \\ 8X_{th} + 4T_oR_{th}\omega_o & 4T_oX_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_\alpha \quad (4.32b)$$

Concatenando (4.7) com (4.32) e usando (4.21), tem-se:

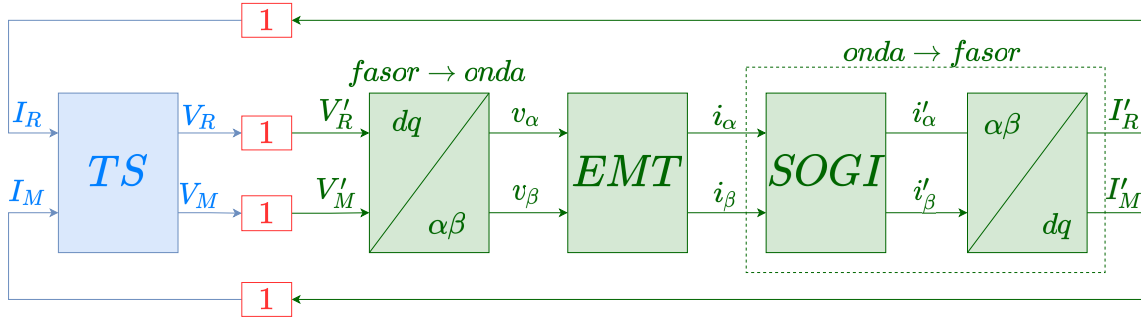
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{v}_{c,\alpha} \\ \dot{v}_{c,\beta} \\ \Delta \dot{v}_\alpha \\ \Delta \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & 0 & -\frac{8R_{th}-4T_oX_{th}\omega_o}{L_t} & -\frac{4T_oR_{th}}{L_t} \\ 0 & -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{8X_{th}+4T_oR_{th}\omega_o}{L_t} & -\frac{4T_oX_{th}}{L_t} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{T_o^2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{4+T_o^2\omega_o^2}{T_o^2} & -\frac{4}{T_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{c,\alpha} \\ v_{c,\beta} \\ \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

O modelo dinâmico da cossimulação usando o método de extração fasorial baseado na DFT, desprezando os atrasos da comunicação, possui 2 estados adicionais quando comparado ao sistema original devido à dinâmica da janela deslizante. Pode-se observar que, além dos parâmetros do sistema, a estabilidade da cossimulação depende também do período da janela deslizante. Uma análise numérica será feita adiante para determinar a sensibilidade dos principais parâmetros do modelo.

4.2.8.2 Modelo B: SOGI-TVP sem comunicação

A Figura 49 mostra o diagrama de blocos para a cossimulação EMT-TS considerando o SOGI-TVP como método de integração e desprezando a comunicação. Neste caso $I'_R(t) = I_R(t)$, $I'_M(t) = I_M(t)$, $V'_R(t) = V_R(t)$ e $V'_M(t) = V_M(t)$.

Figura 49 – Diagrama de blocos para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS não-iterativa usando o método de extração fasorial SOGI–TVP, desconsiderando efeitos da comunicação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Dado que os efeitos da comunicação foram negligenciados, pode-se aproveitar (4.21) e (4.22). Substituindo (4.17b) em (4.22),

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) \\ i'_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Como a matriz é simétrica, pode-se chegar a,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) \\ i'_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Sabendo que a extração fasorial é feita apenas com a componente $i_\alpha(t)$, pode-se considerar $I_\beta(s) = 0$. Aplicando a Transformada de Laplace em (4.35) e substituindo em (4.17a),

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(s) \\ Q(s) \end{bmatrix} [I_\alpha(s)] \quad (4.36)$$

que pode ser reescrito no formato de espaço de estados como se segue,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_o^2 & -k\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_\alpha \quad (4.37a)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -X_{th}k\omega_o^2 & R_{th}k\omega_o \\ -R_{th}k\omega_o^2 & X_{th}k\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_\alpha \quad (4.37b)$$

Concatenando (4.7) e (4.37), e usando (4.21), chega-se a:

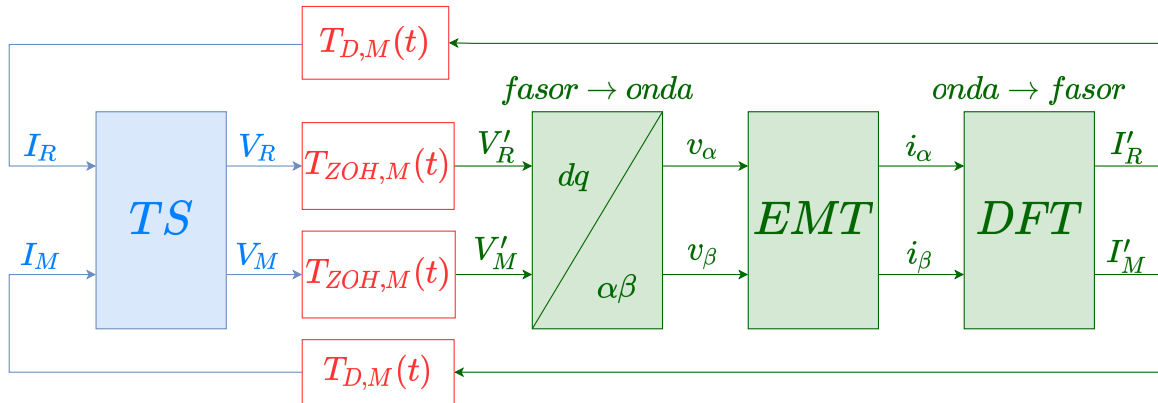
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{v}_{c,\alpha} \\ \dot{v}_{c,\beta} \\ \Delta\dot{v}_\alpha \\ \Delta\dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & 0 & \frac{X_{th}k\omega_o^2}{L_t} & -\frac{R_{th}k\omega_o}{L_t} \\ 0 & -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{R_{th}k\omega_o^2}{L_t} & -\frac{X_{th}k\omega_o}{L_t} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -\omega_o^2 & -k\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{c,\alpha} \\ v_{c,\beta} \\ \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

O modelo dinâmico da cossimulação usando o método de extração fasorial baseado no SOGI-TVP, desprezando os efeitos da comunicação, adiciona 2 estados ao sistema de equações original devido à dinâmica do SOGI-TVP. Pode-se observar que, além dos parâmetros do sistema, a estabilidade da cossimulação depende também da frequência de ressonância do SOGI e do ganho k .

4.2.8.3 Modelo C: DFT com comunicação

A Figura 50 mostra o diagrama de blocos para a cossimulação EMT-TS quando se usa a DFT como método de extração fasorial, considerando os atrasos provocados pela comunicação entre os dois ambientes: (i) ZOH devido à extrapolação e (ii) o atraso de transporte devido ao protocolo serial com prioridade TS. Neste caso, a corrente enviada para o TS possui um atraso dado por (4.19), enquanto a tensão enviada para o EMT possui o efeito de extrapolação modelado por (4.18).

Figura 50 – Diagrama de blocos para o estudo da estabilidade da cossimulação EMT-TS não-iterativa usando o método de extração fasorial DFT, considerando os atrasos devido à comunicação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

De (4.19) pode se escrever,

$$\begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} T_{D,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{D,M}(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} I'_R(t) \\ I'_M(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.39)$$

sendo que o símbolo (*) denota a operação de convolução.

De (4.18) pode se escrever,

$$\begin{bmatrix} V'_R(t) \\ V'_M(t) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZOH,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZOH,M}(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.40)$$

Substituindo (4.40) em (4.22),

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZOH,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZOH,M}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.41)$$

Substituindo (4.5) em (4.41),

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZO,H,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZO,H,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_M(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R(t) \\ I_M(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (4.42)$$

Substituindo (4.39) em (4.42),

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZO,H,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZO,H,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_M(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{D,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{D,M}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I'_R(t) \\ I'_M(t) \end{bmatrix} \right\} \right) \right\} \quad (4.43)$$

De (4.43) pode-se determinar,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

em que,

$$\begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} T_{ZO,H,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZO,H,M}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_M(t) \end{bmatrix} \right) \quad (4.45a)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZO,H,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZO,H,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{D,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{D,M}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I'_R(t) \\ I'_M(t) \end{bmatrix} \right\} \right) \right\} \quad (4.45b)$$

Substituindo (4.16) em (4.45b),

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZO,H,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZO,H,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{D,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{D,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} 2T_{sw}(t) & 0 \\ 0 & 2T_{sw}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \right) \right\} \quad (4.46)$$

De (4.46) pode-se escrever,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{th}T_C(t) & -X_{th}T_C(t) \\ X_{th}T_C(t) & R_{th}T_C(t) \end{bmatrix} * \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.47)$$

em que,

$$T_C(t) = T_{ZOH,M}(t) * T_{D,M}(t) * 2T_{sw}(t) \quad (4.48)$$

aplicando a Transformada de Laplace em (4.48),

$$T_C(s) = T_{ZOH,M}(s)T_{D,M}(s)2T_{sw}(s) = \frac{1 - e^{-sM}}{sM} e^{-sM} 2 \frac{1 - e^{-sT_o}}{sT_o} \quad (4.49)$$

Pode-se demonstrar, vide Apêndice B, que (4.47) pode ser vista como,

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,C}(s) & -T_{q,C}(s) \\ T_{q,C}(s) & T_{p,C}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha(s) \\ I_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

em que,

$$T_{p,C}(s) = \frac{1}{2} (R_{th}T_{+,C}(s) - jX_{th}T_{-,C}(s)) \quad (4.51a)$$

$$T_{q,C}(s) = \frac{1}{2} (jR_{th}T_{-,C}(s) + X_{th}T_{+,C}(s)) \quad (4.51b)$$

em que,

$$T_{+,C}(s) = T_C(s + j\omega_o) + T_A(s - j\omega_o) \quad (4.52a)$$

$$T_{-,C}(s) = T_C(s + j\omega_o) - T_A(s - j\omega_o) \quad (4.52b)$$

Fazendo as seguintes aproximações,

$$T_{sw}(s) \approx \frac{1 - \frac{2-sT_o}{2+sT_o}}{sT_o} = \frac{1}{s \left(\frac{T_o}{2} \right) + 1} \quad (4.53a)$$

$$T_{ZOH,M}(s)T_{D,M}(s) \approx \frac{1}{s1,5M + 1} \quad (4.53b)$$

em que o produto $T_{ZOH,M}(s)T_{D,M}(s)$ pode ser aproximado como um filtro de primeira ordem, conforme Yao et al. (2016).

Substituindo (4.53) em (4.49) pode-se encontrar,

$$T_{p,C}(s) = \frac{\rho_2 s^2 + \rho_1 s + \rho_o}{\lambda_4 s^4 + \lambda_3 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s^1 + \lambda_o} \quad (4.54a)$$

$$T_{q,C}(s) = \frac{\sigma_2 s^2 + \sigma_1 s + \sigma_o}{\lambda_4 s^4 + \lambda_3 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s^1 + \lambda_o} \quad (4.54b)$$

em que,

$$\rho_2 = 24MR_{th}T_o \quad (4.55a)$$

$$\rho_1 = 16R_{th}T_o + 48MR_{th} - 48MX_{th}T_o\omega_o \quad (4.55b)$$

$$\rho_o = 32R_{th} - 48MX_{th}\omega_o - 16X_{th}T_o\omega_o - 24MR_{th}T_o\omega_o^2 \quad (4.55c)$$

$$\sigma_1 = 16X_{th}T_o + 48MX_{th} + 48MR_{th}T_o\omega_o \quad (4.55d)$$

$$\sigma_2 = 24MX_{th}T_o \quad (4.55e)$$

$$\sigma_o = 32X_{th} + 48MR_{th}\omega_o + 16R_{th}T_o\omega_o - 24MX_{th}T_o\omega_o^2 \quad (4.55f)$$

$$\lambda_4 = 9M^2T_o^2 \quad (4.55g)$$

$$\lambda_3 = 36M^2T_o + 12MT_o^2 \quad (4.55h)$$

$$\lambda_2 = 18M^2T_o^2\omega_o^2 + 36M^2 + 48MT_o + 4T_o^2 \quad (4.55i)$$

$$\lambda_1 = 36M^2T_o\omega_o^2 + 12MT_o^2\omega_o^2 + 48M + 16T_o \quad (4.55j)$$

$$\lambda_o = 9M^2T_o^2\omega_o^4 + 36M^2\omega_o^2 + 4T_o^2\omega_o^2 + 16 \quad (4.55k)$$

Pode-se escrever (4.54) na forma de espaço de estados,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\lambda_o}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_2}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_3}{\lambda_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\lambda_4} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.56a)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_o & \rho_1 & \rho_2 & 0 \\ \sigma_o & \sigma_1 & \sigma_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.56b)$$

Concatenando (4.7) e (4.56) usando (4.44),

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{v}_{c,\alpha} \\ \dot{v}_{c,\beta} \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & 0 & -\frac{\rho_o}{L_t} & -\frac{\rho_1}{L_t} & -\frac{\rho_2}{L_t} & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{\sigma_o}{L_t} & -\frac{\sigma_1}{L_t} & -\frac{\sigma_2}{L_t} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{\lambda_4} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\lambda_o}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_2}{\lambda_4} & -\frac{\lambda_3}{\lambda_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{c,\alpha} \\ v_{c,\beta} \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

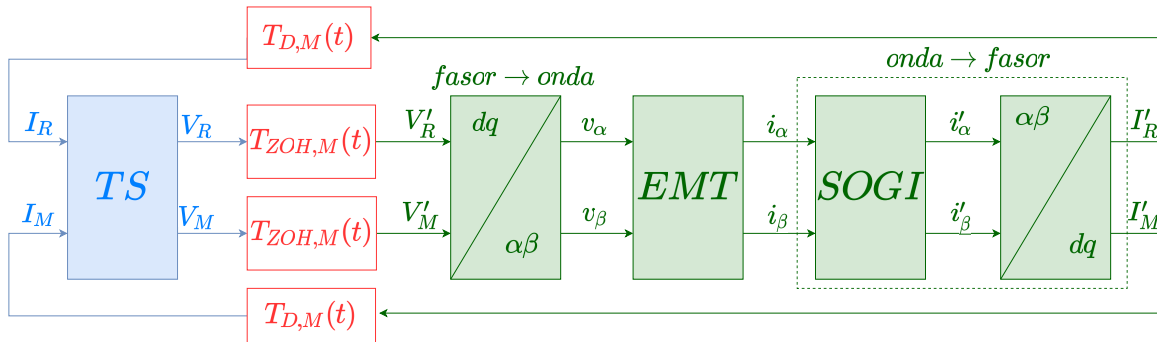
O modelo da cossimulação para a extração fasorial usando a DFT e considerando os efeitos da comunicação adicionou mais 4 estados ao sistema original devido às dinâmicas

da janela deslizante e da comunicação. Além dos parâmetros do sistema, a estabilidade da cossimulação depende também do período da janela deslizante e do macropasso.

4.2.8.4 Modelo D: SOGI-TVP com comunicação

A Figura 51 mostra o diagrama de blocos para a cossimulação EMT-TS considerando o SOGI-TVP como método de integração e levando em conta os efeitos da comunicação. Neste caso, a corrente que vai para o TS possui o atraso dado em (4.19) e a tensão que vai para o EMT possui o efeito de extrapolação dado em (4.18).

Figura 51 – Caso D: diagrama de blocos para o estudo da estabilidade da cossimulação EMT-TS não-iterativa para o método de extração fasorial SOGI-TVP considerando efeitos da comunicação: (i) ZOH devido à extrapolação e (ii) o atraso de transporte devido ao protocolo serial com prioridade TS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

As expressões (4.39) e (4.40) também podem ser usadas no contexto do SOGI-TVP. Sendo assim, (4.43), (4.44) e (4.45) são válidas para o SOGI-TVP.

Substituindo (4.17b) em (4.45b),

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{ZOH,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{ZOH,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} R_{th} & -X_{th} \\ X_{th} & R_{th} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} T_{D,M}(t) & 0 \\ 0 & T_{D,M}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) \\ i'_\beta(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \right\} \quad (4.58)$$

De (4.58) pode-se escrever,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} R_{th}T_D(t) & -X_{th}T_D(t) \\ X_{th}T_D(t) & R_{th}T_D(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) \\ i'_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.59)$$

em que,

$$T_D(t) = T_{ZOH,M}(t) * T_{D,M}(t) \quad (4.60)$$

aplicando a Transformada de Laplace em (4.60),

$$T_D(s) = T_{ZOH,M}(s)T_{D,M}(s) = \frac{1 - e^{-sM}}{sM} e^{-sM} \quad (4.61)$$

Pode-se mostrar, vide Apêndice B, que (4.59) pode ser vista como,

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,D}(s) & -T_{q,D}(s) \\ T_{q,D}(s) & T_{p,D}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_\alpha(s) \\ I'_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

em que,

$$T_{p,D}(s) = \frac{1}{2} (R_{th}T_{+,D}(s) - jX_{th}T_{-,D}(s)) \quad (4.63a)$$

$$T_{q,D}(s) = \frac{1}{2} (jR_{th}T_{-,D}(s) + X_{th}T_{+,D}(s)) \quad (4.63b)$$

sendo que,

$$T_{+,D}(s) = T_D(s + j\omega_o) + T_D(s - j\omega_o) \quad (4.64a)$$

$$T_{-,D}(s) = T_D(s + j\omega_o) - T_D(s - j\omega_o) \quad (4.64b)$$

Fazendo a seguinte aproximação usada por Yao et al. (2016),

$$T_{ZO,H,M}(s)T_{D,M}(s) \approx \frac{1}{s1,5M + 1} \quad (4.65)$$

Substituindo (4.65) em (4.61) pode-se encontrar,

$$T_{p,D}(s) = \frac{\rho_1 s + \rho_o}{\lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_o} \quad (4.66a)$$

$$T_{q,D}(s) = \frac{\sigma_1 s + \sigma_o}{\lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_o} \quad (4.66b)$$

em que,

$$\rho_1 = 6MR_{th} \quad (4.67a)$$

$$\rho_o = 4R_{th} - 6MX_{th}\omega_o \quad (4.67b)$$

$$\sigma_2 = 6MX_{th} \quad (4.67c)$$

$$\sigma_o = 4X_{th} - 6MR_{th}\omega_o \quad (4.67d)$$

$$\lambda_2 = 9M^2 \quad (4.67e)$$

$$\lambda_1 = 12M \quad (4.67f)$$

$$\lambda_o = 4 + 9M^2\omega_o^2 \quad (4.67g)$$

Escrevendo (4.66) em espaço de estados,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 - \frac{\lambda_o}{\lambda_2} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{\lambda_o}{\lambda_2} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\lambda_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (4.68a)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_\alpha \\ \Delta v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_o & \rho_1 & -\sigma_o & -\sigma_1 \\ \sigma_o & \sigma_1 & \rho_o & \rho_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (4.68b)$$

Pode-se escrever (4.17a) em espaço de estados,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 - \omega_o^2 & -k\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [i_\alpha] \quad (4.69a)$$

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k\omega_o \\ k\omega_o^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [i_\alpha] \quad (4.69b)$$

Concatenando (4.7), (4.68) e (4.69), tem-se,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ \dot{v}_{c,\alpha} \\ \dot{v}_{c,\beta} \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & 0 & -\frac{\rho_o}{L_t} & -\frac{\rho_1}{L_t} & \frac{\sigma_0}{L_t} & \frac{\sigma_1}{L_t} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{L_t} & 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{\sigma_o}{L_t} & -\frac{\sigma_1}{L_t} & -\frac{\rho_o}{L_t} & -\frac{\rho_1}{L_t} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\lambda_0}{\lambda_2} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{k\omega_o^2}{\lambda_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\lambda_0}{\lambda_2} & -\frac{\lambda_1}{\lambda_2} & \frac{k\omega_o^2}{\lambda_2} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_o^2 & -k\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{c,\alpha} \\ v_{c,\beta} \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

O modelo da cossimulação para a extração fasorial usando o SOGI-TVP, considerando também os efeitos da comunicação, adicionou mais 6 estados ao sistema original devido às dinâmicas do SOGI e da comunicação. Além dos parâmetros do sistema, a estabilidade da cossimulação depende também da frequência de ressonância do SOGI, do ganho k e do macropasso.

4.2.8.5 Generalização da modelagem dinâmica da cossimulação

Os modelos dinâmicos em (4.33), (4.38), (4.57), e (4.70) foram obtidos para aproximações específicas, no intuito de simplificar o entendimento. Por exemplo, o ZOH usou uma aproximação de Padé de 1ª ordem na maioria dos casos e a multiplicação do ZOH e do atraso foram aproximados por um filtro de 1ª ordem, conforme Yao et al. (2016). A principal vantagem dessas aproximações é obter um modelo de ordem reduzida e a principal desvantagem é a redução da precisão do modelo.

Com intuito de melhorar a precisão dos modelos dinâmicos, é possível elaborar uma abordagem genérica para a obtenção do modelo em espaço de estados para qualquer tipo de extração fasorial e qualquer aproximação do atraso.

Considerando que a parte EMT sempre possui a forma,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha(t) \\ \dot{i}_\beta(t) \\ \dot{v}_\alpha(t) \\ \dot{v}_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \vdots \\ & \mathbf{A}_{1,234} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1 \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

em que,

$$\mathbf{A}_{1,1} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} \\ 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_{1,234} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 \\ -\frac{R_t}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

Já o TS é composto pela equação algébrica,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta v_\alpha(t) \\ \Delta v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

e pelas dinâmicas da extração fasorial e da comunicação. Para o Caso A - Extração fasorial usando a DFT sem comunicação, tem-se para $I_\beta(s) = 0$:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,A}(s) \\ T_{q,A}(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.74)$$

Para o Caso B - Extração fasorial usando a SOGI-TVP sem comunicação, tem-se para $I_\beta(s) = 0$:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,B}(s) \\ T_{q,B}(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.75)$$

Para o Caso C - Extração fasorial usando a DFT com comunicação, tem-se para $I_\beta(s) = 0$:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,C}(s) \\ T_{q,C}(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.76)$$

Para o Caso D - Extração fasorial usando o SOGI-TVP com comunicação, tem-se para $I_\beta(s) = 0$:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,D}(s) & -T_{q,D}(s) \\ T_{q,D}(s) & T_{p,D}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_\alpha(s) \\ I'_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

$$\begin{bmatrix} I'_\alpha(s) \\ I'_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D(s) \\ Q(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.78)$$

e portanto

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{p,D}(s)D(s) - T_{q,D}(s)Q(s) \\ T_{q,D}(s)D(s) + T_{p,D}(s)Q(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.79)$$

Assim, de forma genérica (4.74), (4.75), (4.76) e (4.79) podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\alpha(s) \\ \Delta V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_\alpha(s) \\ T_\beta(s) \end{bmatrix} I_\alpha(s) \quad (4.80)$$

Escrevendo (4.80) em espaço de estados,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 i_\alpha \quad (4.81a)$$

$$\Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{D}_2 i_\alpha \quad (4.81b)$$

em que $\dot{\mathbf{x}}$ é o vetor de estados com n elementos, \mathbf{A}_2 é a matriz de estados, \mathbf{B}_2 é a matriz de entrada, \mathbf{C}_2 é a matriz de saída e \mathbf{D}_2 é a matriz de transferência direta.

Substituindo (4.81b) em (4.73) e concatenando (4.71) com (4.81a), tem-se,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha(t) \\ \dot{i}_\beta(t) \\ \dot{v}_\alpha(t) \\ \dot{v}_\beta(t) \\ \dot{\mathbf{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_{1,1} + \mathbf{B}_1 \mathbf{D}_2) & \mathbf{A}_{1,234} & -\mathbf{B}_1 \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{B}_2 & \mathbf{Z}_1 & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ \mathbf{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{Z}_2 \end{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (4.82)$$

em que \mathbf{Z}_1 é uma matriz de zeros com n linhas e 3 colunas; e \mathbf{Z}_2 é uma matriz de zeros com n linhas e 2 colunas.

Abrindo (4.82) nas respectivas matrizes, pode-se escrever,

$$\begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} \dot{i}_\alpha(t) \\ \dot{i}_\beta(t) \\ \dot{v}_\alpha(t) \\ \dot{v}_\beta(t) \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{array} \right] \end{array} = \begin{array}{c} \left[\left(\left[\begin{array}{c} -\frac{R_t}{L_t} \\ 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} d_{11} \\ d_{12} \end{array} \right] \right) \right. \\ \left. \left[\begin{array}{ccc} 0 & -\frac{1}{L_t} & 0 \\ -\frac{R_t}{L_t} & 0 & -\frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{array} \right] \right. \\ \left. \left[\begin{array}{ccc} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \right. \\ \left. - \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{cccc} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2n} \end{array} \right] \right. \\ \left. \left[\begin{array}{cccc} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{array} \right] \right. \\ \left. \left[\begin{array}{c} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} e_\alpha \\ e_\beta \end{array} \right] \end{array} \quad (4.83)$$

É interessante neste momento avaliar a ordem da aproximação do atraso e^{-sM} . A modelagem feita nas seções anteriores pode ser estendida para qualquer ordem de aproximação desejada. Por exemplo, a aproximação de 2ª ordem,

$$e^{-sM} \approx \frac{(sM)^2 - 6(Ms) + 12}{(sM)^2 + 6(Ms) + 12} \quad (4.84)$$

ou de 3ª ordem,

$$e^{-sM} \approx \frac{-(sM)^3 + 12(Ms)^2 - 60(sM) + 120}{(sM)^3 + 12(Ms)^2 + 60(sM) + 120} \quad (4.85)$$

no entanto, a complexidade do modelo em espaço de estados aumenta com a ordem da aproximação escolhida, sobretudo por conta do espelhamento da frequência.

É recomendado na literatura que as aproximações devam ser feitas até a 10ª ordem (AGUILERA-NAVARRO et al., 1999). Neste trabalho, com as simulações observadas, verificaram-se grandes variações entre os resultados com a 1ª e 2ª ordens. No entanto, foi observada pouca variação entre os resultados com a 2ª e 3ª ordens. Dessa forma, adotou-se um modelo de 2ª ordem para um bom compromisso entre precisão e custo computacional.

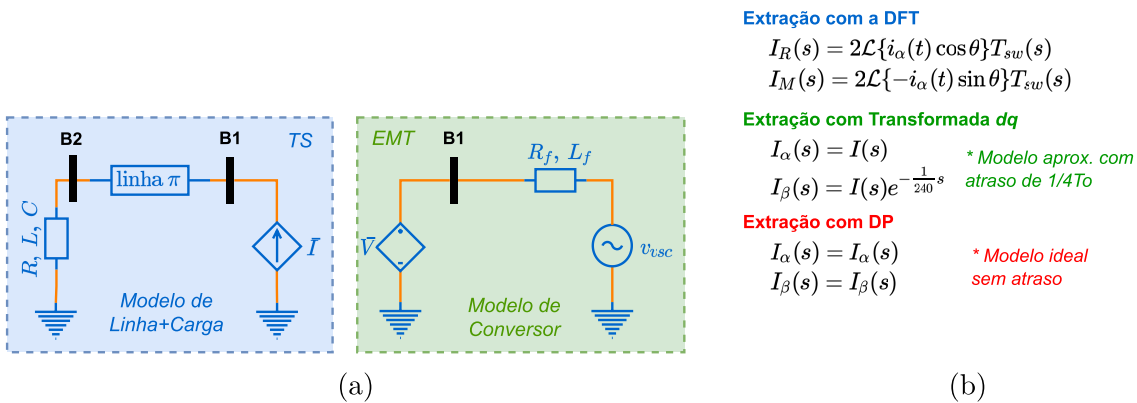
4.3 ESTUDO COMPARATIVO DE MODELOS DE COSSIMULAÇÃO

A ideia desta seção é fazer um estudo da estabilidade da cossimulação baseado nos modelos de extração fasorial abordados e das características da comunicação. Destaca-se que a abordagem aqui detalhada aprofunda a modelagem apresentada por Yu (2018). Em (YU, 2018), o autor usa uma série de aproximações⁴, já neste trabalho nenhuma aproximação é feita e todo desenvolvimento é feito em $\alpha\beta$ usando os cálculos desenvolvidos no Apêndice B. Além disso, no trabalho de Yu (2018) não foram modelados e considerados os feitos da comunicação. Adicionalmente foi incluído o modelo da extração fasorial baseado no SOGI-TVP. Nota-se que o sistema escolhido para teste é composto por uma carga RLC alimentada por uma linha e uma fonte, portanto, estável. Assim, deseja-se verificar se algum ponto de instabilidade ocorre quando se considera a extração fasorial e a comunicação.

Na pesquisa de Yu (2018) foram construídos três modelos de extração fasorial: (i) DP, (ii) atraso 1/4 ou $\alpha\beta$ e (iii) DFT, conforme mostra a Figura 52. O sistema de teste utilizado foi o da integração de um conversor na rede. Considerou-se que o TS era composto de uma carga RLC e uma linha e o EMT continha o inversor, representado por uma fonte de tensão e um filtro RL. Além disso, considerou-se que o circuito equivalente do TS era uma fonte de tensão e o circuito equivalente do EMT é uma fonte de corrente.

⁴ No trabalho de Yu (2018) são feitas simplificações no equacionamento das transformações dq . Por exemplo, os termos de segundo harmônico, discutidos na Seção 3.4, são negligenciados em favor da simplificação do modelo. Este trabalho usou uma abordagem que **não negligenciou** estes fenômenos, em favor de aperfeiçoar a precisão do modelo.

Figura 52 – Circuito utilizado na pesquisa de Yu (2018) a cerca da estabilidade para um sistema simples e desconsiderando efeitos da comunicação.



Legenda: (a) circuito considerado, (b) resumo das equações.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para a extração fasorial usando o DP, admitiu-se que a HT é ideal, logo não houve instabilidade para nenhum caso. No entanto, toda aplicação da HT é uma aproximação de uma transformação não-causal, trazendo prejuízo nos resultados da análise.

Para a extração fasorial usando o a transformação $\alpha\beta - dq$, fez-se uma aproximação do atraso de 1/4 de ciclo da fundamental para a componente β . Porém, conforme relatado na Subseção 3.5.1, esta é apenas uma abordagem dentre as possíveis e a menos utilizada no contexto de PLL. O atraso foi aproximado por um Padé de 2ª ordem. Notou-se que para grandes valores de potência reativa da carga o sistema pode ficar instável.

Para a extração fasorial usando a DFT, foram empregadas algumas simplificações: aproximação de Pade de 2ª ordem para a janela deslizante e simplificação de harmônicos para modelagem em dq . Notou-se que para pequenos valores de potência ativa e reativa da carga, o sistema tende a ficar instável. Aliado a isso, observou-se que, para uma diminuição da resistência ou do indutor do filtro do inversor, existe uma piora a estabilidade.

A Tabela 11 resume as conclusões de Yu (2018).

Tabela 11 – Resumo das conclusões de Yu (2018) a cerca da estabilidade para um sistema simples e desconsiderando efeitos da comunicação.

Método	Estável	Instável
DP	sempre	nunca
$\alpha\beta - dq$	$Q \downarrow$	$Q \uparrow$
DFT	$P \uparrow, Q \uparrow$	$P \downarrow, Q \downarrow$
	$R_f \uparrow, L_f \uparrow$	$R_f \downarrow, L_f \downarrow$

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Este trabalho profunda e amplia a metodologia de modelagem, incluindo o SOGI-

TVP, sem simplificações desnecessárias e para incorporação e análise do efeito da comunicação na cossimulação. Não foram considerados o DP e $\alpha\beta - dq$ como métodos de extração fasorial. O primeiro por ser uma modesta aproximação da extração fasorial e o segundo por não ter sido aplicado, no melhor conhecimento do autor, na literatura de cossimulação EMT-TS.

4.3.1 Variação de parâmetros

Inicialmente, é interessante avaliar quais parâmetros do sistema são mais sensíveis e susceptíveis a causar instabilidade na cossimulação. Para isso, substituiu-se os dados do sistema da Tabela 10 em (4.33), (4.38), (4.57) e (4.70); e calculou-se os autovalores para uma determinada variação de parâmetros quando todos os outros permanecem constantes.

Foi feita uma análise da sensibilidade de diversos parâmetros dos modelos desenvolvidos para a cossimulação EMT-TS. Nestes testes, os seguintes parâmetros da cossimulação foram os mais sensíveis:

1. circuito equivalente de Thévenin, com a variação de R_{th} e X_{th} ;
2. carga no lado EMT, com a variação de P_L e Q_L ;
3. comunicação, com a variação de M .

Desta forma, são feitas análises em cada conjunto de parâmetros buscando encontrar informações e tendências úteis que contribuam para um melhor entendimento da cossimulação a cerca do método de extração fasorial, efeito da comunicação e características do sistema e barra de interface. A Tabela 12 mostra um resumo das análises feitas para cada conjunto de dados.

A Figura 53 mostra a evolução dos autovalores considerando a variação de $0 < X_{th,pu} < 1$ pu ($0 < X_{th} < 705,33 \Omega$). Percebe-se que quanto maior X_{th} , há um movimento de autovalores para o semi-plano direito levando à instabilidade da cossimulação para ambos métodos de extração. Para este conjunto de dados, o SOGI-TVP tem desempenho pior ficando instável para $X_{th,pu} \approx 1$ pu. Isso ocorre tanto para o **Modelo B** sem comunicação quanto para o **Modelo D** com comunicação, apesar deste último indicar que a modelagem da comunicação pode melhorar a característica de estabilidade da cossimulação. Apesar de 1 pu ser um valor alto para o equivalente de Thévenin, essa abordagem é útil para observar as tendências do modelo. Assim, um ponto de um sistema que seja fraco ⁵ pode levar a cossimulação à instabilidade com o SOGI-TVP. Por outro lado, na cossimulação com a DFT, essa instabilidade não ocorre. Porém, pode-se perceber uma tendência de alguns polos a seguirem para o semi-plano direito caso a barra de interface seja mais fraca.

⁵ De acordo com Kundur, Balu e Lauby (1994), quanto menor a potência de curto circuito de uma barra, mais fraco é o sistema naquele ponto.

Tabela 12 – Resumo das análises numéricas dos modelos A , B , C e D feitas para cada conjunto de dados para estudo da estabilidade da cossimulação EMT–TS.

Conjunto de dados	Análise	Figura
Circuito equivalente de Thévenin	Evolução dos autovalores no plano s para variação de X_{th}	Figura 53
	Análise da superfície para variação de $R_{th} \times X_{th}$	Figura 57
	Análise da superfície para variação de $R_{th} \times X_{th}$ com aproximações de Padé para o SOGI–TVP com comunicação	Figura 58
	Análise da superfície para variação de $R_{th} \times X_{th}$ com superfícies de potência ativa	Figura 59
Potência da carga	Evolução dos autovalores no plano s para variação de P_L	Figura 55
	Evolução dos autovalores no plano s para variação de Q_L	Figura 56
	Análise da superfície para variação de $P_L \times Q_L$ para modelos A , B , C , D	Figura 60
	Análise da superfície para variação de $P_L \times Q_L$ para modelos A , B , C , D para superfícies X/R	Figura 61
	Análise da superfície para variação de $P_L \times Q_L$ para modelos A , B , C , D superfícies X/R usando SOGI com compensação CC	Figura 64
	Análise da superfície para variação de $P_L \times Q_L$ para modelos C e D superfícies X/R usando SOGI com compensação CC	Figura 64, Figura 65
Comunicação	Análise da superfície para variação de $R_{th} \times M$ para modelos A , B , C , D	Figura 66
	Análise da superfície para variação de $R_{th} \times X_{th}$ para modelo D com superfícies de macropasso M	Figura 67

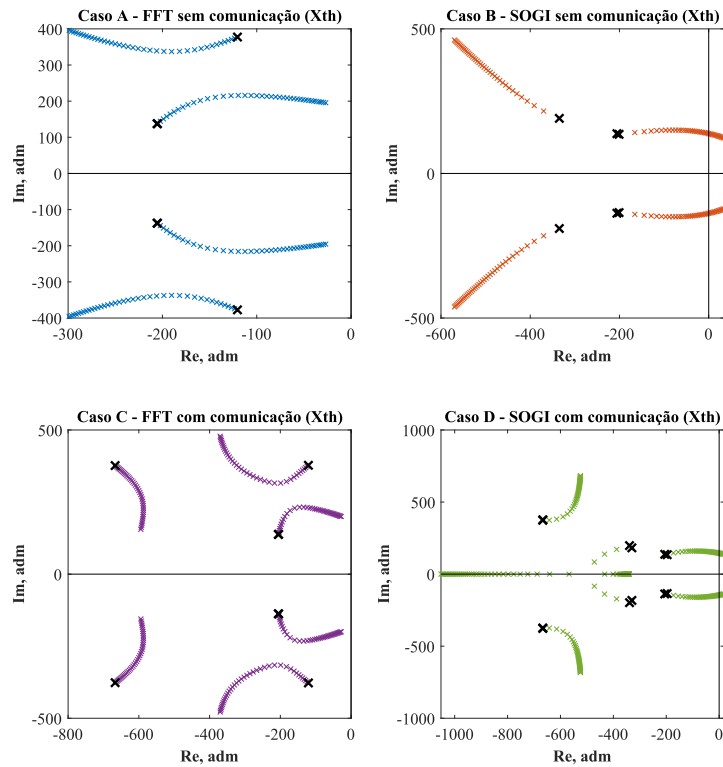
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Segundo Kundur, Balu e Lauby (1994), um sistema CA pode ser considerado fraco sob dois aspectos: (i) impedância alta no ponto em questão e (ii) baixa inércia mecânica. Este trabalho se concentra na questão da impedância. A relação de curto-circuito (do inglês, *Short-circuit ratio*) (SCR) é uma maneira simples de comparar a força relativa entre conexão de sistemas CA com sistemas CC. Analogamente, pode ser útil no contexto da cossimulação com algumas modificações,

$$SCR = \frac{S_{sc}}{S_{int}} \quad (4.86)$$

em que S_{sc} é a potência de curto-circuito na barra de interface em MVA, vista pelo sistema

Figura 53 – Evolução dos autovalores dos modelos dinâmicos (Equação (4.83)) considerando uma variação de $0 < X_{th,pu} < 1$ pu quando todos os outros valores permanecem fixos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - SOGI-TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - SOGI-TVP com comunicação.

que injeta potência, e S_{int} é a potência que flui pela interface em MVA.

A potência de curto-circuito é dada pela equação,

$$S_{sc} = \frac{E_{ac}^2}{Z_{th}} \quad (4.87)$$

em que E_{ac} é a tensão na barra de interface e Z_{th} é o valor absoluto da impedância equivalente de Thévenin.

O valor de SCR dá indícios da força do sistema. Assim, o sistema pode ser, tradicionalmente, classificado como,

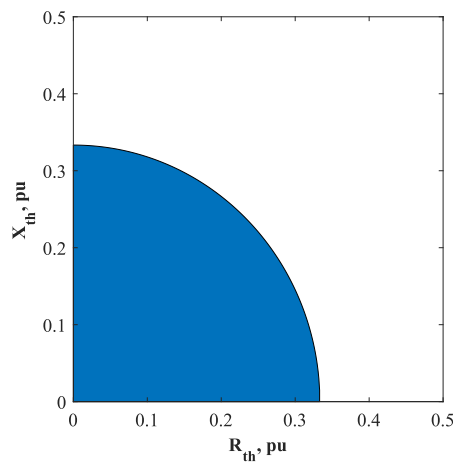
- **Forte:** $SCR > 5$;
- **Moderado:** $3 < SCR < 5$;
- **Fraco:** $SCR < 3$;

Considerando um $SCR > 3$ para um sistema moderado a forte, pode-se escrever usando (4.86) e (4.87),

$$Z_{th} < \frac{E_{ac}^2}{3S_{int}} \quad (4.88)$$

Substituindo os valores da Tabela 10, pode-se achar que $Z_{th} < 0,3294$ pu. A Figura 54 mostra a região de valores de R_{th} e X_{th} em pu que o sistema pode ser considerado moderado-forte. Valores baixos de R_{th} e X_{th} garantem que o sistema seja forte e valores maiores deixam o sistema fraco.

Figura 54 – Região de valores de R_{th} e X_{th} em pu que o sistema pode ser considerado moderado-forte, ou seja, $SCR > 3$.



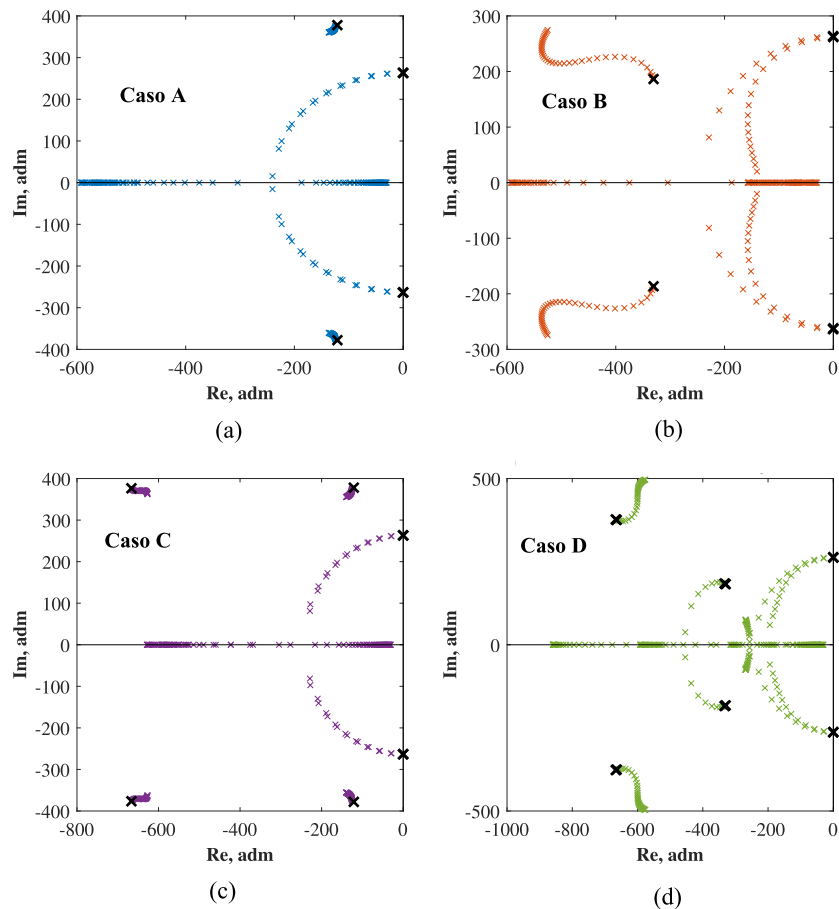
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A Figura 55 mostra a evolução dos autovalores considerando a variação de $0 < P_{L,pu} < 5$ pu ($0 < P_L < 125 MW$). Percebe-se que para um aumento de P_L há uma tendência a instabilidade da cossimulação para ambos métodos de extração. Mesmo que a maioria dos autovalores caminhem para o semi-plano esquerdo, um deles tende a ir para o lado direito. Ainda, para potências menores, os autovalores estão no semi-plano direito para todos os métodos. Quando $P_{L,pu} = 0$, os polos estão localizados no semi-plano direito na Figura 55.

A Figura 56 mostra a evolução dos autovalores considerando a variação de $0 < Q_{L,pu} < 5$ pu ($0 < Q_L < 125 MVar$). Percebe-se que para potências menores, a cossimulação é estável para todos os métodos. No entanto, com um aumento de Q_L há uma tendência a instabilidade da cossimulação. Para o modelo do SOGI-TVP desconsiderando a comunicação, o sistema será instável para $Q_{L,pu} \approx 5$.

Para investigar o impacto dos parâmetros do circuito equivalente de Thévenin no lado TS da barra de interface na estabilidade do sistema, o maior valor da parte real entre os autovalores do sistema é exibido em uma superfície variando o valor de R_{th} , X_{th} , considerando a aproximação de Padé de 2ª ordem. Conforme mostrado na Figura 57,

Figura 55 – Evolução da localização dos autovalores para os métodos de extração fasorial para uma variação de $0 < P_{L,pu} < 5$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes.



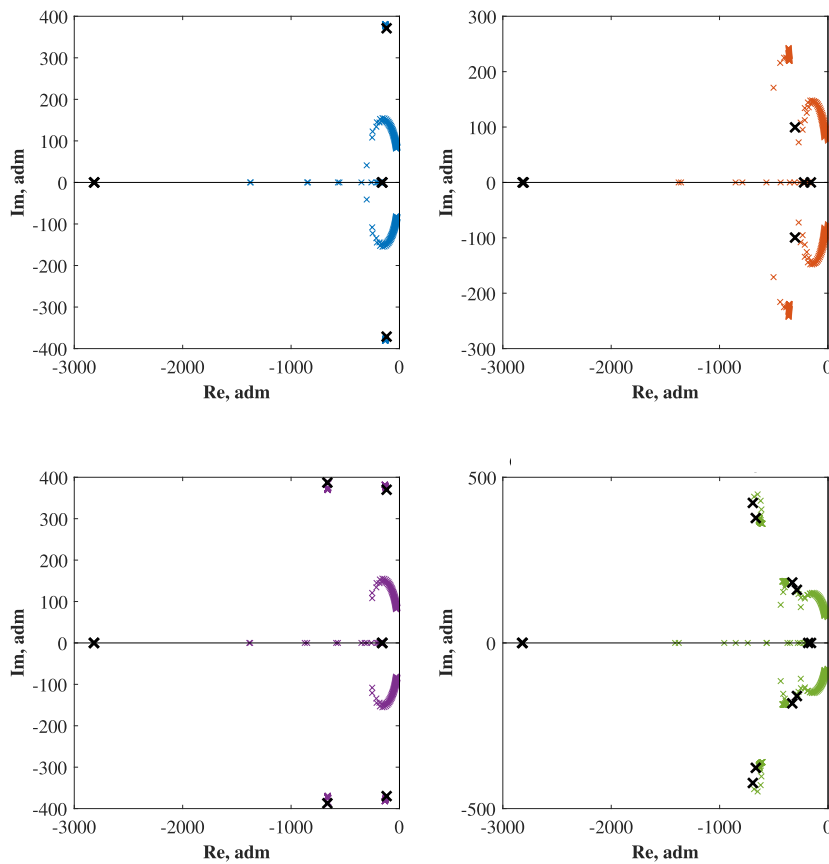
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - SOGI-TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - SOGI-TVP com comunicação.

quanto mais fraco o sistema, mais tendência de instabilidade para a cossimulação. Percebe-se que falsos pontos de estabilidade podem aparecer caso os efeitos da comunicação não sejam considerados. No ponto (1) o sistema é moderado-forte ($SCR > 3$) e a cossimulação é estável para os modelos sem e com comunicação, Figura 57(a) e (b), respectivamente. Porém, no ponto (2) considerando a comunicação, ambos os modelos com a DFT e com o SOGI-TVP são instáveis, mostrando a importância da modelagem da comunicação. Já no ponto (3), o SOGI-TVP sem comunicação parecia ser estável, enquanto a DFT instável. Porém, com a modelagem da comunicação ambos se revelaram instáveis.

A Figura 58 mostra uma comparação das aproximações de 1ª, 2ª e 3ª ordem para o atraso, tendo como base a extração fasorial usando o SOGI-TVP. Estas curvas foram obtidas refazendo toda a modelagem descrita nas seções anteriores. As aproximações de

Figura 56 – Evolução da localização dos autovalores para os métodos de extração fasorial para uma variação de $0 < Q_{L,pu} < 5$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes.



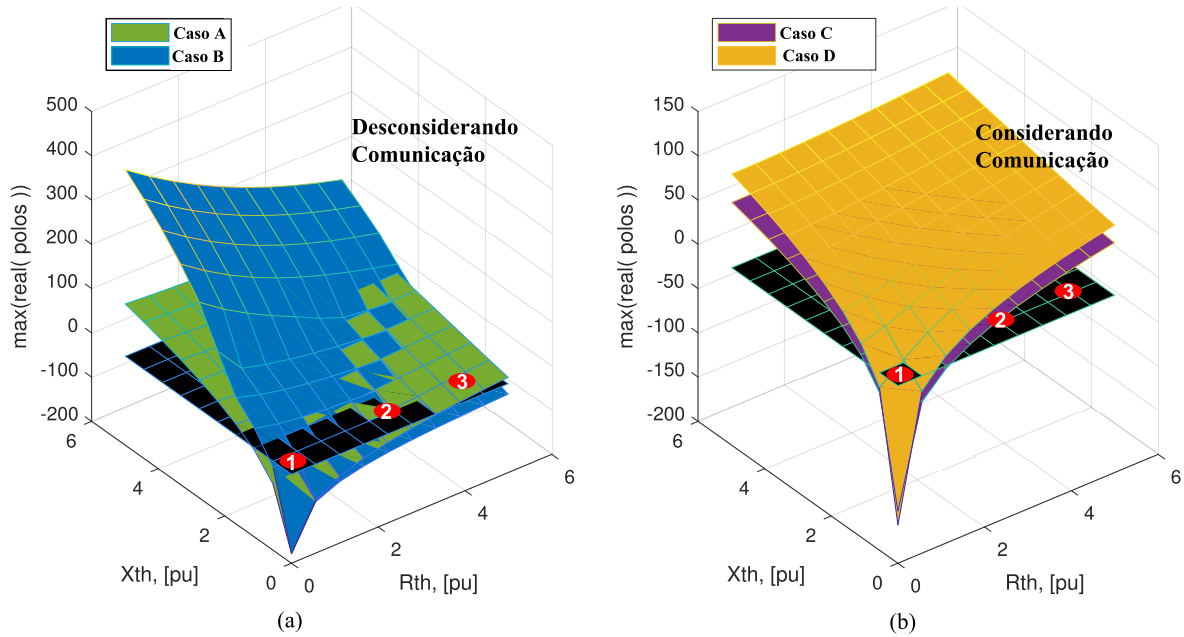
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - SOGI-TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - SOGI-TVP com comunicação.

1ª, 2ª e 3ª ordem geram, respectivamente, um sistema em espaço de estados com 16, 24 e 32 autovalores. Percebe-se que a tendência das 4 superfícies é a mesma: sistemas fracos tendem a deixar a cossimulação mais instável. No entanto, existe alguma diferença entre as curvas. Considerando que uma ordem superior tem maior precisão, mas possui alto custo computacional, optou-se pela aproximação de 2ª ordem. Dessa forma, é possível obter um bom compromisso entre precisão e custo computacional. Observe que curva com as aproximações de Yao et al. (2016) em verde, mostra a mesma tendência porém está mais distante das curvas com aproximação de 1ª, 2ª e 3ª ordem.

Aprofundando a investigação e avaliando o impacto da potência ativa da carga em relação aos parâmetros do circuito equivalente de Thévenin da barra de interface no lado TS com relação à estabilidade do sistema, o maior valor da parte real entre os autovalores do sistema é plotado variando o valor de R_{th} , X_{th} para algumas potências

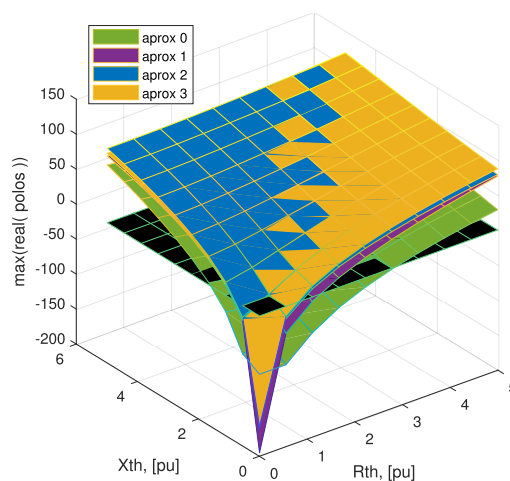
Figura 57 – O valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} quando todos os outros valores permanecem constantes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação e caso B - SOGI-TVP sem comunicação, (b) caso C - DFT com comunicação e caso D - SOGI-TVP com comunicação.

Figura 58 – Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} tendo como base a extração fasorial usando o SOGI-TVP.

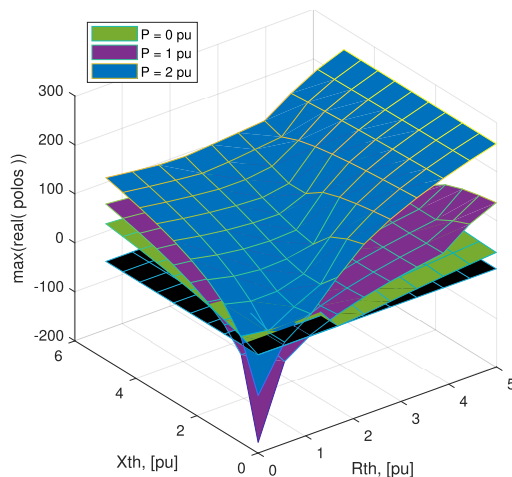


Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

de carga. Conforme mostrado na Figura 59 quanto maior a potência do sistema, mais instável é a cossimulação, conforme discutido anteriormente. Ainda, quanto mais fraco o

sistema pior a instabilidade.

Figura 59 – Valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação de R_{th} , X_{th} tendo como base a extração fasorial usando o SOGI–TVP para variações de potência ativa na carga 0, 1 e 2 pu.



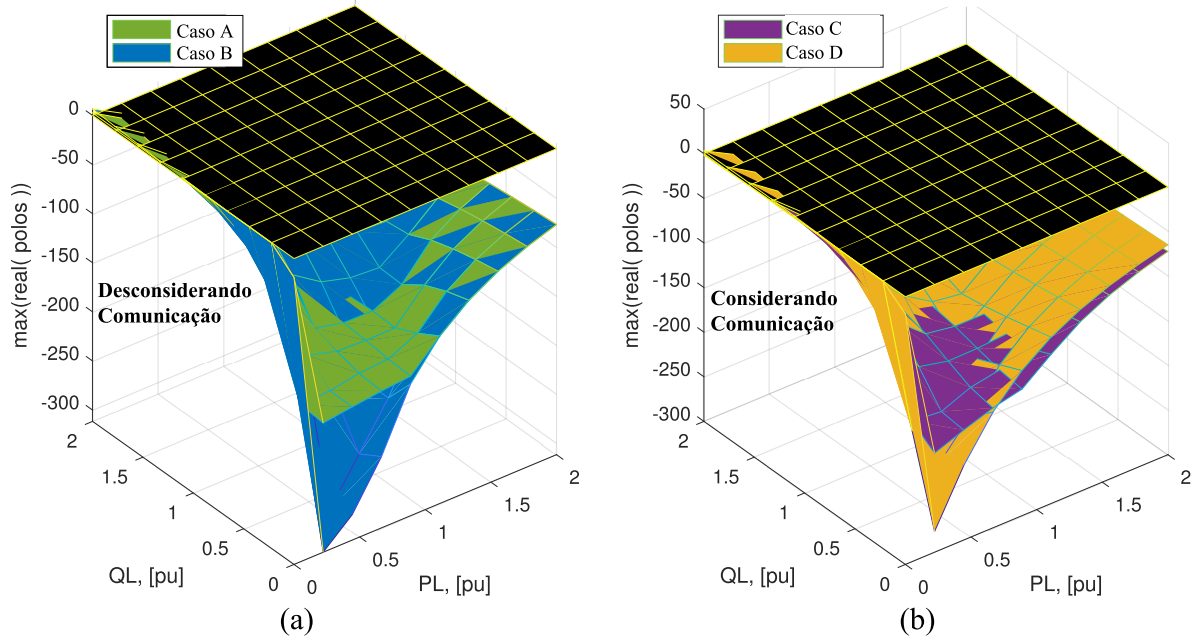
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para investigar o impacto da variação de potência na barra de interface na estabilidade da cossimulação procedeu-se de forma análoga às figuras anteriores, plotando o maior valor da parte real entre os autovalores do sistema, no entanto, variando $0 < P_L < 2$ pu e $0 < Q_L < 2$ pu. A Figura 60 mostra que o sistema é estável para grandes faixas de potência na barra de interface, considerando o sistema com dados nominais, isto é, um sistema muito forte com $SCR = 26,52$.

Por outro lado, a Figura 61 aprofunda a investigação do comportamento do sistema para uma variação dos parâmetros do circuito equivalente de Thévenin. Neste caso, variou-se a razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$. Dessa forma, os sistemas seriam forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente, conforme mostra a Tabela 13. As superfícies da Figura 61 mostram que, com o aumento da razão X_{th}/R_{th} (ou quanto mais o sistema fica fraco), mais instável a cossimulação EMT–TS tende a ser. É importante ressaltar que o sistema em estudo é estável para qualquer caso analisado, caso seja modelado inteiramente no EMT ou inteiramente no TS. A instabilidade apenas ocorre no caso da cossimulação EMT–TS e está ligada ao método de extração fasorial e aos efeitos da comunicação.

A Figura 61 também mostra que a região de estabilidade é maior para a DFT que para o SOGI–TVP. Durante as pesquisas e estudos feitos com o SOGI–TVP, verificou-se que a componente CC é um fator importante na extração fasorial. Dessa forma, para investigar se tal comportamento está relacionado à componente CC para o sistema em

Figura 60 – O valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS tendo como base a extração fasorial usando a DFT e o SOGI–TVP, sem e com a comunicação, para variação de $0 < P_L < 2$ pu e $0 < Q_L < 2$ pu quando todos os outros valores permanecem constantes, considerando um sistema forte com dados nominais $SCR = 26,52$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - SOGI–TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - SOGI–TVP com comunicação.

Tabela 13 – Caracterização do sistema teste para estudo da estabilidade da cossimulação para variação da potência ativa/reactiva e parâmetros do circuito equivalente de Thévenin (Figura 61).

$R_{th}\Omega$	X_{th}/R_{th}	SCR	Classificação
2,645	10	26,534	forte
2,645	100	2,667	fraco-moderado
2,645	10	1,333	fraco

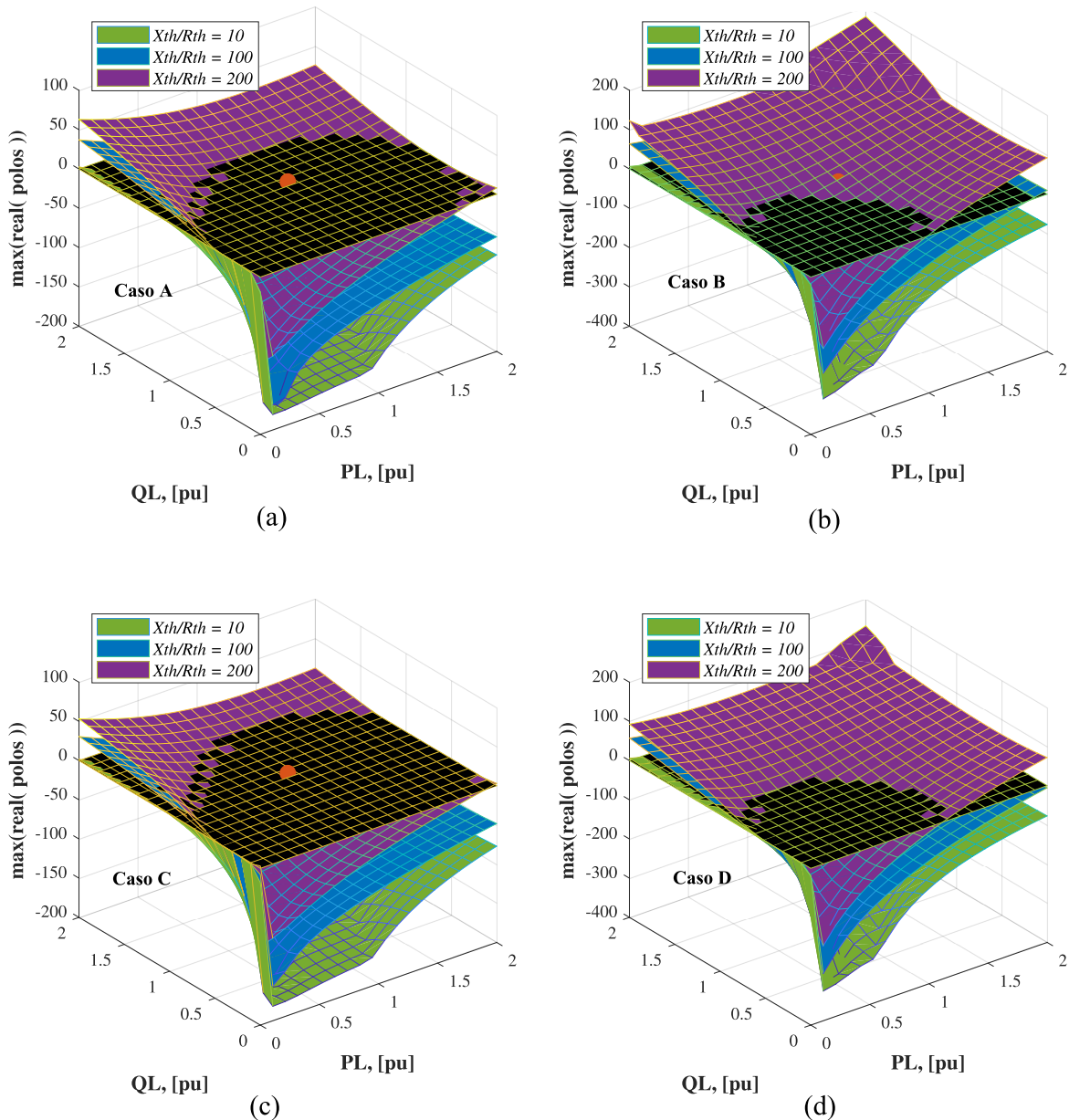
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

questão, foi considerada uma topologia de QSG que filtrasse a componente CC na função de transferência em quadratura.

4.3.2 Compensação da componente CC e rejeição de componentes harmônicas

Os sinais de saída $a_\alpha(s)$ e $a_\beta(s)$ do SOGI apresentam comportamentos dinâmicos diferentes em relação ao sinal de entrada $a(s)$, principalmente para as baixas frequências. A função de transferência $G_\alpha(s)$ tem um zero na origem. Isso implica que ele fornece um ganho nulo a 0 Hz e, portanto, rejeita completamente a componente CC. No entanto, o

Figura 61 – Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação de $(0 < P_L < 0 \text{ pu})$ e $(0 < Q_L < 1 \text{ pu})$ tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o SOGI–TVP, desconsiderando e considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - SOGI–TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - SOGI–TVP com comunicação.

ganho de $G_\beta(s)$ em 0 Hz é igual a $G_\beta(s = 0) = k$, amplificando o sinal CC caso ele exista no sinal de entrada $a(t)$. Várias alternativas tem sido propostas na literatura para superar

esta questão, e uma revisão será feita adiante. De forma geral, a ideia central é adicionar um ou mais zeros de origem a $G_\beta(s)$. A seguinte análise resume as principais técnicas encontradas na literatura para fazer essa compensação. Um estudo mais aprofundado é feito por Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

Topologia A: No trabalho de Fedele e Ferrise (2011), a mesma estrutura que o padrão SOGI-QSG é empregada, no entanto, é diminuído do sinal ortogonal v_β o erro proporcional, como mostrado na Figura 62 (a). Este rearranjo, que resulta no SOGI-QSG diferencial, no qual apenas a função de transferência do sinal monofásico $v(t)$ para o sinal ortogonal $v_\beta(t)$ é alterada,

$$G_\beta(s) = \frac{v_\beta}{v} = \frac{-ks^2}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \quad (4.89)$$

Esta função de transferência tem dois zeros de origem e, portanto, remove completamente a componente CC no sinal ortogonal v_β . No entanto, como seu numerador e denominador têm a mesma ordem, ele tem uma resposta de frequência plana em altas frequências e, portanto, uma capacidade de filtragem harmônica muito menor do que o padrão SOGI-QSG. Este fato é claro a partir do diagrama de Bode Figura 63 (b).

Topologia B: Em Ciobotaru, Teodorescu e Agelidis (2008) é sugerida a inclusão de um LPF no SOGI-QSG, como destacado na Figura 62 (b), assumindo que o LPF é de primeira ordem $F_{LPF}(s) = 1/(\tau s + 1)$, em que τ é sua constante de tempo. Nota-se que o LPF adicional não tem influência na saída em fase $v_\alpha(t)$, porém, a função de transferência de $v_\beta(t)$ por $v(t)$ nesta estrutura modificada pode ser obtida como,

$$G_\beta(s) = \frac{v_\beta(s)}{v(s)} = \frac{ks(\hat{\omega}^2\tau - s)}{(s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2)(\tau s + 1)} \quad (4.90)$$

Como mostrado, esta técnica insere um zero na origem e, portanto, rejeita completamente a componente CC no sinal ortogonal $a_\beta(t)$. No entanto, isso resulta em uma capacidade reduzida (em comparação com o padrão) na filtragem de ruído de alta frequência e de harmônicos. A razão é que (4.90) tem uma resposta de magnitude de frequência que decai com uma taxa de -20 dB/dec em altas frequências, enquanto na função de transferência original esse decaimento é -40 dB/dec, conforme mostra a Figura 63 (b).

Topologia C: Em Karimi-Ghartemani et al. (2011) e Fedele, Ferrise e Muraca (2011), é sugerido o uso de um laço de estimativa CC para rejeitar o componente no sinal ortogonal v_β . Tal laço, como destacado na Figura 62 (c), requer um integrador e poucas operações matemáticas para a implementação e, portanto, pode ser considerado como uma abordagem muito direta. As funções de transferência para os eixos

direto e ortogonal são modificadas, sendo dadas por,

$$G_\alpha(s) = \frac{k\hat{\omega}s^2}{s^3 + (k + k_o)\hat{\omega}s^2 + \hat{\omega}^2s + k_o\hat{\omega}^3} \quad (4.91a)$$

$$G_\beta(s) = \frac{k\hat{\omega}^2s}{s^3 + (k + k_o)\hat{\omega}s^2 + \hat{\omega}^2s + k_o\hat{\omega}^3} \quad (4.91b)$$

Esta técnica tem baixo impacto na filtragem de harmônicos de alta frequência, conforme mostra a Figura 63 (d). Estes resultados são obtidos usando $k = \sqrt{2}$ e $k_o = 0,25$.

Topologia D: Em Zhang et al. (2018) é sugerido um laço de estimativa CC para rejeitar o componente no sinal ortogonal v_β , como destacado na Figura 62 (d). Esta abordagem é semelhante a **Topologia C** e ainda mais direta, já que não é necessário o projeto de nenhum ganho. A função de transferência da saída $V_\beta(s)$ pela entrada $V(s)$ nesta estrutura modificada pode ser obtida como,

$$G'_\beta(s) = \frac{k\hat{\omega}s}{(s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2)} \left(\frac{\hat{\omega} - s}{s + \hat{\omega}} \right) \quad (4.92)$$

Como mostrado, esta técnica insere um zero na origem e, portanto, rejeita completamente a componente CC para no sinal ortogonal $v_\beta(t)$. Ela também garante a ortogonalidade do sinal na frequência de ressonância, já que a fase é de 90° . Como mostra a Figura 63 (c) e (d), esta técnica tem baixo impacto na filtragem de harmônicos de alta e baixa frequência. Estes resultados são obtidos usando $k = \sqrt{2}$.

Baseado nas vantagens e desvantagens de cada método apresentado, neste trabalho foi adotada a **Topologia D** pois apresenta simplicidade e atenuação necessárias para aplicação na cossimulação. Foi considerada a topologia da Figura 62 (d), o integrador generalizado de terceira ordem (do inglês, *Third-Order Generalized Integrator*) (TOGI), proposta por Zhang et al. (2018) devido à simplicidade. As funções de transferência são,

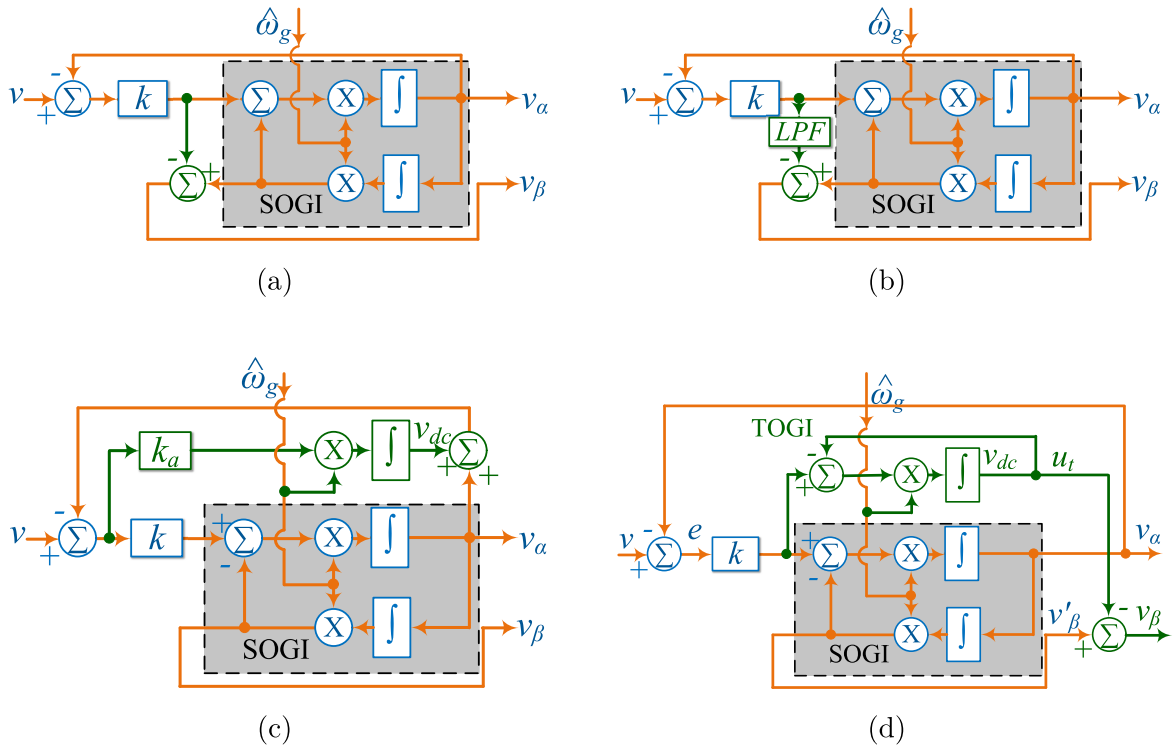
$$D(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.93a)$$

$$Q'(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \left(\frac{\omega - s}{s + \omega} \right) \quad (4.93b)$$

A função de transferência para a coordenada α , (4.93a) é a mesma do SOGI, porém, a função de transferência da coordenada β , (4.93b), filtra a componente CC pois possuem polo e zero adicionais.

Para investigar a topologia com tratamento da componente CC, foi recalculado um novo modelo da cossimulação em espaço de estados, considerando as funções de transferência (4.93), seguindo os passos da Subsubseção 4.2.8.4. A Figura 64 mostra o

Figura 62 – Topologias para rejeição da componente CC para o SOGI.



Legenda: (a) Topologia A, (b) Topologia B, (c) Topologia C, (d) Topologia D.

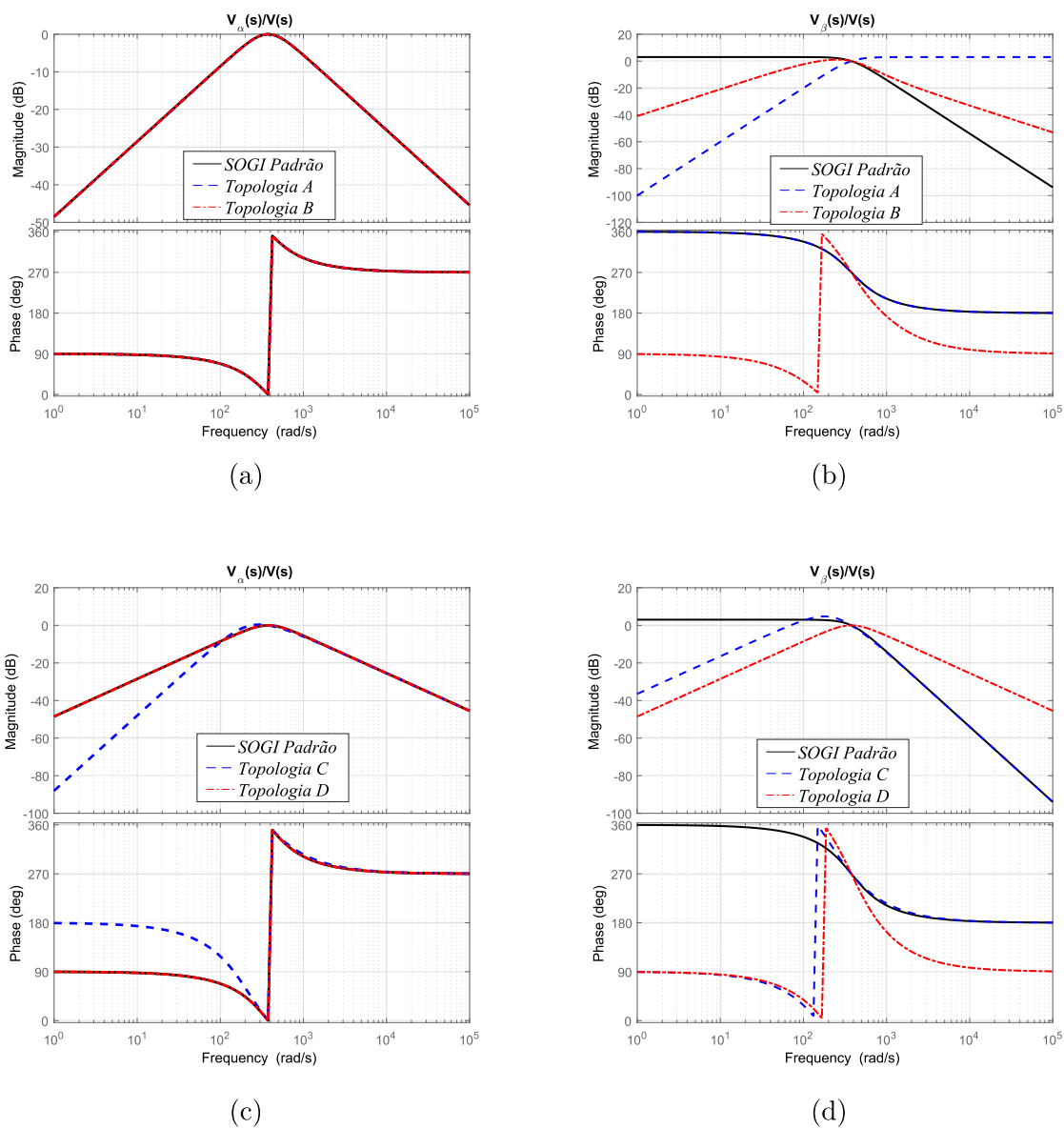
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

maior valor da parte real entre os autovalores do sistema, quando se varia $0 < P_L < 2$ pu e $0 < Q_L < 2$ pu e gera superfícies para variações da razão X_{th}/R_{th} com o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, assim como na Figura 61. No entanto, é usada a topologia TOGI no lugar da SOGI. Observa-se que a região de estabilidade aumentou consideravelmente com a topologia que trata a componente CC, permitindo que cossimulações antes instáveis sejam estáveis. Isso revela que a componente CC sugere ter muita relação com a estabilidade da cossimulação.

A Figura 65 mostra as superfícies apenas para os casos C e D, considerando os efeitos da comunicação. Observe que com a mudança da topologia que filtra a componente CC, a cossimulação que usa o TOGI-TVP passa a ser estável para o ponto de operação $P = 1$ pu, $Q = 1$ pu e $X_{th}/R_{th} = 200$.

Para investigar o impacto da variação do macropasso na estabilidade da cossimulação procedeu-se de forma análoga às figuras anteriores, plotando o maior valor da parte real entre os autovalores do sistema, no entanto, variando $10^{-3} < M < 1 \times 10^{-1}$ s e $0 < X_{th} < 6$ pu. A Figura 66 mostra que o aumento do macropasso pode fazer com que o sistema fique estável. Apesar de contraintuitivo, porém, este é o efeito causado pelo ZOH

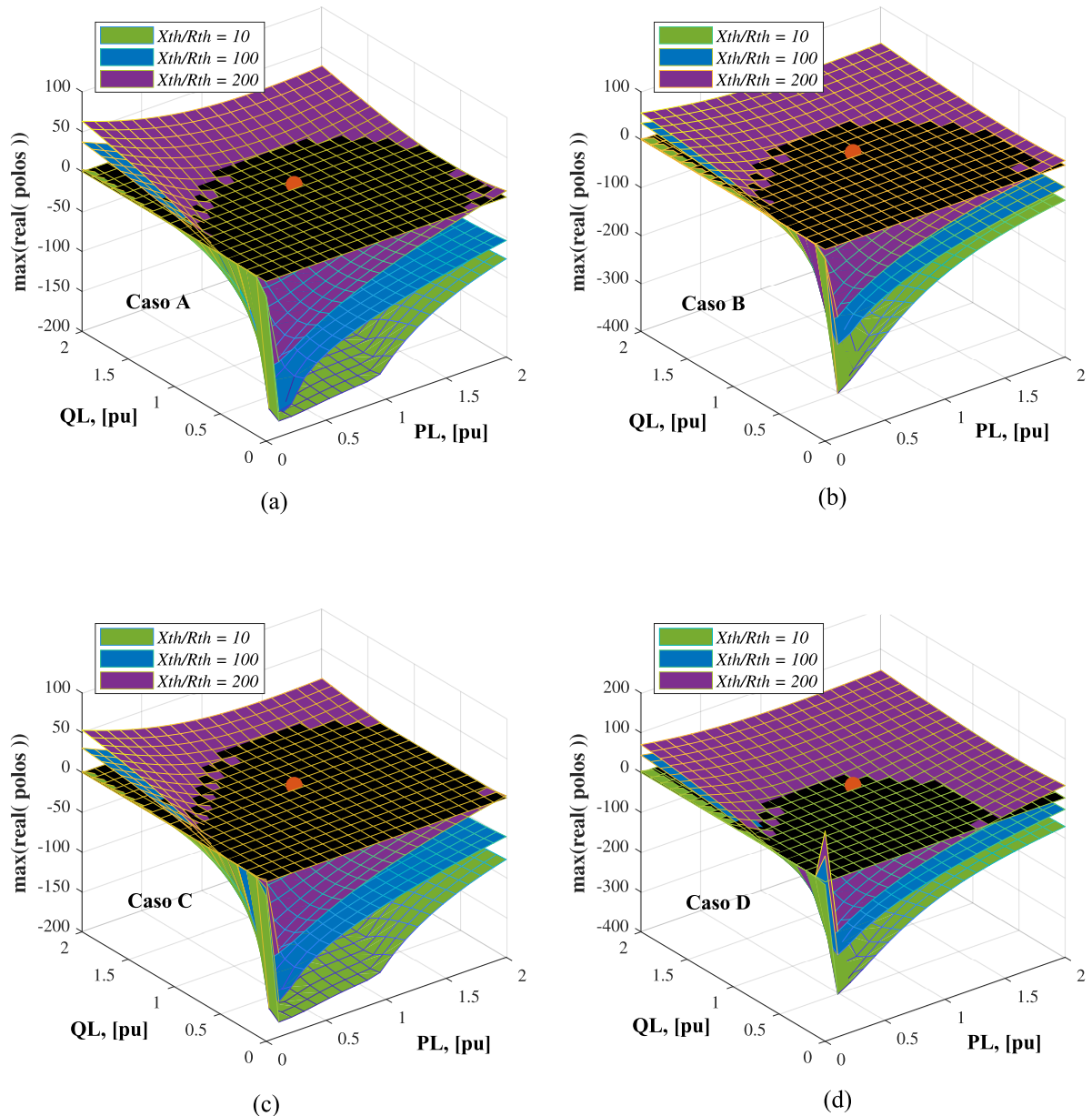
Figura 63 – Resposta em frequência das topologias de rejeição da componente com CC para o SOGI.



Legenda: (a) Eixo direto - Topologia A e B, (b) Eixo ortogonal - Topologia A e B, (c) Eixo direto - Topologia C e D, (d) Eixo ortogonal - Topologia C e D.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

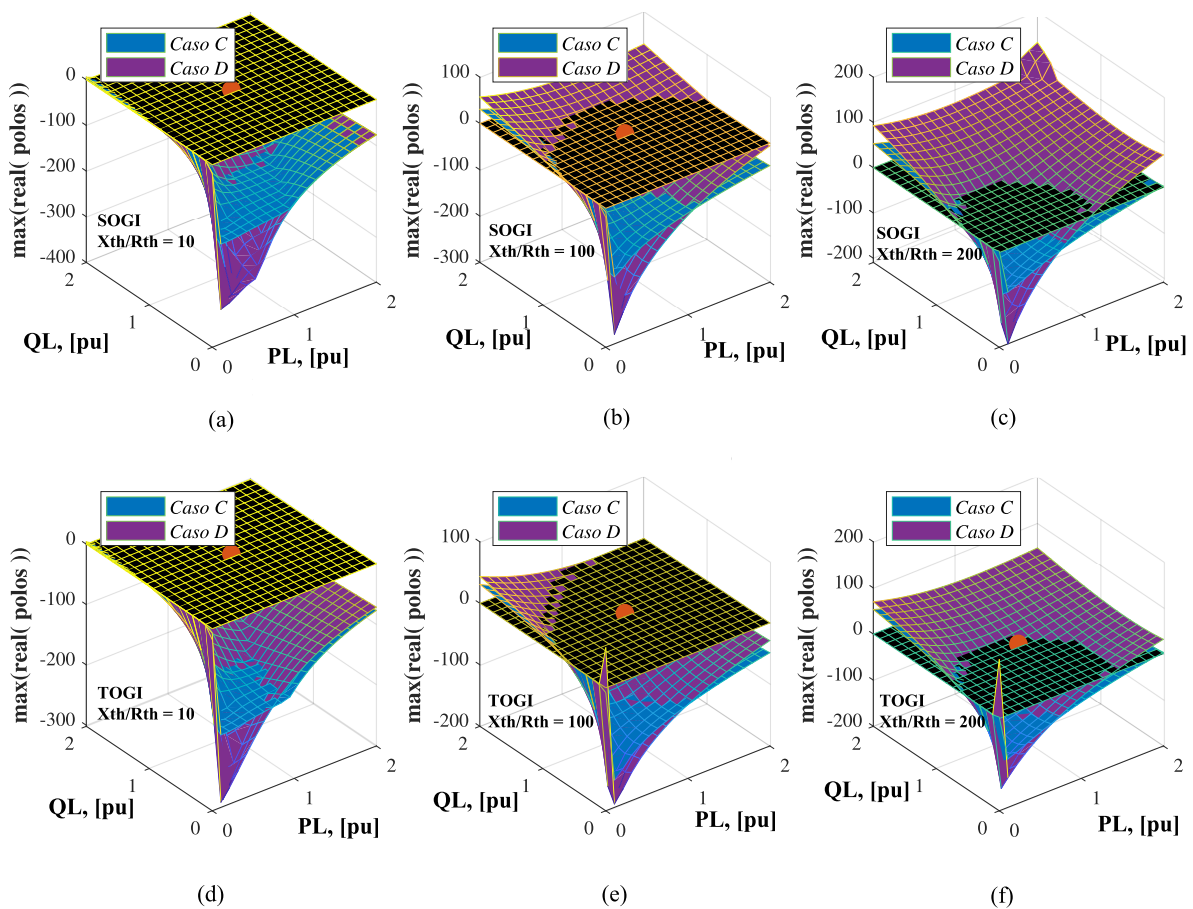
Figura 64 – Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de $0 < P_L < 0$ pu e $0 < Q_L < 1$ pu tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o **TOGI-TVP**, desconsiderando e considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) caso A - DFT sem comunicação, (b) caso B - TOGI-TVP sem comunicação, (c) caso C - DFT com comunicação, (d) caso D - TOGI-TVP com comunicação.

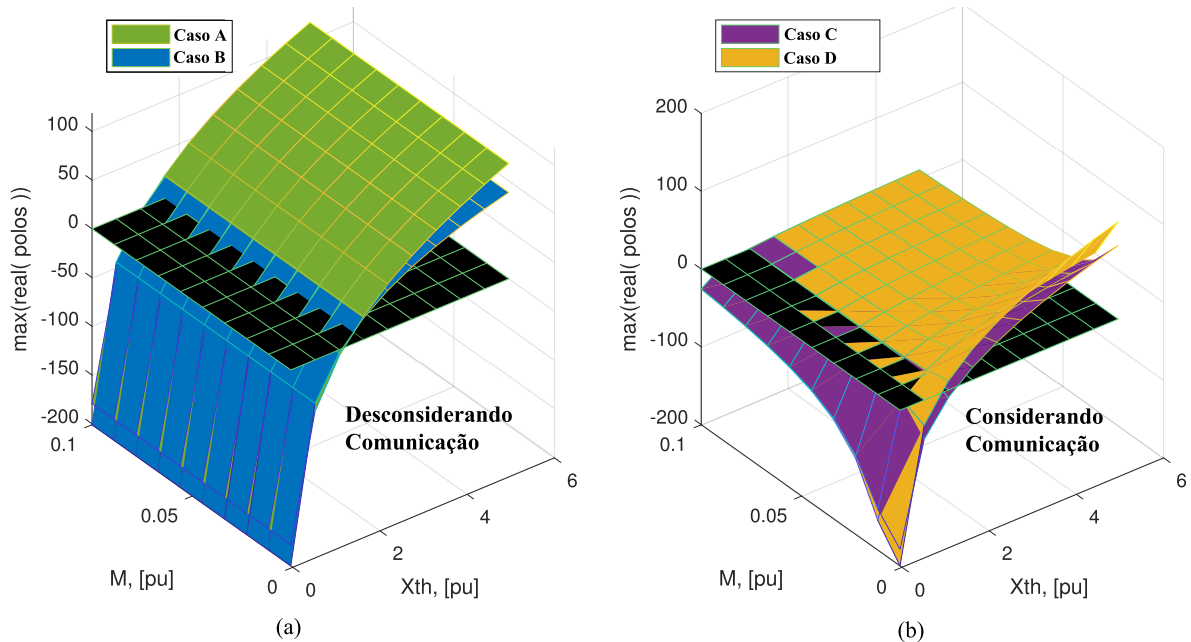
Figura 65 – Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de $0 < P_L < 0$ pu e $0 < Q_L < 1$ pu tendo como base as extrações fasoriais usando DFT, SOGI-TVP e TOGI-TVP, considerando e não considerando a comunicação, para variações da razão X_{th}/R_{th} para 10, 100 e 200, mantendo-se o valor de $R_{th} = 2,645 \Omega$, ou seja, sistemas forte ($SCR = 26,534$), fraco-moderado ($SCR = 2,667$) e fraco ($SCR = 1,333$), respectivamente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) usando SOGI com sistema forte ($SCR = 26,534$), (b) usando SOGI com sistema fraco-moderado ($SCR = 2,667$), (c) usando SOGI com sistema fraco ($SCR = 1,333$), (d) usando TOGI com sistema forte ($SCR = 26,534$), (e) usando TOGI com sistema fraco-moderado ($SCR = 2,667$), (f) usando TOGI com sistema fraco ($SCR = 1,333$).

Figura 66 – Comparação do valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT–TS para variação $10^{-3} < M < 1 \times 10^{-1}$ s tendo como base as extrações fasoriais usando a DFT e o **TOGI–TVP** e considerando a comunicação, para variações de $0 < X_{th} < 6$ pu.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Legenda: (a) superfície para o Caso A e B e (b) superfície para Caso C e D.

e pelo atraso de transporte: diminuição da amplitude e aumento da fase do sinal⁶. Ainda, pode-se destacar o efeito da robustez do sistema: quanto mais forte o sistema, maior a garantia de estabilidade.

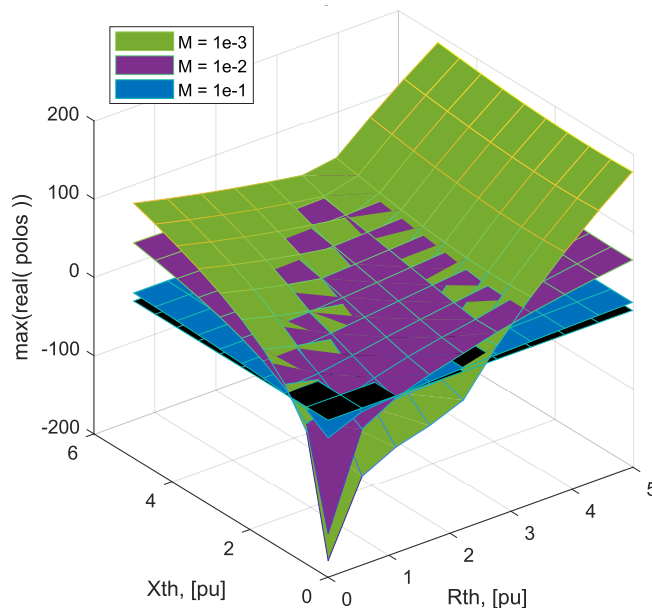
Aprofundado a investigação e avaliando o impacto do macropasso em relação aos parâmetros do circuito equivalente de Thévenin da barra de interface no lado TS com relação à estabilidade do sistema, o maior valor da parte real entre os autovalores do sistema é plotado variando o valor de R_{th} , X_{th} para alguns macropassos. Conforme mostrado na Figura 67, de forma genérica, quanto maior o macropasso, maior a região de estabilidade da cossimulação. Por outro lado, menores macropassos são mais restritivos quanto à região de estabilidade. Ainda, quanto mais fraco o sistema pior a instabilidade.

Considerando as análises anteriores, pode-se elencar as principais conclusões a seguir:

- Mesmo sistemas estáveis na forma completa podem se apresentar instáveis na cossimulação, devido aos efeitos da extração fasorial e da comunicação;

⁶ O modelo da comunicação (ZOH e atraso de transporte) são aproximados por Padé e têm um efeito de filtro passa-baixas, conforme mostra a Figura 44. O modelo possui boa aproximação para frequências $1/M$, no entanto para altas frequências a precisão é prejudicada.

Figura 67 – Valor máximo da parte real dos autovalores da cossimulação EMT-TS para variação de R_{th} , X_{th} , com superfícies de macropasso $10^{-3} < M < 1 \times 10^{-1}$ s, tendo como base a extração fasorial usando o **TOGI-TVP**.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

- A extração fasorial usando DFT (ou LSCF) tem boa região de estabilidade para aplicação na cossimulação EMT-TS;
- A extração fasorial usando SOGI-TVP tem região de estabilidade melhorada caso seja usada estratégia de filtragem da componente CC;
- Quanto mais forte é a barra de interface do sistema, melhores são as características de estabilidade da cossimulação EMT-TS. (Figura 53, Figura 57, Figura 57);
- Valores extremos de potência ativa e reativa fluindo na interface, tanto próximo de zero, quanto muito altos, pressionam a cossimulação EMT-TS para a instabilidade. Sistemas com potência na interface próxima da nominal são mais indicados.
- A modelagem da cossimulação é fundamental para o estudo da estabilidade, já que falsos pontos de estabilidade podem aparecer, caso os efeitos da comunicação não sejam considerados.
- O atraso devido ao protocolo de comunicação e ZOH devido à extrapolação podem ser entendidos como filtros passa-baixas aplicados ao sistema.
- O aumento do macropasso pode fazer com que o sistema fique estável;
- De forma genérica, quanto maior o macropasso, maior a região de estabilidade da cossimulação. Por outro lado, menores macropassos são mais restritivos quanto à região de estabilidade.

4.3.3 Validação da análise

Para validar os modelos e conclusões da seção anterior, serão conduzidos 5 testes. A ideia geral é selecionar pontos de operação estáveis e instáveis na análise anterior e realizar cossimulações EMT–TS com intuito de validar os modelos. Os testes selecionados são resumidos na descrição a seguir e na Tabela 14. Nos testes desenvolvidos, a fonte de tensão no lado EMT possui uma simulação de curto-circuito (entre 0,5 e 0,6 s) e uma variação de frequência entre 0,6 e 4.0 s.

Tabela 14 – Resumo dos testes de validação do modelo dinâmico da cossimulação desenvolvido para diversos pontos de operação.

Teste	P (pu)	R_{th} (pu)	X_{th} (pu)	SCR	M (s)	Observações
1	0	0,00375	0,03752	26,52	0,001	efeito de uma potência ativa pequena
2	1	0,00375	0,03752	26,52	0,001	validade do modelo para um ponto de operação específico
3	1	0,00375	0,75000	1,33	0,001	efeito da componente CC
4	1	1,00000	5,00000	0,20	0,001	efeito da comunicação
5	1	1,50000	0,10000	0,66	0,001/0,01	efeito da variação do macropasso

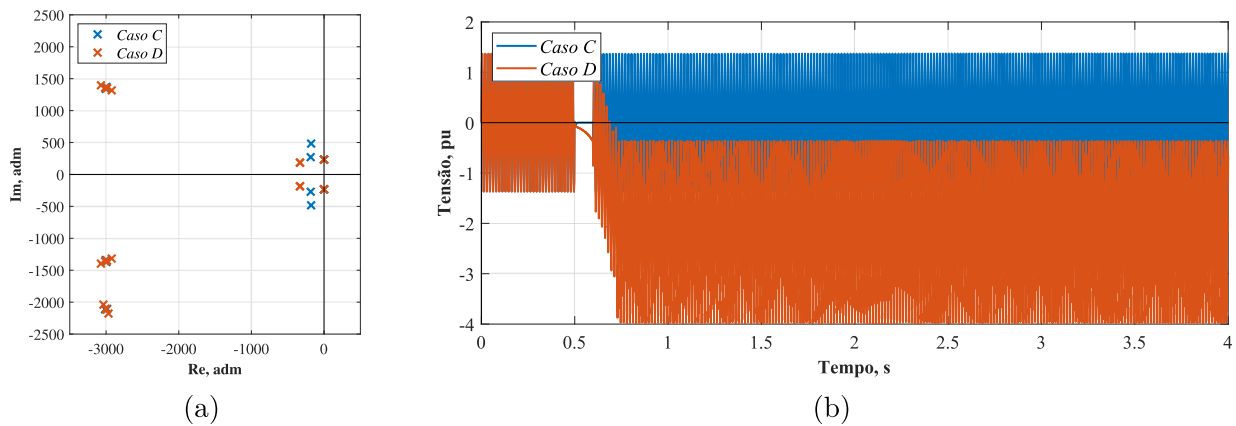
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Teste 1: Neste teste, é avaliado o **efeito de uma potência ativa pequena**, $P_L = 0$ pu na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55. Neste caso, o circuito equivalente de Thévenin é o nominal, portanto, os dados da Tabela 10. O modelo previu que a cossimulação com o SOGI–TVP seria **instável**. Espera-se, então, que a cossimulação também seja **instável**.

A Figura 68 (a) mostra os autovalores dos casos C e D para a cossimulação EMT–TS usando a aproximação de Padé de 2ª ordem. Observe que o modelo prevê que a cossimulação será **instável**, mesmo com partes reais negativas relativamente pequenas.

Adicionalmente, a Figura 68 (b) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT–TS realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que ambas tensões permanecem estáveis até a aplicação do curto-circuito. Porém, depois de 0,5 s, o caso D diverge e fica instável, comprovando a previsão do modelo de estabilidade. No entanto, o caso C permanece estável depois do curto-circuito. É válido ressaltar que a precisão em pontos de operação extremos pode ser comprometida por conta das aproximações.

Figura 68 – Teste 1 - Potência ativa pequena: avaliação de $P_L = 0$ pu na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55.



Legenda: (a) autovalores dos casos C e D usando a Padé de 2^a ordem e (b) tensões na barra de interface para DFT e SOGI–TVP.

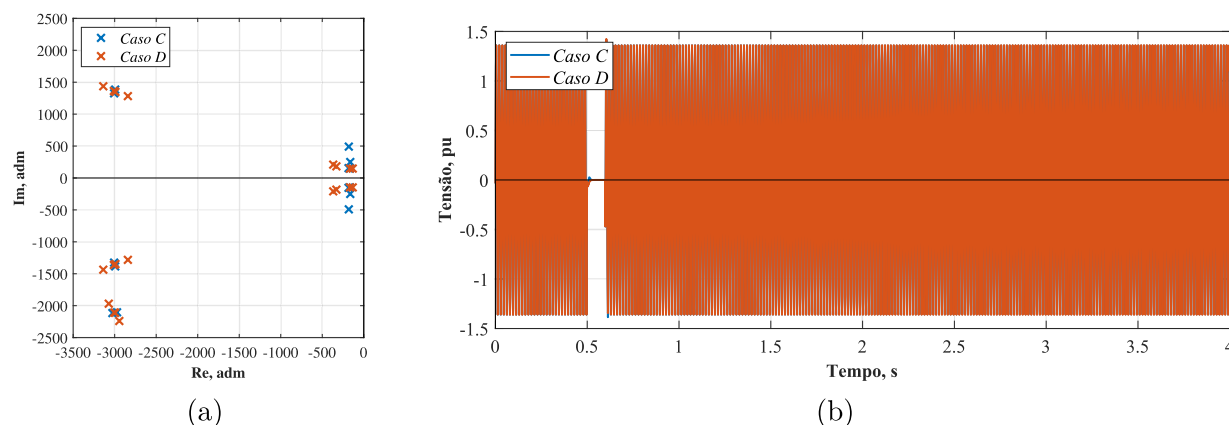
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Teste 2: Neste teste, é avaliada a **validade do modelo para um ponto de operação específico** de potências nominais ativa e reativa: $P_L = 1$ pu e $Q_L = 1$ pu, na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55. Neste caso, o circuito equivalente de Thévenin é o nominal, portanto os dados da Tabela 10. O modelo previu que as cossimulações com a DFT e com o SOGI–TVP seriam **estáveis**. Espera-se, então, que as cossimulações também sejam **estáveis**.

A Figura 69 (a) mostra os autovalores dos casos C e D para a cossimulação EMT–TS usando a aproximação de Padé de 2^a ordem. Neste caso, foi usada a topologia TOGI–TVP. Observe que para ambos os casos o modelo prevê que a cossimulação será **estável**. Por outro lado, a Figura 69 (b) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT–TS realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que ambas tensões permanecem estáveis durante toda a simulação confirmando que o que foi previsto pelo modelo.

Teste 3: Neste teste, é avaliado o **efeito da componente CC** na extração fasorial usando o SOGI–TVP e na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 61. Para isso, o circuito equivalente de Thévenin não é o nominal, sendo $R_{th} = 2,645 \Omega$ e $X_{th} = 529.000 \Omega$ caracterizando uma barra de interface fraca $SCR = 1,3333$. Os modelos previram que a cossimulação com o SOGI–TVP seria **instável** e caso a componente CC seja filtrada, usando a topologia (TOGI–TVP), a cossimulação passaria a ser **estável**. Espera-se, então, confirmar estas conclusões.

Figura 69 – Teste 2 - Potência nominal: avaliação de $P_L = 1$ pu e $Q_L = 1$ pu, na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 55.



Legenda: (a) autovalores dos casos C e D usando a Padé de 2ª ordem e (b) tensões na barra de interface para DFT e SOGI-TVP.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

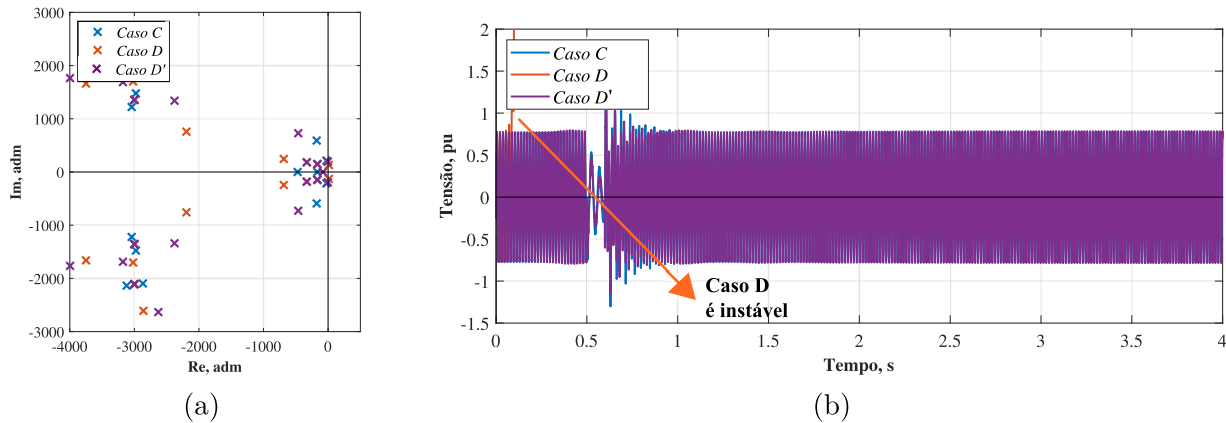
A Figura 70 (a) mostra os autovalores dos casos C, D e D' para a cossimulação EMT–TS, usando a aproximação de Padé de 2ª ordem. Além disso, o caso D' é a topologia de filtragem da componente CC, o TOGI–TVP. Observe que para os casos C e D', o modelo prevê que a cossimulação será **estável**, enquanto que para o Caso D o sistema será **instável**.

Adicionalmente, a Figura 70 (b) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT–TS realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que as tensões dos casos C e D' permanecem **estáveis** durante toda a simulação. Porém, a tensão do Caso D é **instável** depois de 0,1 s. Com isso, pode-se concluir que o modelo desenvolvido previu corretamente a estabilidade da cossimulação EMT–TS para o ponto de operação.

Teste 4: Neste teste, é avaliado o **efeito da comunicação** na estabilidade da cossimulação EMT–TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 57. Para isso, o circuito equivalente de Thévenin não é o nominal, sendo $R_{th} = 705,330 \Omega$ e $X_{th} = 3526.700 \Omega$ caracterizando uma barra de interface fraca ($SCR = 0,20$). O Caso A (DFT sem considerar a comunicação) previu que a cossimulação seria estável, enquanto o Caso C (o modelo DFT considerando a comunicação) seria instável. Para os casos B' e D' (modelos com TOGI–TVP) a previsão é de **instabilidade**. Espera-se, então, confirmar que a consideração da comunicação nos modelos é imprescindível para uma conclusão consistente.

A Figura 71 (a) mostra os autovalores dos Casos C e D' para a cossimulação EMT–TS

Figura 70 – Teste 3 - Estabilidade DFT, SOGI e TOGI-TVP: avaliação da **efeito da componente CC** na cossimulação baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 61.



Legenda: (a) polos e zeros e (b) resultados da cossimulação.

Legenda: (a) autovalores dos casos C, D e D' usando a Padé de 2ª ordem e (b) tensões na barra de interface para DFT, SOGI-TVP e TOGI-TVP.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

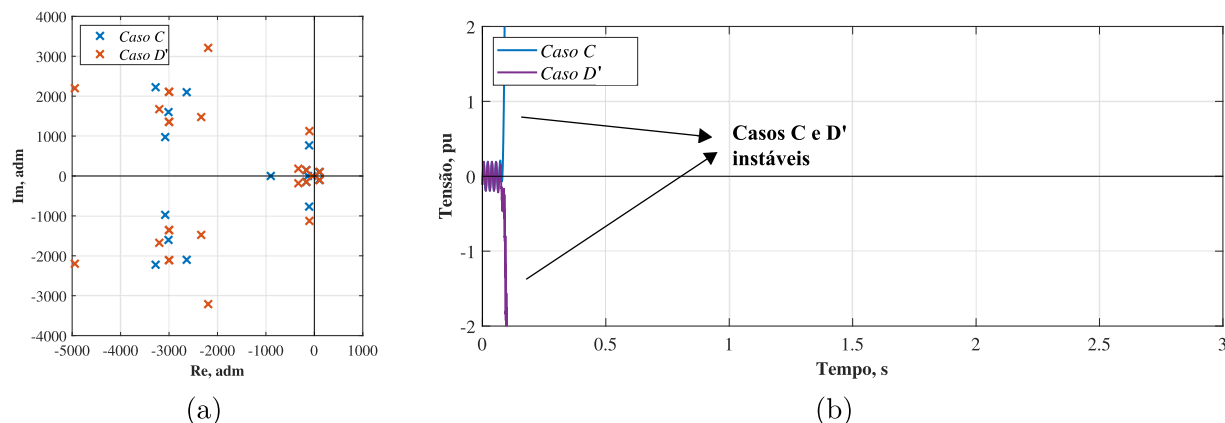
usando a aproximação de Padé de 2ª ordem. Observe que para ambos os casos, o modelo prevê que a cossimulação será **instável**.

Adicionalmente, a Figura 71 (b) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT-TS, realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que as tensões dos casos C e D' são **instáveis** para a simulação. Com isso, pode-se concluir que o modelo desenvolvido previu corretamente a estabilidade da cossimulação EMT-TS para o ponto de operação.

Teste 5: Neste teste, será avaliado o **efeito da variação do macropasso** na estabilidade da cossimulação EMT-TS, baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 67. Para isso, o circuito equivalente de Thévenin não é o nominal, sendo $R_{th} = 1058.000 \Omega$ e $X_{th} = 70.533 \Omega$, caracterizando uma barra de interface fraca ($SCR = 0,66$). Os modelos desenvolvidos previram que o sistema neste ponto de operação e usando um macropasso de $M = 0,001$ s seria **estável** para ambos métodos de integração. Porém, usando $M = 0,01$ s a cossimulação EMT-TS seria **instável**. Espera-se, então, confirmar estas conclusões.

A Figura 72 (a) mostra os autovalores dos casos C e D' para a cossimulação EMT-TS com macropasso de $M = 0,001$ s usando a aproximação de Padé de 2ª ordem. Vale a pena ressaltar que o Caso D' usa a topologia TOGI-TVP. Observe que para ambos os casos o modelo prevê que a cossimulação será **estável**. Por outro lado, a Figura 72 (b) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT-TS

Figura 71 – Teste 4 - Efeito e importância da comunicação: avaliação do **efeito da comunicação** na estabilidade baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 57.



Legenda: (a) autovalores dos Casos C e D' e (b) tensões na barra de interface para DFT e TOGI-TVP.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que as tensões dos casos C e D' são **estáveis** para a simulação. Com isso, pode-se concluir que o modelo desenvolvido previu corretamente a estabilidade da cossimulação EMT-TS para o ponto de operação.

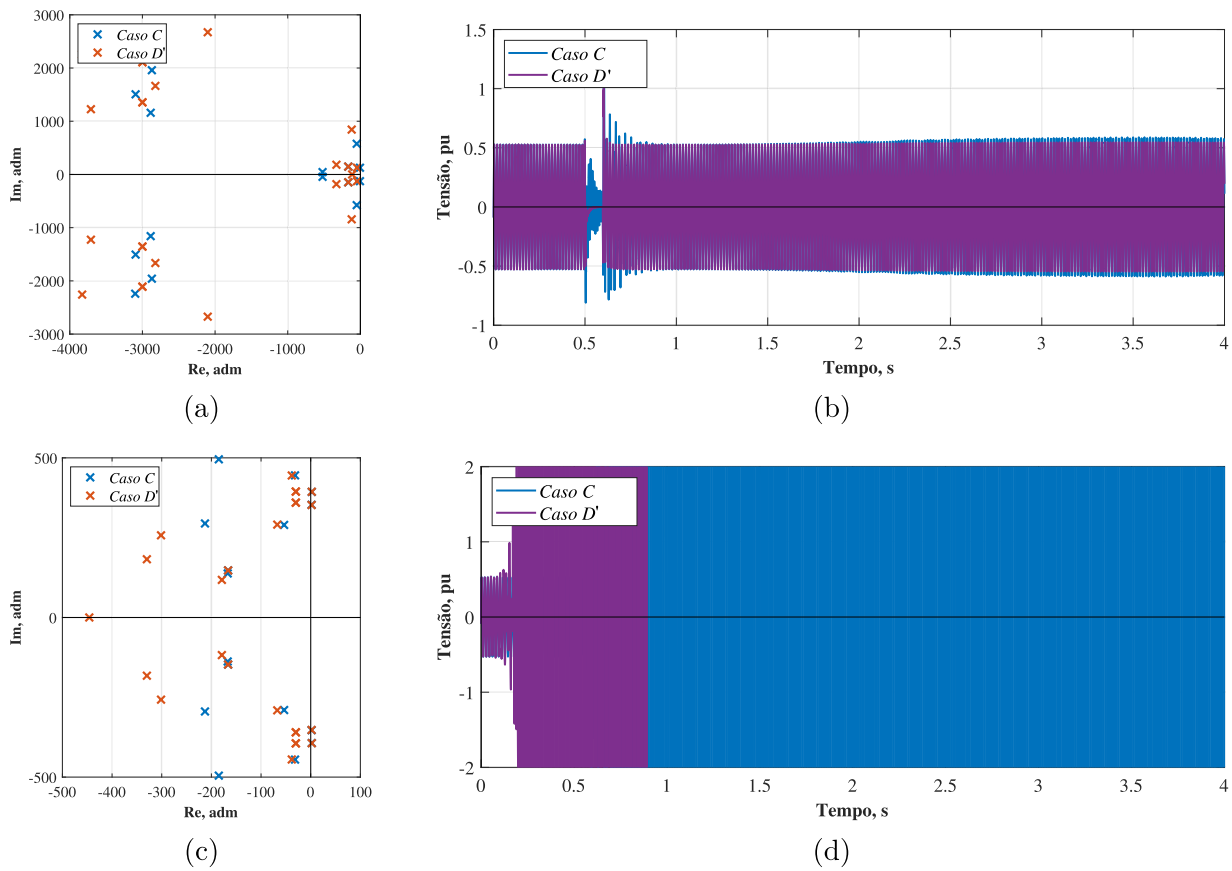
Adicionalmente, a Figura 72 (c) mostra os autovalores dos casos C e D' para a cossimulação EMT-TS com os mesmos parâmetros, porém usando macropasso de $M = 0,01$ s. Observe que para ambos os casos o modelo prevê que a cossimulação será **instável**. Assim, a Figura 72 (d) mostra as tensões na barra de interface para cossimulação EMT-TS realizada para validação do modelo desenvolvido. Observe que as tensões dos casos C e D' são **instáveis** para a simulação. Com isso, pode-se concluir que o modelo desenvolvido previu corretamente a estabilidade da cossimulação EMT-TS para o ponto de operação.

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou uma investigação da estabilidade da cossimulação levando em conta o método de extração fasorial e efeitos da comunicação. Foi feita a modelagem e a validação das principais técnicas e métodos de extração fasorial usados na interface da cossimulação EMT-TS. Os modelos desenvolvidos foram validados usando simulações dinâmicas no domínio do tempo conduzidas de forma não-iterativa em ambiente *Matlab/Simulink* com a biblioteca *SimPowerSystems*.

Através dos modelos dinâmicos desenvolvidos foi possível mostrar os principais

Figura 72 – Teste 5 - Variação do macropasso: avaliação do **efeito da variação do macropasso** na estabilidade baseando-se principalmente no ponto de operação na Figura 67.



Legenda: Usando macropasso de $M = 0,001$ s: (a) autovalores dos casos C e D' e (b) tensões na barra de interface para DFT e TOGI-TVP; usando macropasso de $M = 0,01$ s: (c) autovalores dos casos C e D' e (d) tensões na barra de interface para DFT e TOGI-TVP.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

parâmetros e características que são mais prováveis de permitir uma cossimulação estável. Os resultados mostram que uma barra de interface forte tem maior tendência à estabilidade. Ainda, valores de potência extremos (muito maior ou menor que a potência nominal) podem conduzir à instabilidade. Além disso, os valores de macropasso devem ser escolhidos de forma adequada para evitar que regiões de instabilidade sejam atingidas.

Os modelos desenvolvidos mostram que a componente CC do fasor extraído pelo SOGI-TVP deve ser filtrada, para que a cossimulação tenha uma maior faixa estável de operação. Ainda, a inclusão da modelagem dos efeitos de amostragem e do atraso da interface é imprescindível para que as análises sejam feitas, já que a sua não consideração leva a falsos pontos estáveis de cossimulação.

Finalmente, ambos métodos SOGI-TVP e DFT (incluindo LSCF), podem ser considerados estáveis para a maioria dos casos de aplicação com barras de interface

moderada-forte. Apesar da DFT apresentar uma região de estabilidade maior que o SOGI-TVP para sistemas extremamente fracos, estes pontos de operação possuem aplicação prática reduzida. Sendo assim, em aplicações em que as barras de interface sejam fracas é mais interessante a utilização da DFT como método de extração fasorial. Por outro lado, para sistemas moderados-fortes, o SOGI-TVP pode ser mais indicado devido à precisão (ver Capítulo 3) e a estabilidade.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados e discutidos resultados obtidos com a cossimulação no domínio do tempo e da frequência, realizada com o auxílio da biblioteca *SimPowerSystems* do MATLAB. É usado o método de extração fasorial SOGI–TVP¹ descrito e analisado nos Capítulos 3 e 4, em comparação com os outros dois métodos de extração fasorial investigados, o DFT e o LSCF. Para isso, é utilizado um sistema elétrico de potência de médio porte (29 barras), com um gerador eólico ligado em uma de suas barras. O sistema elétrico é submetido a distúrbios e as formas de onda são analisadas através de índices numéricos, com intuito de avaliar os erros cometidos.

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Conforme mencionado, os testes realizados têm o objetivo de avaliar a precisão da cossimulação EMT-TS com o método de extração fasorial SOGI–TVP. Para isso, os resultados da cossimulação são comparados com os resultados de um programa de transitórios eletromagnéticos convencional.

O sistema elétrico utilizado nessa seção é uma representação de uma parte do sistema de transmissão canadense sob responsabilidade da *Hydro-Quebec*, que foi modelado e disponibilizado para simulação no MatLab/Simulink por Sybille (2013). Ele foi adaptado para a realização da cossimulação, sendo seus principais parâmetros fornecidos no Apêndice C.

O sistema teste é composto de uma rede de transmissão de 735 kV, com sete usinas de 13,8 kV (totalizando 26.200 MVA), incluindo turbinas hidráulicas, reguladores de velocidade, sistemas de excitação e estabilizador de potência (do inglês, *Power System Stabilizer*) (PSS). A rede de 735 kV utiliza compensadores passivos série e paralelo, conforme mostrado no diagrama unifilar da Figura 73. A carga concentra-se em duas barras principais: MTL7 e QUE7.

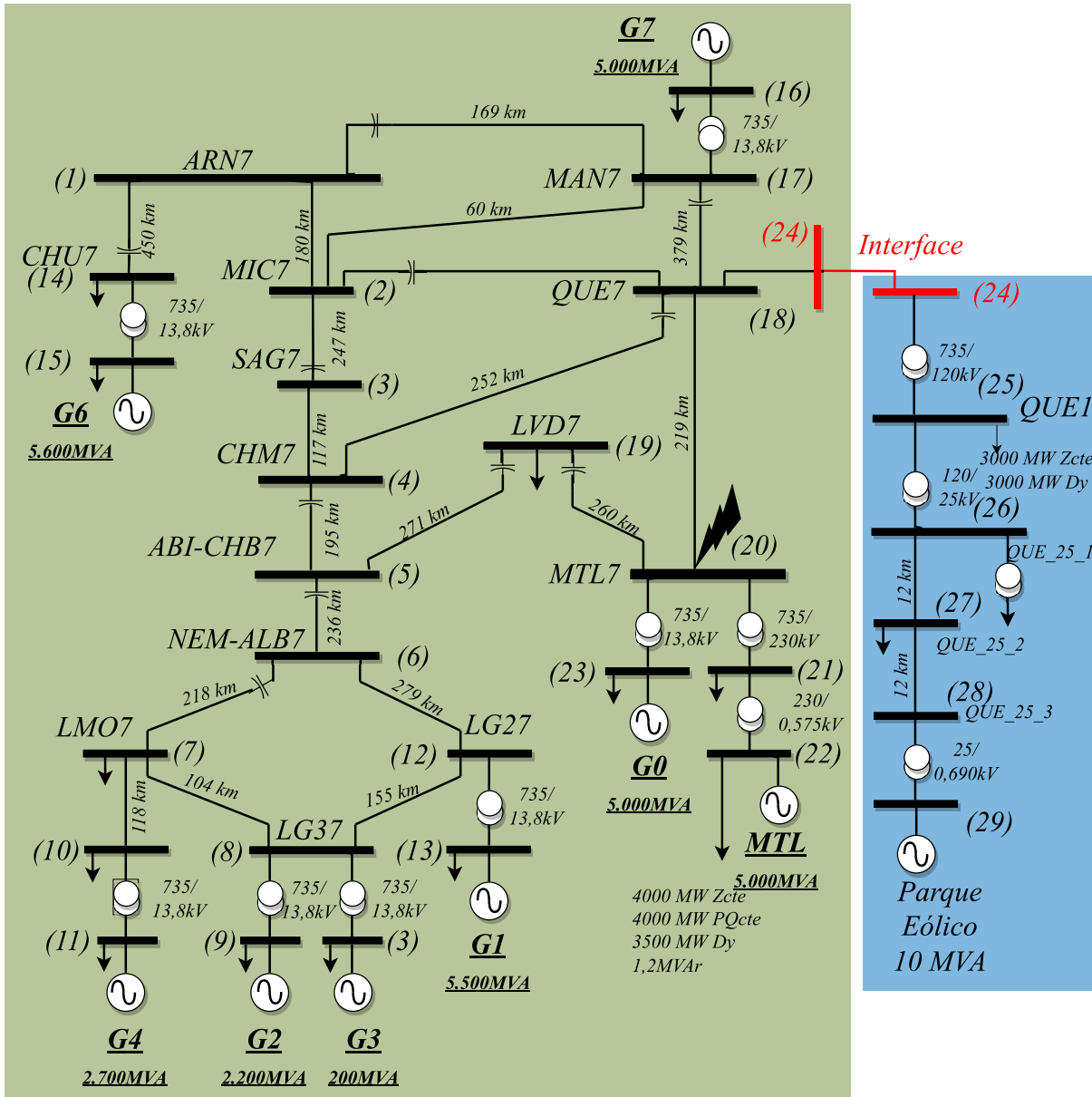
A carga conectada na barra MTL7 consiste de quatro tipos: (i) corrente constante, (ii) impedância constante, (iii) potência constante e (iv) um motor, todas conectadas no sistema de 25 kV, através de dois transformadores com relações 735/230 kV e 230/25 kV, respectivamente.

Na barra QUE7 é conectada uma carga de 6.000 MW no barramento de 120 kV, parte do tipo impedância constante e parte potência constante. Originalmente, este ramo do sistema possui um parque eólico conectado de 10 MVA, representado por uma máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo (curto-circuito) ligada à rede através de um transformador de 120/25 kV. Entretanto, para este trabalho, o parque eólico foi modificado

¹ Neste capítulo, é utilizado o método SOGI–TVP com compensação da componente CC. Portanto, o método TOGI–TVP.

para um aerogerador gerador de indução duplamente alimentado (do inglês, *Doubly-Fed Induction Generator*) (DFIG), conforme mostrado na Figura 74.

Figura 73 – Diagrama unifilar do sistema teste com 29 barras.

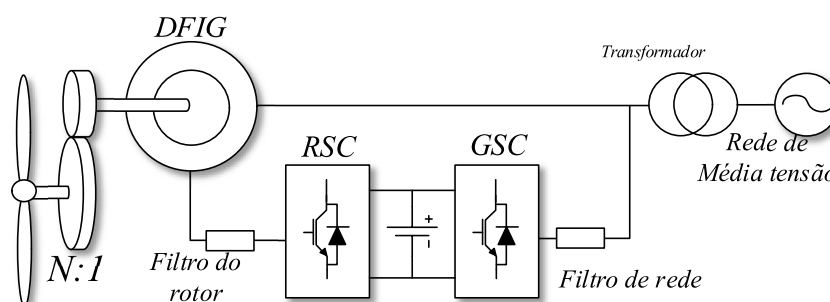


Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

O parque eólico tem como base o DFIG e é amplamente usado como gerador em sistemas de conversão de energia eólica. O DFIG domina uma boa parte do mercado com aerogeradores na faixa de potência de 1,5 a 3 MW (LISERRE et al., 2011), porém alguns podendo chegar a 5 MW (CARDENAS et al., 2013). O modelo foi construído de maneira detalhada, com conversores de eletrônica de potência, malhas de controle e turbina eólica, para melhora avaliação da aplicação da cossimulação frente a um sistema maior e mais complexo, atentando-se para o desempenho dos métodos de conversão, protocolo

de comunicação e funcionamento do DFIG. O Apêndice D traz as principais informações da modelagem e implementação deste aerogerador, cujos detalhes são encontrados em Theodoro et al. (2019).

Figura 74 – Esquema de controle com um conversor *back-to-back* formado por dois VSC a IGBT.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

A inicialização das máquinas e elementos *built-in* foi obtida através da solução do fluxo de potência da rede e realizada com auxílio da ferramenta *powergui*. Já o aerogerador DFIG foi inicializado através de uma rotina própria apresentada em Theodoro (2016). Os valores de tensão da rede e potências injetadas são, por conveniência, resultado do fluxo de potência para o caso desta seção, e são apresentados no Apêndice C.

5.1.1 Critério de análise das curvas

Na maior parte das referências encontradas na literatura, as comparações dos resultados obtidos com a cossimulação ou simulação híbrida são feitas de forma qualitativa (ANDERSON, 1995; WATSON, 2003; SANTOS, 2014; SU, 2005; ABHYANKAR, 2011; PLUMIER, 2016). Nesses trabalhos, a similaridade dos resultados (erros visualmente aceitáveis sem alteração significativa na dinâmica) da cossimulação e um outro programa padrão, geralmente EMT, é comparada antes, durante e após a ocorrência de um evento.

Contudo, pode-se realizar uma análise quantitativa baseada nos erros dinâmicos do sistema simulado (OGATA; YANG, 1970): (i) integral do erro quadrático (do inglês, *Integral Square-error*) (ISE), (ii) integral do erro quadrático ponderado pelo tempo (do inglês, *Integral-of-time-multiplied Square-error*) (ITSE), (iii) integral do erro absoluto (do inglês, *Integral Absolute-error*) (IAE) e (iii) integral do erro absoluto ponderado pelo tempo (do inglês, *Integral-of-time-multiplied Absolut-error*) (ITAE).

Ao contrário dos métodos baseados nos erros absolutos, os métodos baseados nos erros quadráticos penalizam grandes valores de erros, geralmente durante ou logo após a ocorrência dos defeitos ou variações. Já os métodos ponderados pelo tempo penalizam os erros no fim da simulação. Pereira et al. (2014) propuseram uma variação

denominada integral do erro absoluto normalizado (do inglês, *Normalized Integral Absolute-error*) (NIAE), em que o método IAE é normalizado pela média do sinal padrão ou de referência, calculado como se segue:

$$NIAE = 1 - \frac{IAE}{\int_0^{\infty} |x_{ref}| dt} \quad (5.1)$$

em que $IAE = \int_0^{\infty} |e| dt$ é a integral do erro absoluto, sendo $e = (x_{ref} - x_{teste})$, x_{ref} é a curva ou sinal de referência e x_{teste} é a curva ou sinal a ser comparada.

Neste contexto, serão utilizados os seguintes índices para avaliar a cossimulação: (i) NIAE $\geq 0,95$ resultados adequados; (ii) NIAE $< 0,95$ resultados inadequados². Outras alternativas para avaliar a similaridade das curvas são o erro médio quadrático (do inglês, *Medium-square-error*) (MSE) (FERNANDES et al., 2015) e a relação sinal-ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) (SNR) (ZIEMER; TRANTE, 2014), muito usado em processamento de sinais. Contudo, neste trabalho, os resultados das cossimulações terão sua similaridade avaliadas somente pelo método NIAE.

5.2 RESULTADOS DA COSSIMULAÇÃO DO SISTEMA 29 BARRAS COM GERADOR DFIG

O sistema elétrico foi dividido nos sistemas externo e detalhado conforme mostrado na Figura 73. A porção do sistema contendo o DFIG fica no sistema detalhado para melhor representação dos controladores, estratégias de chaveamento e dos transitórios eletromagnéticos. A barra QUE7 foi escolhida como barra de interface, cuja $SCR = 4,9993$, ou seja, é uma barra forte. O passo de comunicação foi de $M = 4$ ms enquanto os micropassos do EMT e TS foram definidos como $h = 50$ ms e $H = M = 4$ ms, respectivamente.

Os circuitos equivalentes dos sistemas externo e detalhado são respectivamente fontes de corrente e de tensão. Os métodos de conversão *onda* \leftrightarrow *fasor* serão a DFT, o LSCF e o SOGI-TVP. O protocolo de comunicação é o serial com prioridade no TS, conforme apresentado no Capítulo 2.

As simulações foram conduzidas na biblioteca Simulink/SimPowerSystems que permite abordagens EMT e TS, mas não ao mesmo tempo. Portanto, é necessário ter duas instâncias do software: um com a abordagem EMT e outra com a TS. Uma terceira instância executa um algoritmo que permite a troca de dados entre o EMT e o TS, através do protocolo de controle de transmissão/internet (do inglês, *Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) (TCP/IP).

² O índice NIAE foi proposto por Pereira et al. (2014) e os valores de referência foram estabelecidos no mesmo trabalho. Originalmente, o NIAE foi desenvolvido para classificação de modelos de parques eólicos como adequados ou inadequados.

Nas seções seguintes serão apresentados as principais curvas para validação da cossimulação. A análise será feita em função de uma falha trifásica aplicada no instante $t_f = 0,2$ s na barra MTL7, durante 100 ms. As grandezas serão observadas no decorrer de 10,0 s, que será o tempo total de simulação.

5.2.1 Tensões terminais das máquinas

Foram escolhidos três geradores, cujos dados são apresentados na Tabela 15. O primeiro, G_0 de 5.000 MVA e $H_{G_0} = 3,7$ s, é o mais próximo da falta localizado na primeira vizinhança e, por isso, sofre mais os efeitos da falta. O segundo, G_1 de 5.500 MVA e $H_{G_1} = 4,1$ s, possui a maior inércia e está localizado na quinta vizinhança. E o terceiro, G_6 de 5.600 MVA e $H_{G_6} = 4,0$ s, com a segunda maior inércia está localizado na quarta vizinhança.

Tabela 15 – Parâmetros básicos dos geradores G_0 , G_1 e G_6 .

Gerador	Potência (MVA)	Constante de inércia (s)	Vizinhança
G_0	5.000	3,7	primeira
G_1	5.500	4,1	quinta
G_6	5.600	4,0	quarta

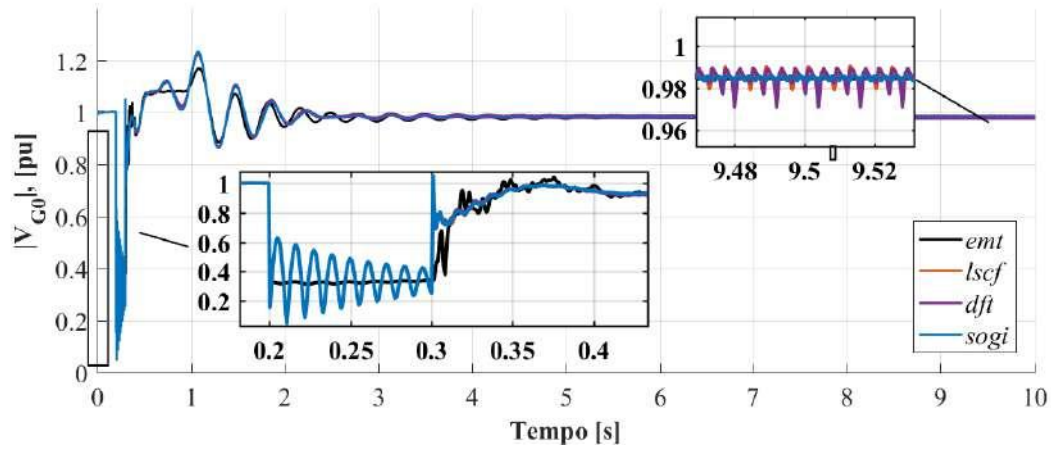
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

As Figuras 75 (a), (b) e (c) mostram as tensões terminais dos geradores G_0 , G_1 e G_6 . Essas formas de onda foram obtidas com a simulação do sistema em estudo no EMT e na cossimulação, considerando os métodos DFT, LSCF e SOGI-TVP. Apesar dos resultados apresentarem o mesmo comportamento, é possível observar algumas discrepâncias entre os resultados obtidos com o EMT e com a cossimulação, principalmente durante a falta. Esse comportamento pode ser explicado pelas interações entre os programas TS e EMT na cossimulação. Adicionalmente, para $t > 5$ s, os fasores extraídos pelos métodos LSCF e DFT apresentam oscilações em torno do ponto de operação, enquanto o SOGI-TVP tende-se a ter um comportamento filtrado, conforme mostrado nos detalhes das Figuras 75 (a), (b) e (c). Isso acontece pois, após o defeito, a frequência de operação é alterada, de forma que os métodos convencionais não são capazes de acompanhar as alterações se nenhuma correção for realizada.

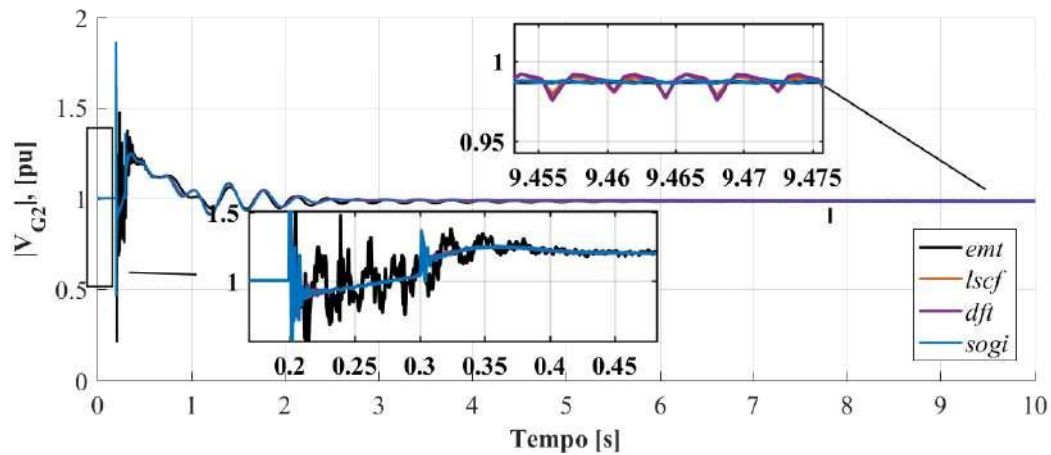
A fim de dividir a análise para melhor compreensão do (i) desempenho dos métodos de extração fasorial e (ii) da cossimulação, o critério de similaridade foi aplicado tanto na curva inteira, quanto em partes da curva dividida em 4 regiões pré-definidas, sendo:

- **Região 1:** limites de $0,0 \leq t \leq 0,2$ s;

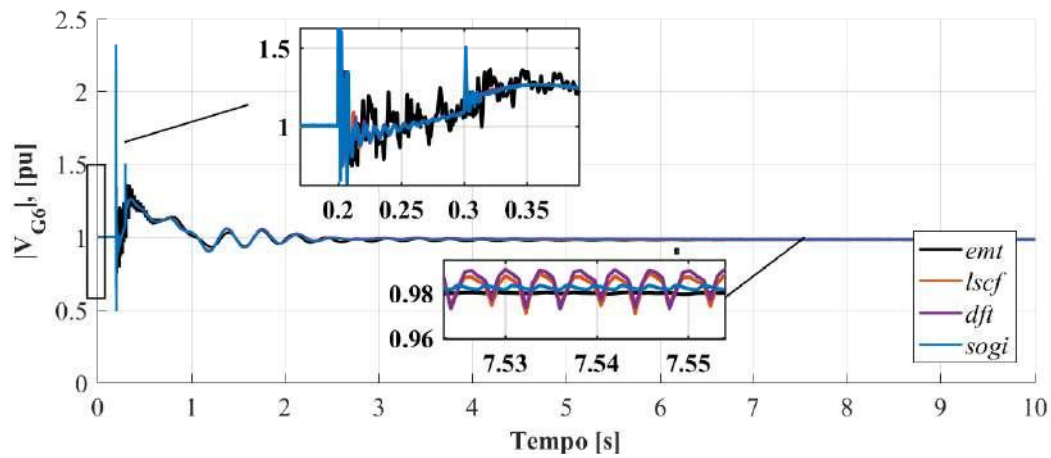
Figura 75 – Tensões terminais dos geradores G_0 , G_1 e G_6 para os programas EMT e a cossimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e TOGI-TVP.



(a)



(b)



(c)

Legenda: (a) gerador G_0 , (b) gerador G_1 , (c) gerador G_6 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

- **Região 2:** limites de $0,2 < t \leq 0,3$ s;
- **Região 3:** limites de $0,3 < t \leq 2,0$ s;
- **Região 4:** limites de $2,0 < t \leq 10,0$ s;

A Tabela 16 mostra os resultados da aplicação do critério de similaridade NIAE, nas curvas completas e nas regiões 1, 2, 3 e 4. De acordo com o critério adotado, as curvas de tensão na barra de interface apresentam similaridade, tanto de forma geral quanto para as regiões definidas. O gerador mais próximo do defeito (G_0) apresenta um pior resultado, principalmente na região 2, quando ocorre o defeito. A diferença entre os resultados apresentados se deve principalmente: (i) ao erro associado à extração fasorial e (ii) a diferença de modelagem do sistema externo e interno, sendo essa última mais evidente. O método de extração fasorial que teve o pior resultado foi o baseado na DFT e o melhor desempenho foi o SOGI-TVP. Esse comportamento é devido as oscilações resultantes da alteração de frequência.

Tabela 16 – Valores de NIAE para as tensões terminais dos geradores G_0 , G_1 e G_6 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Gerador	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
G_0	LSCF	0,98974	0,99895	0,662331	0,97509	0,99410
	DFT	0,98880	0,99954	0,662403	0,97627	0,99265
	SOGI	0,99079	0,99932	0,662322	0,97383	0,99567
G_1	LSCF	0,99067	0,99777	0,87718	0,98362	0,99350
	DFT	0,98968	0,99821	0,87722	0,98442	0,99204
	SOGI	0,99233	0,99794	0,87722	0,98272	0,99580
G_6	LSCF	0,99110	0,99679	0,91048	0,98501	0,99338
	DFT	0,99003	0,99733	0,90982	0,98537	0,99193
	SOGI	0,99297	0,99704	0,90042	0,98456	0,99597

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

5.2.2 Potências ativas e reativas

Nas Figuras 76 (a), (b) e (c) são mostradas as potências ativas para os geradores selecionados, G_0 , G_1 e G_6 , respectivamente. Apesar de existir semelhança entre os resultados apresentados nos programas, são verificadas algumas diferenças, como as mostradas nos detalhes. De forma semelhante ao ocorrido com a tensão terminal, pode-se observar alterações entre os resultados do EMT e da cossimulação durante o defeito. Esse comportamento é explicado pela diferença de modelagem da cossimulação e do EMT completo. Adicionalmente, no fim do período de simulação observam-se discrepâncias entre os resultados, devido à alteração de frequência na barra de interface e à influência

dos métodos de extração fasorial. A Tabela 17 mostra os resultados da aplicação do NIAE para as comparações de extração fasorial. O resultado da comparação entre as curvas da potência ativa foi muito parecido com a tensão, sobretudo nos geradores mais distantes do defeito. Os piores índices estão nas regiões 2 e 3, durante e imediatamente depois da falta. Os melhores resultados foram obtidos com o uso do método de extração SOGI-TVP e os piores foram para a DFT.

Tabela 17 – Valores de NIAE para as potências ativas dos geradores G_0 , G_1 e G_6 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Gerador	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
G_0	LSCF	0,95696	0,99724	0,01267	0,85958	0,98266
	DFT	0,95173	0,99840	0,01268	0,86345	0,97525
	SOGI	0,95884	0,99822	0,01266	0,85366	0,98628
G_1	LSCF	0,98122	0,99784	0,07762	0,96405	0,98798
	DFT	0,97507	0,99853	0,07355	0,96648	0,97985
	SOGI	0,98454	0,99833	0,07744	0,96199	0,99251
G_6	LSCF	0,97891	0,99753	0,31106	0,95209	0,98709
	DFT	0,97171	0,99858	0,28779	0,95389	0,97789
	SOGI	0,98277	0,99826	0,29361	0,95029	0,99230

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Nas Figuras 77 (a), (b) e (c) são mostradas as potências reativas para os geradores G_0 , G_1 e G_6 , respectivamente. O comportamento da potência reativa é semelhante a da tensão e potência ativa terminal: durante o defeito aparecem diferenças entre a modelagem da cossimulação e do EMT completo e no fim da simulação os métodos de extração fasorial causam variações devido à alteração de frequência. Na Tabela 18 são mostrados os índices NIAE calculados para as curvas das potências ativas. Os valores mais discrepantes ocorreram nas regiões 2 e 3, durante e imediatamente depois da falta. As máquinas mais distantes apresentaram melhores resultados dinâmicos, porém no gerador mais próximo é possível visualizar um erro no fim da simulação devido à alteração de frequência do sistema.

5.2.3 Barra de interface

As Figuras 78 (a) e (b) mostram os comportamentos das tensão e corrente na barra de interface, respectivamente. De maneira análoga às curvas anteriores, pode-se observar algumas discrepâncias entre os resultados do EMT e da cossimulação. Essa diferença é justificada pelas interações entre os programas TS e EMT na cossimulação, as quais não existem na simulação do sistema totalmente no EMT. Além disso, no fim do período de simulação ocorre uma alteração do ponto de operação causado pela mudança da frequência do sistema. A observação das formas de ondas mostra que SOGI-TVP

Figura 76 – Potências ativas nos terminais dos geradores de G_0 , G_1 e G_6 obtidas com o EMT e a cosimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

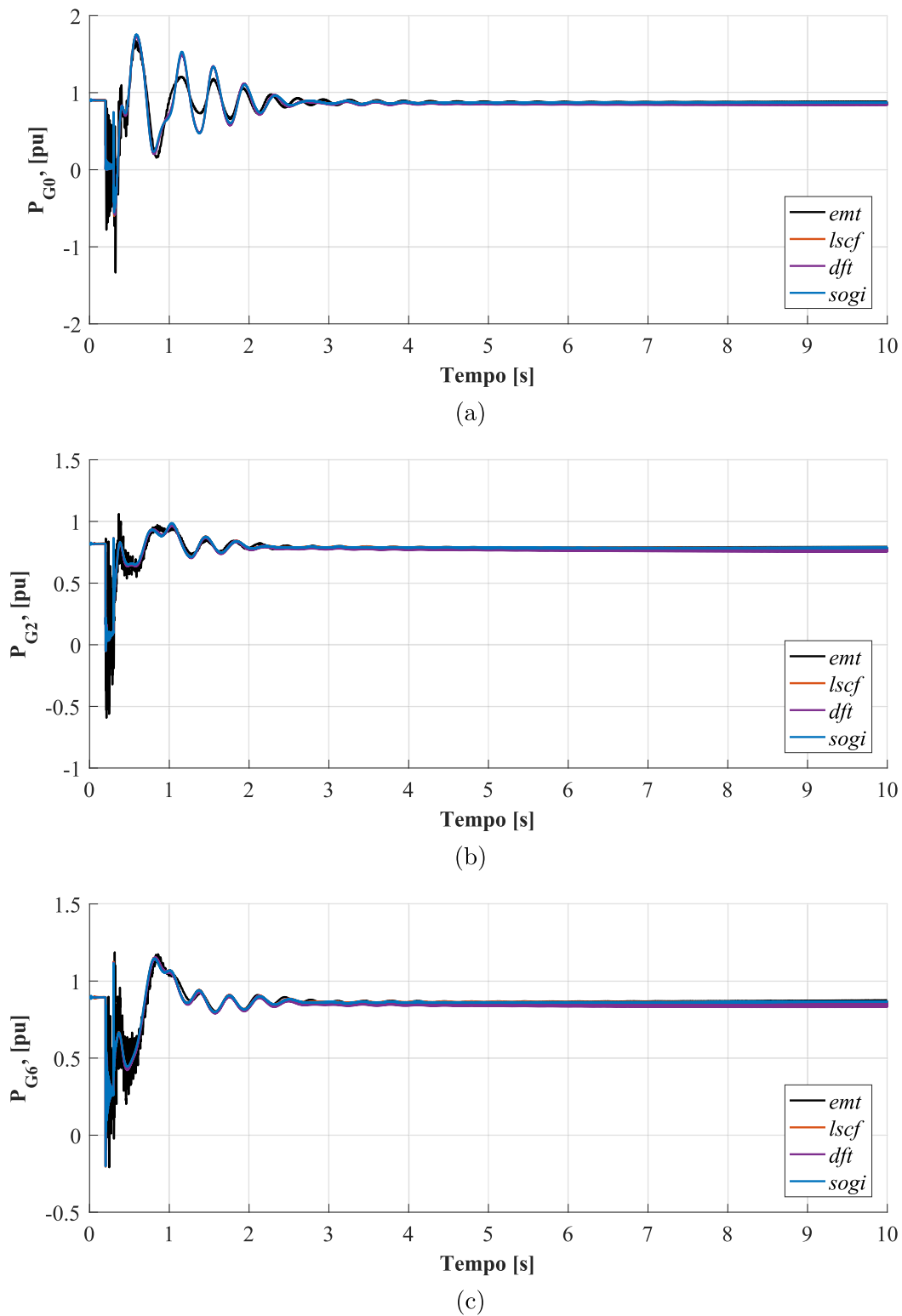
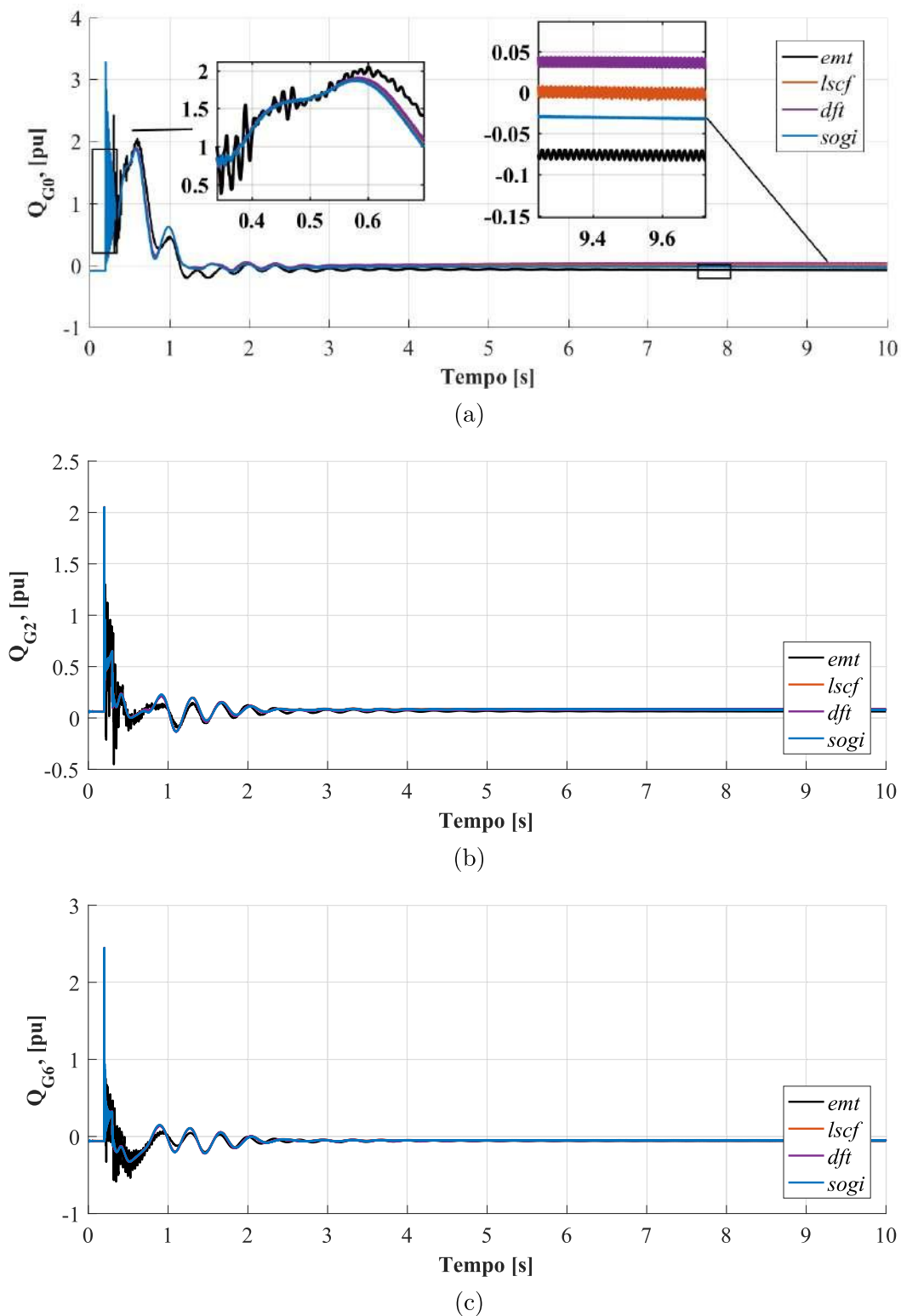


Figura 77 – Potências reativas nos terminais de G_0 , G_1 e G_6 obtidas com o EMT e a cosimulação, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.



Legenda: (a) gerador G_0 , (b) gerador G_1 , (c) gerador G_6 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 18 – Valores de NIAE para as potências reativas nos terminais de G_0 , G_1 e G_6 considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Gerador	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
G_0	LSCF	0.95883	0.99921	0.74103	0.94439	0.96572
	DFT	0.94890	0.99962	0.74113	0.94540	0.95245
	SOGI	0.96835	0.99953	0.74110	0.94414	0.97824
G_1	LSCF	0.98676	0.99745	0.90087	0.97582	0.99016
	DFT	0.98800	0.99770	0.90020	0.97673	0.99152
	SOGI	0.98700	0.99767	0.89949	0.97508	0.99063
G_6	LSCF	0.99020	0.99695	0.90402	0.97044	0.99539
	DFT	0.99143	0.99736	0.90187	0.97130	0.99676
	SOGI	0.99001	0.99731	0.89948	0.96962	0.99538

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

está visualmente mais próximo da curva do EMT, enquanto o método baseado na DFT está mais distante. A Tabela 19 mostra os resultados da aplicação do NIAE nas curvas completas e regiões para as comparações dos métodos de extração fasorial. Conforme comprovado pela inspeção visual das formas de onda simuladas, o método de extração SOGI–TVP apresentou o melhor resultado, enquanto o método baseado na DFT, o pior.

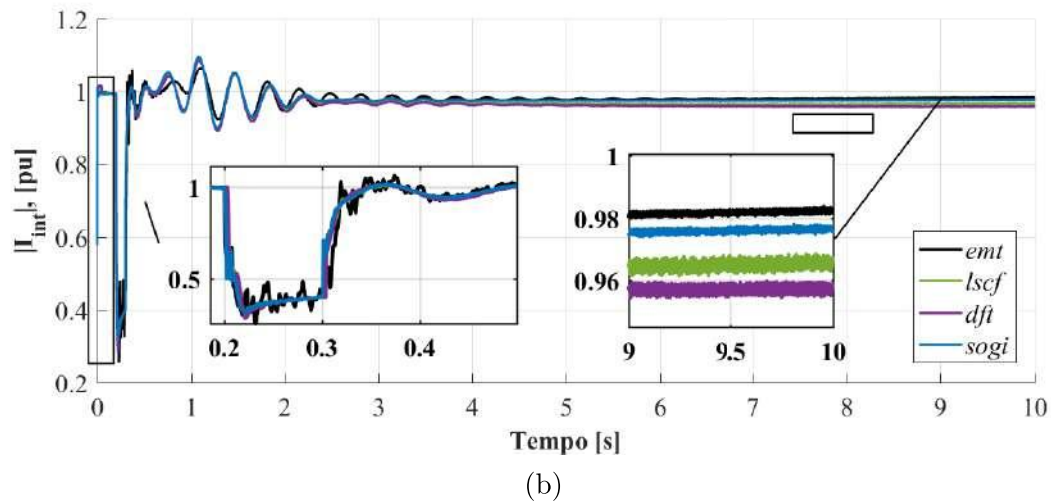
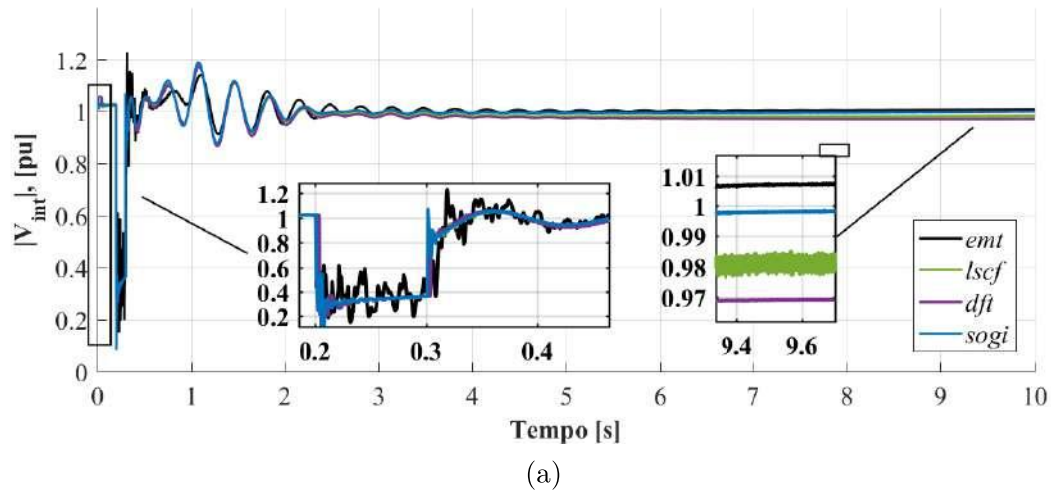
Tabela 19 – Valores de NIAE para tensão e corrente na barra de interface, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Grandeza	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
Tensão	LSCF	0,97603	0,99024	0,72066	0,97067	0,97801
	DFT	0,97094	0,99190	0,70567	0,97218	0,97136
	SOGI	0,98714	0,99742	0,75605	0,96931	0,99181
Corrente	LSCF	0,98765	0,96085	0,80223	0,95898	0,99545
	DFT	0,98101	0,99354	0,86932	0,98213	0,98103
	SOGI	0,99174	0,99699	0,90265	0,98004	0,99458

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

As Figuras 79 (a) e (b) mostram as potências ativa e reativa que fluem na barra de interface, respectivamente. Apesar de existirem semelhanças de comportamento, os detalhes das figuras mostram que existem algumas diferenças nas formas de onda obtidas com os diferentes métodos de extração. Durante o defeito, aparecem diferenças devido à modelagem e no fim da simulação ocorre uma alteração severa do ponto de operação causada pela variação da frequência do sistema no defeito. Novamente, o SOGI–TVP apresentou um melhor resultado devido à característica de adaptação de frequência. A Tabela 20 mostra os resultados da aplicação do NIAE permitindo concluir que SOGI–TVP apresentou o melhor resultado e a DFT o pior.

Figura 78 – Grandezas na barra de interface.



Legenda: (a) tensão e (b) corrente.

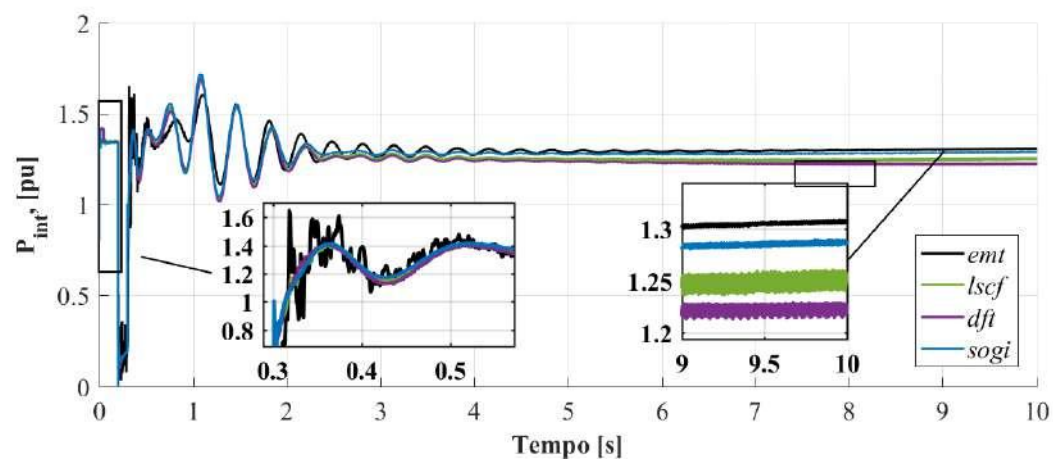
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 20 – Valores de NIAE para as potências ativa e reativa na barra de interface, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

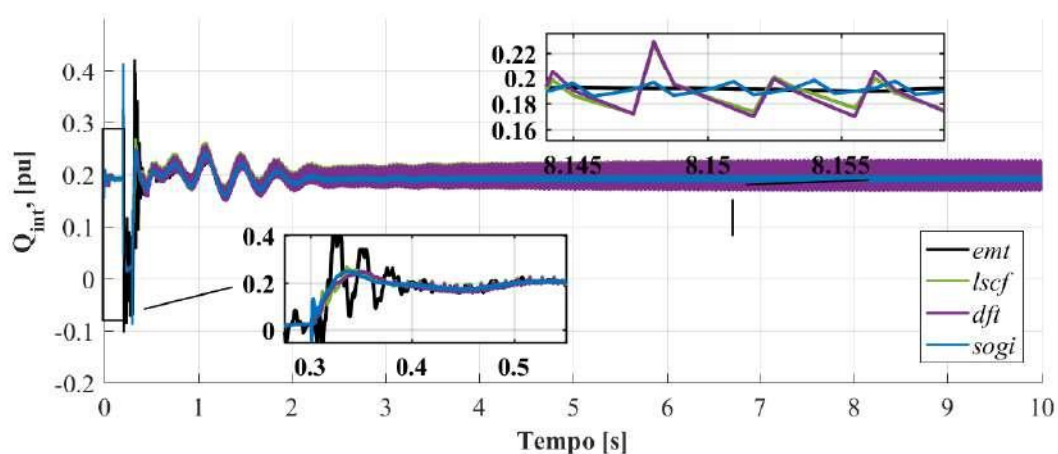
Potência	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
Ativa	LSCF	0,96123	0,98342	0,53155	0,95329	0,96319
	DFT	0,95297	0,98556	0,51305	0,95574	0,95232
	SOGI	0,97961	0,99476	0,65605	0,95069	0,98619
Reativa	LSCF	0,94322	0,97602	0,21716	0,93327	0,94742
	DFT	0,93916	0,97913	0,22732	0,93698	0,94143
	SOGI	0,97198	0,98492	0,23049	0,94176	0,98115

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Figura 79 – Potências na barra de interface.



(a)



(b)

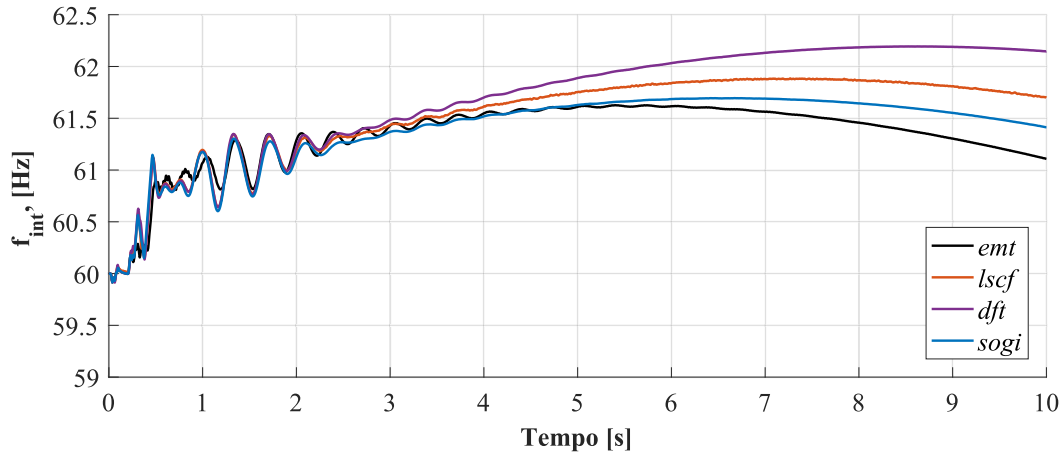
Legenda: (a) ativa e (b) reativa.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para confirmar a hipótese de que os erros de no final da simulação tem contribuições da variação de frequência, a frequência do sistema na barra de interface foi estimada com um circuito PLL convencional. O sinal de tensão da barra de interface foi armazenado e utilizado a posteriori para estimação da frequência. A Figura 80 mostra a frequência estimada para os sistemas. Inicialmente, os resultados da cossimulação e o EMT são muito semelhantes, porém, no decorrer da simulação a distância entre os resultados aumenta, sendo evidente no fim da simulação. Inclusive, existem diferenças severas entre os resultados da cossimulação para os métodos LSCF, DFT e SOGI-TVP. A Tabela 21 mostra os resultados da aplicação do critério de comparação para as regiões definidas. A análise mostra que o SOGI-TVP apresenta os melhores resultados gerais e a DFT os piores. Dessa forma, pode-se concluir que o desvio de frequência na barra de interface contribui para a diferenças na cossimulação juntamente com a diferença de modelagem

EMT-TS.

Figura 80 – Desvio de frequência central do sistema.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 21 – Valores de NIAE para a frequência na barra de interface, tendo como referência o sinal EMT e comparação os resultados dos métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Método	Total	Região			
		1	2	3	4
LSCF	0,83743	0,52170	0,56122	0,91280	0,82745
DFT	0,71567	0,74869	0,42730	0,90985	0,68910
SOGI	0,91887	0,95955	0,72578	0,89163	0,92287

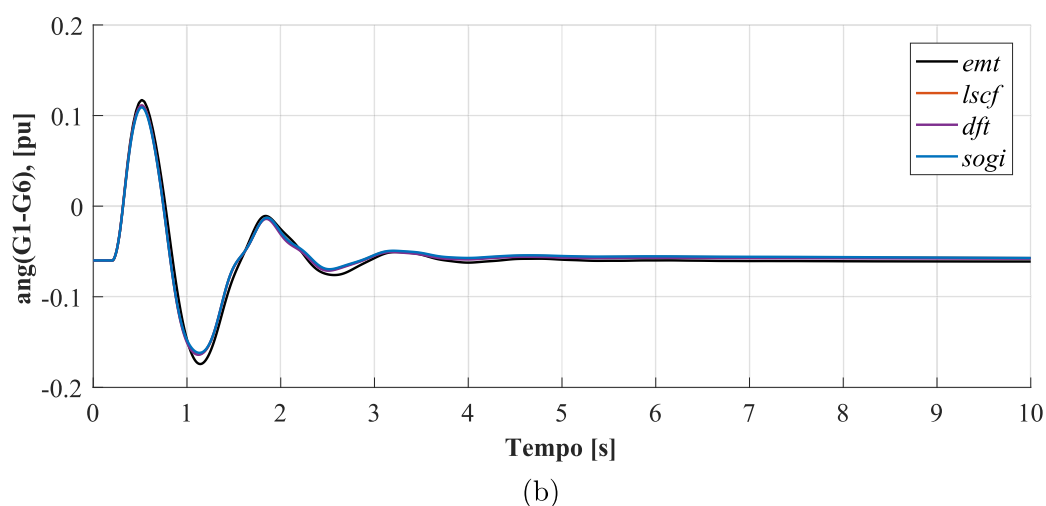
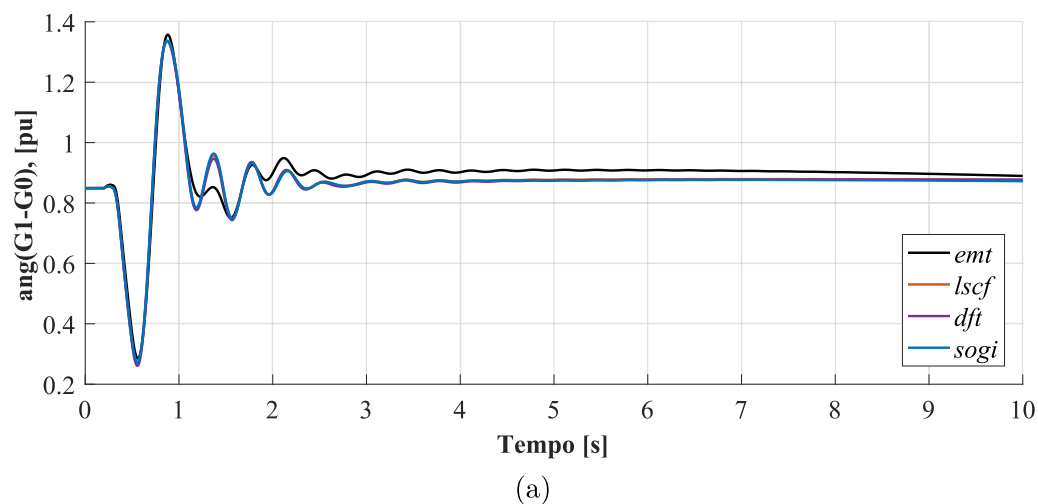
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Assim, a fim de observar ainda melhor a diferença entre os resultados, foi proposto comparar os ângulos mecânicos das máquinas. Escolheu-se a máquina com a maior inércia, G_1 para servir de referência tendo seu ângulo comparado com as outras duas principais G_0 e G_6 . As Figuras 81 (a) e (b) mostram o ângulo mecânico das máquinas. A Tabela 22 mostra o resultado de comparação das curvas de ângulos. É possível perceber que os maiores desvios ocorrem nas regiões 3 e 4, de forma semelhante ao observado para as potências reativas nas máquinas.

Pode-se então enunciar os principais fatores que contribuem para este e outros tipos de erro na cossimulação:

- Erros em instantes próximos ao defeito (imediatamente antes, durante e imediatamente depois):
 - modelagem distinta empregada no sistema externo e detalhado;

Figura 81 – Comparação dos ângulos do rotor tendo G_1 como referência.



Legenda: (a) comparação angular entre G_1 e G_0 e (b) comparação angular entre G_1 e G_6 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Tabela 22 – Valores de NIAE para os ângulos terminais de G_1 e G_6 em relação a G_0 , considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Ângulo	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
G_0-G_1	LSCF	0,96981	0,99996	0,99499	0,96456	0,96984
	DFT	0,96787	0,99986	0,99495	0,96468	0,96743
	SOGI	0,96769	0,99986	0,99511	0,96347	0,96745
G_0-G_6	LSCF	0,93098	0,99992	0,99668	0,90656	0,93577
	DFT	0,94165	0,99990	0,99587	0,90478	0,95045
	SOGI	0,92354	0,99989	0,99569	0,90082	0,92759

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

- atraso de comunicação inserido pelo protocolo;
- Erros no fim da simulação (regime permanente):
 - imperfeições no circuito equivalente;
 - variação de frequência na barra de interface;
 - limitação da extração fasorial para excursões de frequência.

É válido ressaltar que o SOGI-TVP reduz significativamente os erros de simulação, sobretudo pela capacidade de adaptação à frequência. Como o sistema pode ser considerado forte no ponto de conexão, os efeitos dos erros foram minimizados. No entanto, no caso da aplicação do cossimulação em um sistema mais fraco os erros poderiam ser mais severos.

5.2.4 Aerogerador DFIG

Esta seção tem a finalidade de apresentar os resultados de simulação referentes ao aerogerador DFIG e seus componentes: turbina, acoplamento, máquina e os controles conversor do lado do rotor (do inglês, *Rotor Side Converter*) (RSC) e conversor do lado da rede (do inglês, *Grid Side Converter*) (GSC). Nesse contexto, as Figuras 82 (a) e (b) mostram as características mecânicas da máquina durante a falta, torque elétrico e velocidade. Nota-se que a cossimulação, para qualquer dos métodos de extração fasorial, têm comportamentos semelhantes, comparando com o programa convencional de EMT. O LSCF porém, apresenta picos mais pronunciados, isso provavelmente se deve ao fato da natureza algébrica do método.

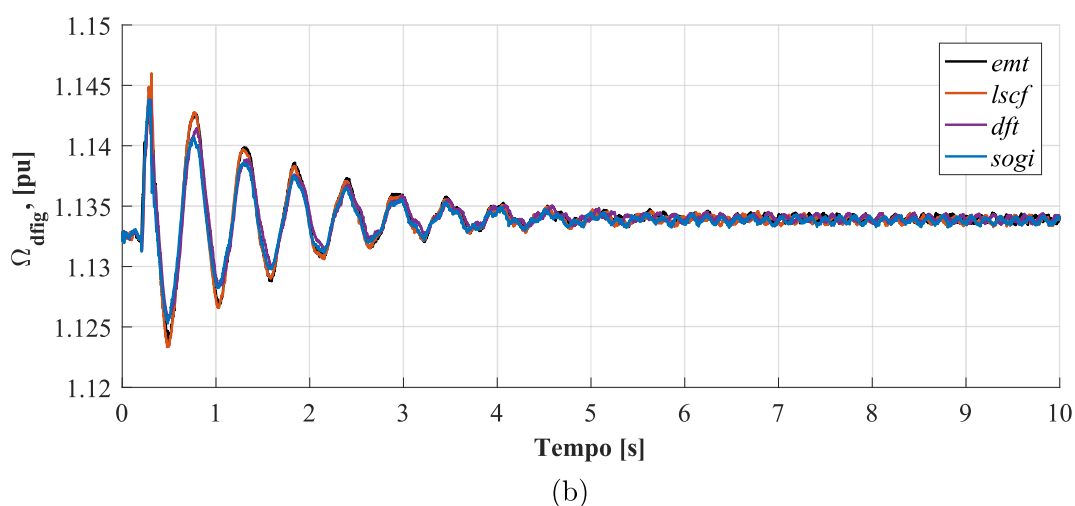
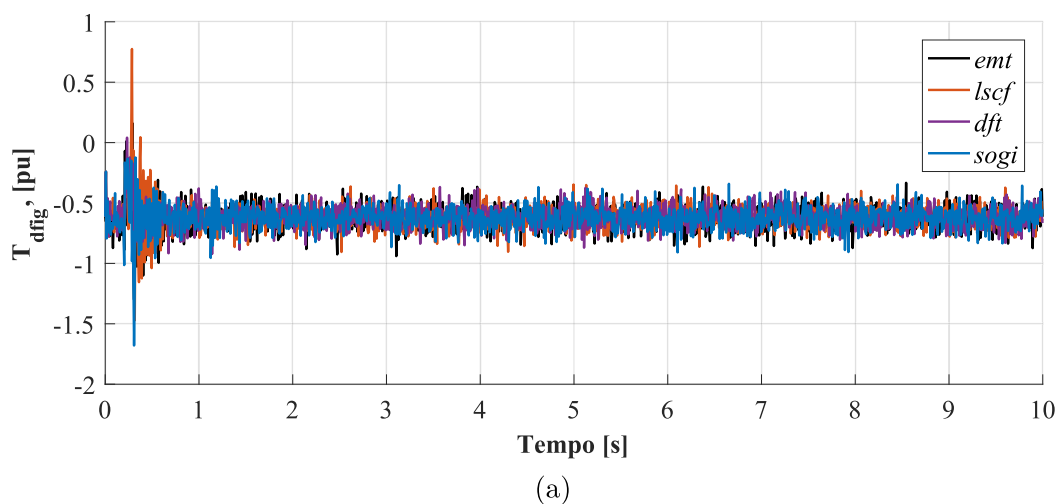
O torque é praticamente constante, em torno de 0,6 pu (antes e depois da falta) devido à atuação do controle PI do bloco rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT). Adicionalmente, o torque de referência é função do erro entre a velocidade de referência e a velocidade da máquina.

Assim, pode ser observado através curva de evolução da velocidade a presença de pelo menos duas constantes de tempo distintas no sistema mecânico: (i) a relacionada ao controle de velocidade-torque do MPPT (função do ganho integral do controlador) e (ii) a relacionada ao balanço mecânico e as inércias da máquina e do rotor da turbina.

A Tabela 23 mostra os resultados da aplicação do NIAE para as regiões definidas. Os resultados de torque possuem elevado ruído e portanto NIAE com baixa confiabilidade. No entanto, a velocidade tem ótimos resultados em todas as regiões para todos os métodos.

As Figuras 83 (a) e (b) mostram o controle RSC de corrente injetada no rotor em atuação durante a falta. O princípio de controle faz com que a corrente de eixo direto seja fixa em zero e a corrente de eixo em quadratura seja função do torque de referência, que é quase constante. Os resultados para os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e

Figura 82 – Grandezas mecânicas do aerogerador - Sistema 29 barras com DFIG.



Legenda: (a) torque elétrico normalizado com detalhe à direita, (b) velocidade da máquina normalizada.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

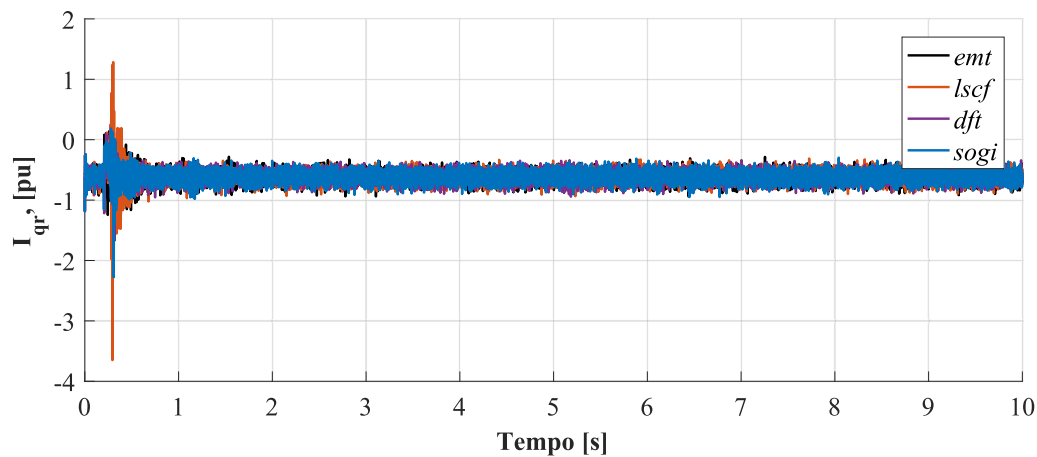
Tabela 23 – Valores de NIAE para o torque e a velocidade do DFIG, considerando os métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Ângulo	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
Torque	LSCF	0,83027	0,82709	-0,11821	0,77398	0,84993
	DFT	0,83925	0,82125	0,36652	0,81008	0,84971
	SOGI	0,83734	0,82353	0,21611	0,79870	0,85090
Velocidade	LSCF	0,99975	0,99983	0,99872	0,99967	0,99978
	DFT	0,99962	0,99985	0,99885	0,99917	0,99972
	SOGI	0,99964	0,99983	0,99909	0,99912	0,99975

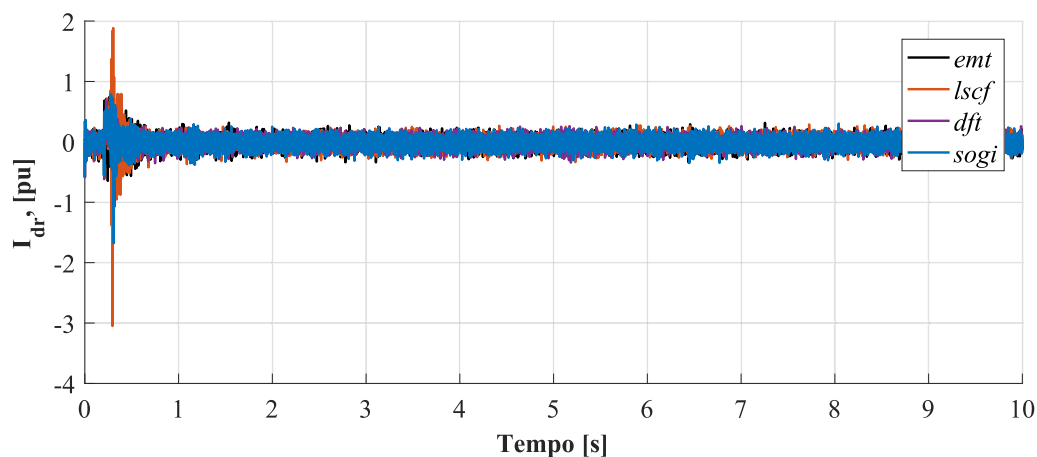
Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

SOGI-TVP são semelhantes para toda simulação, não apresentando discrepância aparente.

Figura 83 – Correntes injetadas no rotor do aerogerador pelo RSC, com detalhe à direita - Sistema 29 barras com DFIG.



(a)



(b)

Legenda: (a) corrente de eixo em quadratura, (b) corrente de eixo direto.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A Figura 84 mostra a tensão no barramento CC durante a falta, que sofre alterações devido às altas tensões induzidas no rotor em consequência do fluxo natural. O controlador de tensão projetado regula a variável em 2500 V. Os resultados para os métodos de extração fasorial DFT, LSCF e SOGI-TVP são semelhantes para quase toda simulação não apresentando discrepância, exceto quando o método LSCF apresenta uma imprecisão durante o defeito, devido ao princípio algébrico já mencionado.

A Tabela 24 mostra os resultados da aplicação do NIAE para as correntes no rotor e a tensão no barramento CC nas regiões definidas. De forma geral, os resultados de corrente têm semelhança visual, apresentando o mesmo comportamento. No entanto, têm

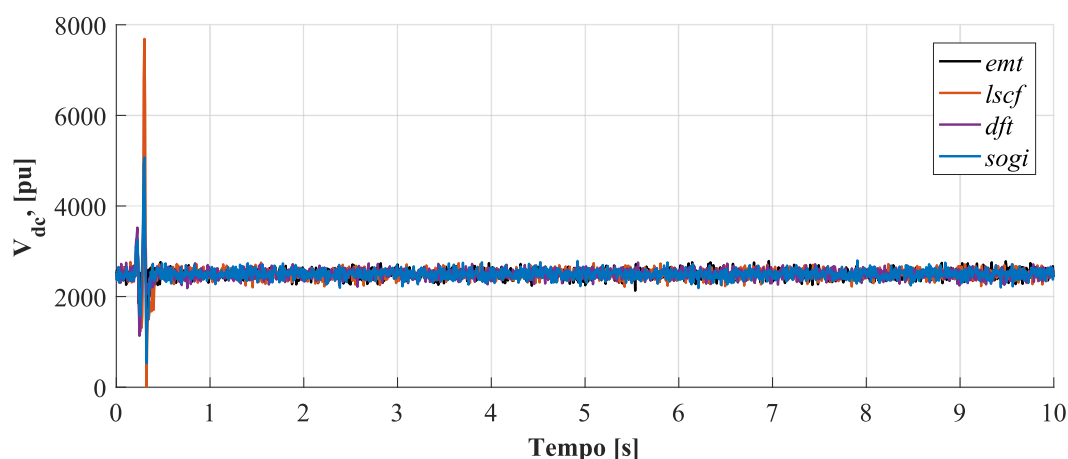


Figura 84 – Tensão no barramento CC durante a falta, com detalhe à direita - Sistema 29 barras com DFIG.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

baixo NIAE devido às mesmas razões anteriores: alto nível de ruído e baixo valor médio. Por outro lado, a tensão no barramento CC tem ótimos resultado em todas as regiões, exceto durante o defeito.

Tabela 24 – Valores de NIAE para as correntes no rotor e a tensão no barramento CC do DFIG, tendo como referência o sinal EMT e comparação os resultados dos métodos de extração fasorial LSCF, DFT e SOGI.

Variável	Método	Total	Região			
			1	2	3	4
i_{qr}^e	LSCF	0.87364	0.95967	0.70978	0.93992	0.85941
	DFT	0.85608	0.96231	0.81844	0.95425	0.83300
	SOGI	0.87414	0.96215	0.79291	0.93926	0.85908
i_{dr}^e	LSCF	0.87552	0.96265	0.75038	0.94261	0.8605
	DFT	0.85708	0.96193	0.81947	0.95646	0.83371
	SOGI	0.87595	0.9602	0.81517	0.94238	0.86039
v_{cc}	LSCF	0.94789	0.95165	0.57384	0.93101	0.95624
	DFT	0.95364	0.95255	0.81082	0.95179	0.95592
	SOGI	0.95275	0.94923	0.77774	0.94898	0.95591

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

5.2.5 Comparação do tempo de simulação

A Tabela 25 a seguir mostra o tempo de processamento de cada simulador. Neste caso a cossimulação com os dois métodos de conversão dependeram um tempo de simulação cerca de duas vezes menor que o programa convencional de EMT. Isso ocorreu porque o

tempo de simulação poupado pelo maior passo de simulação do sistema externo foi maior que o tempo gasto na comunicação entre os programas. Ainda, os métodos LSCF, DFT e SOGI-TVP tiveram um desempenho similar em tempo computacional. Vale ressaltar que a cossimulação pode ser otimizada, o que não foi o propósito aqui. Para estas simulações foi usado um DELL Inspiron 15 com um processador i7-5500U 2.40 GHz com 12 GB RAM.

Tabela 25 – Tempos de computacionais para a simulação EMT completo e co-simulações LSCF, DFT e SOGI-TVP para o sistema de 29 barras com aerogerador DFIG.

Simulador	Total (min)	Estimativa de comunicação	
		Tempo (min)	(%)
EMT	27,28	0,00	0,00
LSCF	17,07	0,48	2,81
DFT	16,94	0,48	2,81
SOGI	16,21	0,46	2,81

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A Tabela 26 mostra a título de exemplo como ficam os tempos de comunicação para o SOGI-TVP. No tempo de simulação do EMT estão incluídos os tempos de processamento gastos para extração dos fasores instantâneos.

Tabela 26 – Detalhamento dos tempos computacionais para a cossimulação SOGI-TVP entre os sistemas detalhado e externo.

Etapa		Tempo (min)	%
Sistema detalhado	Comunicação	0,23	1,41
	Simulação	9,14	56,41
Sistema externo	Comunicação	0,23	1,41
	Simulação	5,08	31,32
Abertura conexão		0,62	3,80
Outros		0,92	5,65
Total		16,21	100,00

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Esse capítulo apresentou os resultados de simulação para a cossimulação EMT-TS comparando os principais métodos de extração fasorial disponíveis na literatura com o método proposto SOGI-TVP. O sistema elétrico usado para o teste é uma parte do sistema de transmissão canadense sob responsabilidade da *Hydro-Quebec*, com 29 barras e 6 geradores de grande porte. Em uma das barras é conectado um parque eólico baseado no aerogerador DFIG, modelado em detalhes por meio de conversores eletrônicos

e controladores para mostrar a aplicabilidade da cossimulação. Foram conduzidas quatro simulações principais: (i) o EMT completo, usado como base de comparação e as cossimulações usando (ii) LSCF, (iii) DFT e (iv) SOGI-TVP. A ideia geral é comparar o desempenho dos métodos de extração fasorial validando os resultados do Capítulo 3 para um sistema mais complexo no qual a frequência da barra de interface sofre grandes excursões. Para comparação das curvas foi utilizado o critério de similaridade NIAE.

Os resultados de simulação mostraram que durante o defeito ocorre uma grande discrepância entre as curvas da cossimulação comparadas ao EMT completo. Isto se deve ao fato de as interações entre TS e EMT na cossimulação terem natureza completamente diferentes do EMT puro.

Por outro lado, depois do defeito, devido à elevação da frequência, os resultados dos métodos de extração convencionais apresentam oscilações em torno do ponto de operação, enquanto o SOGI-TVP tende a ter um comportamento filtrado. Isso ocorre porque os métodos convencionais não são capazes de acompanhar as alterações de frequência de forma adequada. Além disso, estas mesmas variações de frequência causam a alteração severa do ponto de operação do sistema a medida que a simulação prossegue. Neste contexto, SOGI-TVP apresenta o melhor resultado.

Finalmente, os tempos de simulação foram analisados e a cossimulação de forma geral apresentou uma queda de tempo computacional necessário em torno de 40 % do tempo de processamento do empregado na simulação completa no EMT. Da mesma forma, os tempos de comunicação foram razoavelmente pequenos, cerca de 2 % do tempo de processamento da cossimulação.

6 CONCLUSÃO

O planejamento e operação do SEP têm ficado cada vez mais complexo devido da crescente utilização de dispositivos baseados em eletrônica de potência. Neste contexto, os pacotes de simulação enfrentam dificuldades para lidar com os novos desafios pois, tradicionalmente, as ferramentas computacionais cobrem um subdomínio do problema, enquanto simplificam outros. Assim, a cossimulação aparece como possível solução para contornar problemas como precisão, velocidade e disponibilidade de dados. Essa abordagem é capaz de unir atributos de programas com características complementares, permitindo reutilização de plataformas e modelos anteriormente desenvolvidos, otimizados e bem aceitos. No entanto, a cossimulação do SEP ainda não está completamente desenvolvida e muitos pontos não apresentam solução definitiva. Por exemplo, a maioria das abordagens encontradas na literatura usa a DFT ou o LSCF para extração fasorial, apesar do próprio conceito de fasor variante no tempo e as implicações do acoplamento TS-EMT ainda não serem bem definidas. A atual extração fasorial insere erros devido à excursão de frequência na interface, e este é um problema pouco tratado na literatura. Além disso, a natureza discreta da comunicação entre os programas insere erros de discretização e atrasos, implicando em instabilidade, que ainda necessitam investigação.

O desafio atual é mitigar os erros relacionados à extração fasorial, principalmente em excursões de frequência. Questões como perda de carga, ou perda de geração, são fenômenos que estão no escopo das aplicações da cossimulação, de forma que os limites da interface EMT-TS devem ser melhor definidos. Além disso, é preciso avaliar os erros de discretização relacionados à comunicação e ao protocolo e sua interação com a extração fasorial, principalmente no que diz respeito à estabilidade. Estes temas, no melhor conhecimento do autor, ainda não foram explorados no contexto do acoplamento TS-EMT. Neste contexto, o objetivo geral do trabalho foi desenvolver uma interface de cossimulação EMT-TS não-iterativa precisa quando se considera defeitos e falhas que ocasionam variações de frequência da rede. Para isso, foi desenvolvido um método de extração fasorial, o SOGI-TVP¹, que tornasse a interface mais precisa para estudo de defeitos com grande variação de frequência, além de filtrar variações de bruscas (em degrau) e componentes CC. O método proposto foi investigado e comparado com os métodos mais comuns disponíveis na literatura de forma numérica. Além disso, foi proposta uma metodologia de análise estabilidade da cossimulação em função do protocolo de comunicação, método de extração fasorial circuitos equivalentes de interface.

No Capítulo 3 foi feita uma definição mais adequada de fasor do ponto de vista da cossimulação, usando o conceito de fasor variante no tempo (do inglês, *Time-Varying Phasor*) (TVP). A ideia geral é respeitar as restrições da interface em uma faixa de

¹ Conforme mostrado no Capítulo 4, é empregado o método SOGI-TVP com compensação da componente CC. Portanto, o método TOGI-TVP.

frequência, como no TS. Na modelagem matemática, foi utilizado o sinal analítico (do inglês, *Analytic Signal*) (AS) ou sinal complexo (do inglês, *Complex Signal*) (CS) baseado na Transformada de Hilbert (HT). Nesta ideia, o TVP associado a um sinal real pode ser encontrado a partir da geração do sinal em quadratura QSG e do deslocamento na frequência fundamental. Neste trabalho, o sinal em quadratura foi gerado pelo SOGI-PLL porque as restrições de velocidade e precisão das aplicações dos PLLs e da cossimulação são muito semelhantes. O método proposto, chamado de SOGI-TVP, foi validado em um estudo numérico comparativo com as principais entradas de uma interface de cossimulação típicas: (i) variações de bruscas (em degrau), (ii) o sinal de entrada tem um envelope em torno de 0 a 10 Hz causado pelos distúrbios em estudo, (iii) harmônicos e (iv) componentes CC. Foram avaliadas as vantagens e desvantagens de cada método em relação aos métodos convencionais LSCF e DFT. De forma geral, os métodos com melhor desempenho foram SOGI-PLL e LSCF-(c_2) porque são rápidos, conseguem rastrear a frequência com boa precisão e são capazes de rejeitar os harmônicos na entrada. No entanto, ambos possuem a desvantagem de baixo desempenho na rejeição de componentes CC. Os resultados também demonstraram que a adição de mais parâmetros na otimização do LSCF não beneficia a precisão, mas, ao contrário, a prejudica. Por outro lado, o SOGI-PLL possui melhor tempo computacional e alto potencial de customização para incluir mecanismos de rejeição de harmônicas e componentes CC.

No Capítulo 4 foi apresentada uma investigação da estabilidade da cossimulação levando em conta o método de extração fasorial e efeitos da comunicação. Foi feita uma modelagem e validação das principais técnicas e métodos de extração fasorial usados na interface da cossimulação EMT-TS. Através dos modelos dinâmicos desenvolvidos, foi possível mostrar os principais parâmetros e características que são mais prováveis de permitir uma cossimulação estável. Os resultados mostram que uma barra de interface forte tem maior tendência à estabilidade. Ainda, valores de potência extremos (muito maiores ou menores que a potência nominal) podem conduzir à instabilidade. Além disso, os valores de macropasso devem ser escolhidos de forma adequada para evitar que regiões de instabilidade seja atingidas. A componente CC do fasor extraído pelo SOGI-TVP deve ser filtrada para que a cossimulação tenha uma maior faixa estável de operação, assim foi proposta a utilização da topologia TOGI-TVP. Ainda, a inclusão da modelagem dos efeitos de amostragem e atraso da interface são imprescindíveis para que as análises sejam feitas, já que a sua não consideração leva a falsos pontos estáveis de cossimulação. Os métodos podem ser considerados estáveis para a maioria dos casos de aplicação com barras de interface moderada-forte. Apesar da DFT apresentar uma região de estabilidade maior que o TOGI-TVP para sistemas extremamente fracos, estes pontos têm pouca aplicação prática. Sendo assim, em aplicações onde as barras de interface sejam muito fracas é mais interessante a utilização da DFT como método de extração fasorial. Por outro lado, em sistemas moderados-fortes o SOGI-TVP é mais indicado, devido à precisão

e à estabilidade.

No Capítulo 5 foram apresentados os resultados de simulação para a cossimulação EMT-TS usando os principais métodos de extração fasorial da literatura em comparação ao método proposto SOGI-TVP. O sistema elétrico usado para o teste é uma parte do sistema de transmissão canadense sob responsabilidade da *Hydro-Quebec*, com 29 barras e 6 geradores de grande porte. Em uma das barras, é conectado um parque eólico baseado no aerogerador DFIG, modelado em detalhes de conversores eletrônicos e controladores para mostrar a aplicabilidade da cossimulação. Os resultados de simulação mostraram que durante o defeito ocorre uma grande discrepância entre as curvas da cossimulação comparadas ao EMT completo. Isto se deve ao fato de as interações entre TS e EMT na cossimulação terem natureza completamente diferentes do EMT puro. Por outro lado, depois do defeito, devido à elevação da frequência, os resultados dos métodos de extração convencionais apresentam oscilações em torno do ponto de operação, enquanto o SOGI-TVP tende-se a ter um comportamento filtrado. Isso ocorre porque os métodos convencionais não são capazes de acompanhar as alterações de frequência de forma adequada. Além disso, estas mesmas variações de frequência causam a alteração do ponto de operação do sistema à medida que a simulação prossegue. Neste contexto, SOGI-TVP apresenta o melhor resultado. Os tempos de simulação foram analisados e a cossimulação de forma geral demandou um tempo computacional em torno de 40 % do tempo de processamento do empregado na simulação completa no EMT. Da mesma forma, os tempos de comunicação foram razoavelmente pequenos cerca de 2 % do tempo de processamento da cossimulação.

O primeiro possível impacto deste trabalho está relacionado ao método de extração fasorial proposto, o SOGI-TVP. Ele se mostrou adequado para a cossimulação pois consegue atender as especificações da barra de interface, com rapidez, precisão, faixa de frequência de operação adequada, filtragem de componente CC e baixo esforço computacional. Comparado aos métodos de extração fasorial convencionais, o SOGI-TVP obteve desempenho superior, como mostrado nos resultados numéricos. Além disso, no caso de alternativas de customização para os métodos convencionais, por exemplo, o rastreamento da frequência no caso da DFT teria um custo computacional mais alto que na customização do SOGI-TVP. Neste contexto, este método de extração fasorial pode contribuir para sistematização e ampliação o escopo de utilização da cossimulação, já que usa bases sólidas de definição de TVP.

O segundo possível impacto deste trabalho está relacionado à metodologia proposta de estudo de estabilidade da cossimulação. Ela se mostrou adequada pela validação numérica e, através dela, provou-se que os métodos de extração fasorial e/ou os protocolos de comunicação podem fazer com que a simulação fique instável para um sistema naturalmente estável, caso a barra de interface ou o passo de comunicação sejam escolhidos de forma inadequada. Neste contexto, a metodologia proposta é genérica e pode ser usada para

verificação da estabilidade de outros métodos de extração, protocolos de comunicação, ou sistemas mais complexos, contribuindo para novas pesquisas e avanços da tecnologia de cossimulação.

A partir do exposto ao longo do texto e também das conclusões anteriores, são destacadas as principais contribuições identificadas nesta tese de doutorado.

Novo método de extração fasorial: O novo método de extração fasorial apresentado no Capítulo 3 e melhorado no Capítulo 4, a topologia SOGI-TVP, é baseado no CS e na HT. Ele se mostrou adequado para rastrear o TVP, mesmo quando tensões e correntes no lado EMT apresentam alterações na frequência. Como o método tende a sofrer com as componentes CC no momento imediatamente posterior à uma falha, foi feita uma customização para filtragem da componente CC, que além de melhorar a precisão do método aumenta também a região de instabilidade. Além disso, o SOGI-TVP é estritamente monofásico, ideal para aplicações desequilibradas. No caso de problemas que envolvam somente a sequência positiva, a topologia pode ser facilmente alterada para extração. Esta contribuição resultou em dois artigos: (*i*) um publicado na revista International Journal of Electrical Power & Energy Systems (IJEPE), no ano de 2019 (THEODORO et al., 2019); e outro (*ii*) publicado na revista IEEE Latin America Transactions, no ano de 2019 (THEODORO et al., 2019).

Estudo comparativo da precisão dos métodos de extração fasorial: O estudo numérico comparativo apresentado no Capítulo 3 também se caracteriza como contribuição. Além do método proposto (SOGI-TVP), foram avaliados os principais métodos de extração fasorial encontrados na literatura (LSCF e DFT) e destacadas as vantagens e desvantagens de cada método. Dessa forma, este estudo pode apoiar a academia e a indústria na escolha de um método de extração mais indicado para cada aplicação. Esta contribuição resultou em um artigo publicado na revista Journal of Control, Automation and Electrical Systems (JCAES) no ano de 2021 (THEODORO et al., 2021).

Modelagem dinâmica e estabilidade da cossimulação: No Capítulo 4 é apresentada uma metodologia de modelagem da cossimulação, caracterizada como uma contribuição do trabalho. Nesta abordagem, foram estabelecidas diretrizes para modelagem dos componentes e efeitos da comunicação, como: (*i*) dinâmicas internas e transformações de variáveis, (*ii*) circuitos equivalentes e (*iii*) atrasos de comunicação. A metodologia pode ser estendida para o estudo de simulações híbridas, novos circuitos equivalentes, novos métodos de extração fasorial ou novos protocolos. Dessa forma, esta metodologia pode apoiar e servir de base de inspiração para novas propostas na área de cossimulação. Esta contribuição resultou em um artigo que está em processo de submissão em periódico internacional.

Estudo da estabilidade da cossimulação: O estudo numérico comparativo apresentado no Capítulo 4 se caracteriza como contribuição, pois apresenta e firma conclusões práticas importantes na implementação da cossimulação para os métodos convencionais de extração fasorial. Por exemplo, métodos podem ser considerados estáveis para a maioria dos casos de aplicação com barras de interface moderada-forte. Adicionalmente, a DFT apresenta uma região de estabilidade maior que o SOGI-TVP para sistemas extremamente fracos de forma que, para barras mais fracas, pode ser mais interessante a utilização da DFT como método de extração fasorial. Porém, em sistemas moderados-fortes o SOGI-TVP é mais indicado, devido à sua maior precisão e maior estabilidade. Dessa forma, este estudo numérico pode apoiar a academia e a indústria na escolha de um método de extração mais indicado para cada aplicação. Esta contribuição resultou em um artigo que está em processo de submissão em periódico internacional.

6.1 Trabalhos futuros

Visando dar continuidade à pesquisa iniciada no presente trabalho, são apresentadas, a seguir, algumas possíveis sugestões para o desenvolvimento da cossimulação EMT-TS, dentre as quais destacam-se:

Sistemas equilibrados: Investigar a extração fasorial para abordagens TS que apenas empregam a sequência positiva usando a HT e o CS. A primeira opção é o integrador duplo generalizado de segunda ordem (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator*) (DSOGI), que extrai a sequência positiva automaticamente.

Compensação da discretização: Os erros de discretização na cossimulação podem ser severos, conforme apresentado nos resultados do Capítulo 3. No entanto, existem alternativas de compensação na literatura de cossimulação que não foram aplicadas no contexto do SEP.

Estudo dos circuitos equivalentes: A precisão da cossimulação está intimamente ligada aos circuitos equivalentes adotados. Os mais empregados são combinações de Thevenin/Norton, porém, recentemente foi proposta a utilização da linha híbrida (LE-HUY et al., 2017), que ainda não está totalmente estabelecida e necessita de maior investigação.

REFERÊNCIAS

- ABHYANKAR, S. *Development of an implicitly coupled electromechanical and electromagnetic transients simulator for power systems*. PhD. Thesis — Illinois Institute of Technology, 2011.
- ABHYANKAR, S.; FLUECK, A. J. Real-time power system dynamics simulation using a parallel block-jacobi preconditioned newton-gmres scheme. In: IEEE. *2012 SC Companion: High Performance Computing, Networking Storage and Analysis*. [S.l.], 2012. p. 299–305.
- ABHYANKAR, S.; FLUECK, A. J. Parallel-in-space-and-time scheme for implicitly coupled electromechanical and electromagnetic transients simulation. In: *Proceedings of International Conference on Power System Transients (IPST)*. [S.l.: s.n.], 2013.
- ABHYANKAR, S.; FLUECK, A. J. Multiphysics solvers for implicitly coupled electromechanical and electromagnetic transients simulation. In: IEEE. *2014 IEEE PES T&D Conference and Exposition*. [S.l.], 2014. p. 1–5.
- ABUR, A.; SINGH, H. Time domain modeling of external systems for electromagnetic transients programs. *IEEE transactions on power systems*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 671–679, 1993.
- AGUILERA-NAVARRO, M. C. K. et al. Os aproximantes de padé. *Matemática Universitária*, v. 26, n. 27, p. 49–66, 1999.
- ANDERSON, G. et al. A new hybrid algorithm for analysis of hvdc and facts systems. In: IEEE. *Proceedings 1995 International Conference on Energy Management and Power Delivery EMPD'95*. [S.l.], 1995. v. 2, p. 462–467.
- ANDERSON, G. W. J. *Hybrid simulation of AC-DC power systems*. PhD. Thesis (Electrical and Computer Engineering) — University of Canterbury, 1995.
- ANNAKAGE, U. et al. Dynamic system equivalents: A survey of available techniques. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 411–420, 2011.
- ARNOLD, M. Stability of sequential modular time integration methods for coupled multibody system models. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, American Society of Mechanical Engineers, v. 5, n. 3, p. 031003, 2010.
- ARRILLAGA, J.; AL-KHASHALI, H.; CAMPOS-BARROS, J. General formulation for dynamic studies in power systems including static convertors. In: IET. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. [S.l.], 1977. v. 124, n. 11, p. 1047–1052.
- ARRILLAGA, J.; ELAMIN, I. Transient stability performance of a 3-machine system including an HVDC link. In: IET. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. [S.l.], 1976. v. 123, n. 11, p. 1239–1244.
- BENEDIKT, M.; DRENTH, E. Relaxing stiff system integration by smoothing techniques for non-iterative co-simulation. In: SPRINGER. *IUTAM Symposium on Solver-Coupling and Co-Simulation*. [S.l.], 2019. p. 1–25.
- BIM, E. *Máquinas elétricas e acionamento*. [S.l.]: Elsevier, 2012. v. 3.

- CARDENAS, R. et al. Overview of control systems for the operation of dfigs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 7, n. 60, p. 2776–2798, 2013.
- CARTER, G. et al. The dynamics of AC/DC systems with controlled multiterminal HVDC transmission. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, v. 96, n. 2, p. 402–413, 1977.
- CHAN, K. K.; SNIDER, L. A. Electromagnetic electromechanical hybrid real-time digital simulator for the study and control of large power systems. In: IEEE. *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No. 00EX409)*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 783–788.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; AGELIDIS, V. G. Offset rejection for pll based synchronization in grid-connected converters. In: IEEE. *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.], 2008. p. 1611–1617.
- COHEN, L. *Time-frequency analysis*. [S.l.]: Prentice hall, 1995. v. 778.
- CONSTANTIN, A. et al. Co-simulation of power electronic dominated networks. *IEEE Power and Energy Magazine*, IEEE, v. 18, n. 2, p. 84–89, 2020.
- DANDENO, P. L.; KUNDUR, P. Simulation of the non-linear dynamic response of interconnected synchronous machines part ii-network solution procedures and comparisons of particular computational methods. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, n. 5, p. 2069–2077, 1972.
- DEMIRAY, T.; ANDERSSON, G.; BUSARELLO, L. Evaluation study for the simulation of power system transients using dynamic phasor models. In: IEEE. *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*. [S.l.], 2008. p. 1–6.
- DOMMEL, H. W.; MEYER, W. S. Computation of electromagnetic transients. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 62, n. 7, p. 983–993, 1974.
- ENGE-ROSENBLATT, O. et al. Functional digital mock-up and the functional mock-up interface-two complementary approaches for a comprehensive investigation of heterogeneous systems. In: LINKÖPING UNIVERSITY ELECTRONIC PRESS. *Proceedings of the 8th International Modelica Conference; March 20th-22nd; Technical Univeristy; Dresden; Germany*. [S.l.], 2011. p. 748–755.
- FANG, D. et al. New techniques for enhancing accuracy of EMTP/TSP hybrid simulation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 28, n. 10, p. 707–711, 2006.
- FANG, T. et al. Realization of electromechanical transient and electromagnetic transient real time hybrid simulation in power system. In: IEEE. *2005 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*. [S.l.], 2005. p. 1–6.
- FEDELE, G.; FERRISE, A. Non adaptive second-order generalized integrator for identification of a biased sinusoidal signal. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 57, n. 7, p. 1838–1842, 2011.

- FEDELE, G.; FERRISE, A.; MURACA, P. An adaptive quasi-notch filter for a biased sinusoidal signal estimation. In: IEEE. *2011 9th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA)*. [S.l.], 2011. p. 1060–1065.
- FERNANDES, E. D. M. et al. Simulador em tempo real para motor síncrono com ímã permanente baseado em dispositivos lógicos programáveis. p. 244–253, 2015.
- GOLESTAN, S. et al. An adaptive quadrature signal generation-based single-phase phase-locked loop for grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 4, p. 2848–2854, 2016.
- GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Single-phase pll: A review of recent advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9013–9030, 2017.
- GOLESTAN, S. et al. Dynamics assessment of advanced single-phase pll structures. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 6, p. 2167–2177, 2012.
- GOMES, C. et al. *Co-simulation: State of the art*. [S.l.], 2017. Disponível em: <http://arxiv.org/abs/1702.00686>.
- GORDON, B. W.; LIU, S. A singular perturbation approach for modeling differential-algebraic systems. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, American Society of Mechanical Engineers, v. 120, n. 4, p. 541–545, 1998.
- HADJIDEMETRIOU, L. et al. A synchronization scheme for single-phase grid-tied inverters under harmonic distortion and grid disturbances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 4, p. 2784–2793, 2016.
- HAO, P.; ZANJI, W.; JIANYE, C. A measuring method of the single-phase ac frequency, phase, and reactive power based on the hilbert filtering. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 56, n. 3, p. 918–923, 2007.
- HARIRI, A. *Simulation Tools and Techniques for Analyzing the Impacts of Photovoltaic System Integration*. PhD. Thesis — The Florida State University, 2017.
- HARIRI, A.; FARUQUE, M. O. A hybrid simulation tool for the study of PV integration impacts on distribution networks. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 648–657, 2017.
- HARIRI, A.; NEWAZ, A.; FARUQUE, M. O. Open-source python-openss interface for hybrid simulation of pv impact studies. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 11, n. 12, p. 3125–3133, 2017.
- HEFFERNAN, M. et al. Computation of ac-dc system disturbances - part i, ii and iii. interactive coordination of generator and convertor transient models. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, n. 11, 1981.
- HENSCHER, S. *Analysis of electromagnetic and electromechanical power system transients with dynamic phasors*. PhD. Thesis — University of British Columbia, 1999.
- HUANG, Q. *Electromagnetic Transient and Electromechanical Transient Stability Hybrid Simulation: Design, Development and its Applications*. [S.l.]: Arizona State University, 2016.

HUANG, Q.; VITTAL, V. Application of electromagnetic transient-transient stability hybrid simulation to fidvr study. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 31, n. 4, p. 2634–2646, 2015.

HUANG, S. et al. A novel hybrid dynamic simulation algorithm based on iterative coordination. In: IEEE. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, Europe*. [S.l.], 2014. p. 1–5.

IEEE STD 1730-2010. Ieee recommended practice for distributed simulation engineering and execution process (dseep). IEEE Computer Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers . . . , 2011.

INABE, H. et al. Development of an instantaneous and phasor analysis combined type real-time digital power system simulator. In: *Proc. Int. Conf. Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2003.

IRWIN, G. D. et al. Parallel processing and hybrid simulation for hvdc/vsc pscad studies. IET, 2012.

ISAACS, A. Simulation technology: The evolution of the power system network [history]. *IEEE Power and Energy Magazine*, IEEE, v. 15, n. 4, p. 88–102, 2017.

JALILI-MARANDI, V. et al. Interfacing techniques for transient stability and electromagnetic transient programs ieee task force on interfacing techniques for simulation tools. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 24, n. 4, p. 2385–2395, 2009.

JARDIM, J. et al. Variable time step application on hybrid eletromechanical–eletromagnetic simulation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 11, n. 12, p. 2968–2973, 2017.

KARIMI-GHARTEMANI, M. et al. Addressing dc component in pll and notch filter algorithms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 78–86, 2011.

KASZTENNY, B.; KEZUNOVIC, M. A method for linking different modeling techniques for accurate and efficient simulation. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 15, n. 1, p. 65–72, 2000.

KRAUSE, P. C. et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. v. 75.

KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. *Power system stability and control*. [S.l.]: McGraw-hill New York, 1994. v. 7.

LE-HUY, P. et al. Real-time electromagnetic transient and transient stability co-simulation based on hybrid line modelling. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 11, n. 12, p. 2983–2990, 2017.

LIANG, Y. An improved wide-band system equivalent technique for real time digital simulators. 2011.

LIANG, Y. et al. Improved coherency-based wide-band equivalents for real-time digital simulators. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 1410–1417, 2010.

LIN, X. System equivalent for real time digital simulator. 2011.

LIN, X.; GOLE, A.; YU, M. A wide-band multi-port system equivalent for real-time digital power system simulators. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 237–249, 2008.

LISERRE, M. et al. Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 3 Park Avenue, 17 th Fl New York NY 10016-5997 USA, v. 58, n. 4, p. 1081–1095, 2011.

MARTIN, K. E. et al. Ieee standard for synchrophasors for power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 13, n. 1, p. 73–77, 1998.

MARTINEZ-VELASCO, J. A. *Transient Analysis of Power Systems: Solution Techniques, Tools and Applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.

MEER, A. A. van der et al. Advanced hybrid transient stability and EMT simulation for VSC-HVDC systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 30, n. 3, p. 1057–1066, 2015.

MEER, A. van der. *Offshore VSC-HVDC Networks: Impact on Transient Stability of AC Transmission Systems*. PhD. Thesis, 2017.

MENG, X.; WANG, L. Interfacing an emt-type modular multilevel converter hvdc model in transient stability simulation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 11, n. 12, p. 3002–3008, 2017.

MILANO, F. *Power system modelling and scripting*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.

MIRZ, M. et al. Dpsim—a dynamic phasor real-time simulator for power systems. *SoftwareX*, Elsevier, v. 10, p. 100253, 2019.

MONTI, A. et al. A global real-time superlab: Enabling high penetration of power electronics in the electric grid. *IEEE Power Electronics Magazine*, IEEE, v. 5, n. 3, p. 35–44, 2018.

MUDIYANSELAGE, K.; KONARA, H. K. Interfacing dynamic phasor based system equivalents to an electromagnetic transient simulation. 2015.

MUDUNKOTUWA, K. Co-simulation of power system transients using dynamic phasor and electromagnetic transient simulators. 2018.

MUDUNKOTUWA, K.; FILIZADEH, S.; ANNAKKAGE, U. Development of a hybrid simulator by interfacing dynamic phasors with electromagnetic transient simulation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 11, n. 12, p. 2991–3001, 2017.

MÜLLER, S. C. et al. Interfacing power system and ict simulators: Challenges, state-of-the-art, and case studies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 9, n. 1, p. 14–24, 2016.

MULLER, S. C. et al. Interfacing power system and ICT simulators: Challenges, state-of-the-art, and case studies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 9, n. 1, p. 14–24, Jan 2018. ISSN 1949-3053.

- NGUYEN, V. et al. On conceptual structuration and coupling methods of co-simulation frameworks in cyber-physical energy system validation. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 12, p. 1977, 2017.
- OGATA, K.; YANG, Y. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice-Hall Englewood Cliffs, 1970.
- PALENSKY, P. et al. Co-simulation of intelligent power systems, part i and ii. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, 2017.
- PEREIRA, H. A. et al. High performance reduced order models for wind turbines with full-scale converters applied on grid interconnection studies. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 7, n. 11, p. 7694–7716, 2014.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Synchronized phasor measurements and their applications*. [S.l.]: Springer, 2017. v. 2.
- PLUMIER, F. *Co-simulation of electromagnetic transients and phasor models of electric power systems*. PhD. Thesis — Université de Liège, Liège, Belgium, 2016.
- PLUMIER, F.; GEUZAINÉ, C.; CUTSEM, T. V. A multirate approach to combine electromagnetic transients and fundamental-frequency simulations. In: *Proc. 10th International Conference on Power System Transients*. [S.l.: s.n.], 2013.
- PLUMIER, F. J. et al. A relaxation scheme to combine phasor-mode and electromagnetic transients simulations. In: IEEE. *2014 Power Systems Computation Conference*. [S.l.], 2014. p. 1–7.
- REEVE, J.; ADAPA, R. A new approach to dynamic analysis of AC networks incorporating detailed modeling of DC systems - part i and ii. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 2005–2019, 1988.
- RIBEIRO, P. F. et al. *Power systems signal processing for smart grids*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.
- RUPASINGHE, J.; FILIZADEH, S.; STRUNZ, K. Assessment of dynamic phasor extraction methods for power system co-simulation applications. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 197, p. 107319, 2021.
- SADNAN, R.; KRISHNAMOORTHY, G.; DUBEY, A. Transmission and distribution (t&d) quasi-static co-simulation: Analysis and comparison of t&d coupling strength. *IEEE Access*, IEEE, v. 8, p. 124007–124019, 2020.
- SANDERS, S. R. et al. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 251–259, 1991.
- SANTOS, P. H. L. dos. *Simulação Híbrida no Domínio do Tempo: Integração entre Ferramentas de Transitórios Eletromagnéticos e Eletromecânicos*. Dissertação de Mestrado (Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.
- SHU, D. et al. Dynamic phasor based interface model for EMT and transient stability hybrid simulations. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 33, n. 4, p. 3930–3939, 2017.

SHU, D. et al. A novel interfacing technique for distributed hybrid simulations combining EMT and transient stability models. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 130–140, 2017.

SICKLINGER, S. A. *Stabilized co-simulation of coupled problems including fields and signals*. PhD. Thesis — Technische Universität München, 2014.

SILVA, S. M. et al. Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems. In: IEEE. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.], 2004. v. 4, p. 2259–2263.

SKJONG, S. Modeling and simulation of maritime systems and operations for virtual prototyping using co-simulations. NTNU, 2017.

STEINMETZ, C. P. Complex quantities and their use in electrical engineering. In: *Proceedings of the International Electrical Congress*. [S.l.: s.n.], 1893. p. 33–74.

STIFTER, M. et al. Steady-state co-simulation with powerfactory. In: IEEE. *2013 Workshop on Modeling and Simulation of Cyber-Physical Energy Systems (MSCPES)*. [S.l.], 2013. p. 1–6.

SU, H. *Real-time electromagnetic electromechanical hybrid transient simulation for large power systems*. PhD. Thesis — The Hong Kong Polytechnic University, 2005.

SU, H.; CHAN, K.; SNIDER, L. Evaluation study for the integration of electromagnetic transients simulator and transient stability simulator. *Electric power systems research*, Elsevier, v. 75, n. 1, p. 67–78, 2005.

SU, H.; CHAN, K.; SNIDER, L. Parallel interaction protocol for electromagnetic and electromechanical hybrid simulation. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 152, n. 3, p. 406–414, 2005.

SU, H.; CHAN, K.; SNIDER, L. Hybrid simulation of large electrical networks with assymmetrical fault modelling. *International Journal of Modelling and Simulation*, Taylor & Francis, v. 28, n. 2, p. 124–131, 2008.

SU, H. et al. A parallel implementation of electromagnetic electromechanical hybrid simulation protocol. In: IEEE. *2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies. Proceedings*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 151–155.

SULTAN, M.; REEVE, J.; ADAPA, R. Combined transient and dynamic analysis of HVDC and FACTS systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 1271–1277, 1998.

SYBILLE, G. *Initializing a 29-bus, 7-power network with load flow tool Powergui*. 2013. Disponível em: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/examples/initializing-a-29-bus-7-power-plant-network-with-the-load-flow-tool-of-powergui.html>.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

TERZIJA, V. V.; DJURIC, M. B.; KOVACEVIC, B. D. Voltage phasor and local system frequency estimation using newton type algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 1368–1374, 1994.

THAKALLAPPELLI, A.; GHOSH, S.; KAMALASADAN, S. Development and applicability of online passivity enforced wide-band multi-port equivalents for hybrid transient simulation. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 34, n. 3, p. 2302–2311, 2018.

THEODORO, T. et al. Matlab-openss co-simulation environment: An alternative tool to investigate dsg connection. In: IEEE. *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. [S.l.], 2018. p. 1–7.

THEODORO, T. S. *Simulação híbrida no domínio do tempo de transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos : Integração de um aerogerador de indução duplamente excitado*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.

THEODORO, T. S. et al. Co-simulation of a doubly fed induction generation connected to an electric power network. *IEEE Latin America Transactions*, v. 17, n. 7, p. 1070–1079, 2019.

THEODORO, T. S. et al. Comparative performance of three phasor-extraction algorithms for co-simulation of electrical power systems. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, p. 1–13, 2021.

THEODORO, T. S. et al. A hybrid simulation tool for distributed generation integration studies. In: IEEE. *2018 Power Systems Computation Conference (PSCC)*. [S.l.], 2018. p. 1–8.

THEODORO, T. S. et al. A flexible co-simulation framework for penetration studies of power electronics based renewable sources: A new algorithm for phasor extraction. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 113, p. 419–435, 2019.

THEODORO, T. S. et al. A hybrid simulation tool for penetration studies of distributed generation in smartgrids. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian*. [S.l.], 2017. p. 1–7.

THEODORO, T. S. et al. A hybrid simulation tool for penetration studies of distributed generation in smartgrids. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7.

TOMIM, M.; MARTI, J. R.; WANG, L. Parallel solution of large power system networks using the multi-area thévenin equivalents (mate) algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 31, n. 9, p. 497–503, 2009.

TURNER, A. Modelling techniques for the study of HVDC infeeds to weak AC systems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, n. 7, p. 3461–3467, 1981.

VENKATASUBRAMANIAN, V. Tools for dynamic analysis of the general large power system using time-varying phasors. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 16, n. 6, p. 365–376, 1994.

- VENKATRAMAN, R.; KHAITAN, S. K.; AJJARAPU, V. Dynamic co-simulation methods for combined transmission-distribution system with integration time step impact on convergence. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 34, n. 2, p. 1171–1181, 2018.
- WANG VENKATA DINAVAHI, S. G. A. A. M. P. P. Y. Z. J. W. O. F. X. (Ed.). *Special Issue: Interfacing Techniques for Simulation Tools in Smart Grid*. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology, 2017. 2965-2967(2) p.
- WANG, X.; WILSON, P.; WOODFORD, D. Interfacing transient stability program to EMTDC program. In: IEEE. *Proceedings. International Conference on Power System Technology*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 1264–1269.
- WATSON, J. A. N. *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. [S.l.]: IET, 2003.
- WONG, S. et al. Overcoming the difficulties associated with interfacing different simulation programs. IET, 2003.
- YAO, W. et al. Design and analysis of robust active damping for lcl filters using digital notch filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 3, p. 2360–2375, 2016.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- YU, Z. *Dynamic Modeling, Design and Control of Power Converters for Renewable Interface and Microgrids*. PhD. Thesis — Arizona State University, 2018. Disponível em: https://repository.asu.edu/attachments/207617/content/Yu_asu_0010E_18284.pdf.
- ZHANG, B.; NIE, S.; JIN, Z. Electromagnetic transient-transient stability analysis hybrid real-time simulation method of variable area of interest. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 11, n. 10, p. 2620, 2018.
- ZHANG, C. et al. A grid synchronization pll method based on mixed second-and third-order generalized integrator for dc offset elimination and frequency adaptability. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 3, p. 1517–1526, 2018.
- ZHANG, Y. et al. Development and analysis of applicability of a hybrid transient simulation platform combining tsa and emt elements. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 357–366, 2013.
- ZHANG, Y. et al. A decoupled interface method for electromagnetic and electromechanical simulation. In: IEEE. *2011 IEEE Electrical Power and Energy Conference*. [S.l.], 2011. p. 187–191.
- ZIEMER, R. E.; TRANTE, W. H. *Principles of communication: systems, modulation, and noise*. Seventh ed. [S.l.]: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-07891-4.

APÊNDICE A – REVISÃO HISTÓRICA DAS TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO HÍBRIDA E COSSIMULAÇÃO DE SEP

A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A Figura 1 mostra uma linha temporal com os principais trabalhos publicados sobre a simulação híbrida e cossimulação de SEPs encontrados na literatura. Apesar dessas duas abordagens serem diferentes, vários conceitos utilizados são semelhantes e intercambiáveis, como por exemplo, a divisão da rede, os protocolos de comunicação, os métodos numéricos de solução e etc. A seguir, os trabalhos indicados nessa linha do tempo são analisados.

A.2 REVISÃO DE SIMULAÇÃO HÍBRIDA E COSSIMULAÇÃO

A primeira proposta de integração TS-EMT foi feita por Heffernan et al. (1981) para estudar a estabilidade angular de uma rede CA na Nova Zelândia que continha um sistema de transmissão HVDC. Neste trabalho, a cossimulação somente era realizada durante a ocorrência de algum distúrbio na rede, quando um circuito equivalente *quasi*-estático do sistema HVDC era substituído pelo modelo detalhado no EMT. Este modelo era composto pelo cabo CC, as estações conversoras (retificador e inversor) e seus controladores, os transformadores de conexão e os filtros harmônicos. O subsistema externo incluía o circuito equivalente de Thévenin que era atualizados a cada passo de comunicação. A implementação foi feita no sentido de incorporar o sistema detalhado dentro do TS, caracterizando uma *simulação híbrida*. As variáveis de interface escolhidas foram as potência ativa e tensão, ambos de sequência positiva na frequência fundamental, obtidas através de uma rotina DFT, e aplicados a circuitos equivalentes de Thévenin cuja impedância era constante em ambos os lados. Observou-se pouca diferença entre o uso da potência ativa baseada em valores eficazes ou a calculada a partir das grandezas de sequência positiva. A metodologia proposta permitiu analisar fenômenos em um tempo de processamento “curto”, o que era impraticável usando apenas os programas TS ou EMT.

Posteriormente, Reeve e Adapa (1988) estenderam o sistema detalhado (EMT) incluindo parte da rede de transmissão e afastando a barra de interface do ponto onde as distorções harmônicas e desbalanços eram afetados no instante do defeito. Adicionalmente foram usados circuitos equivalentes Thévenin e Norton multi-porta para representar os dois sistemas (detalhado e externo) na frequência fundamental. As grandezas fasoriais foram extraídas com uma técnica de *Curve Fitting*, embora detalhes da implementação da curva de ajuste foram omitidos no trabalho. Os resultados da simulação sequencial de um sistema HVDC modelado no Programa Alternativo de Transitórios Eletromagnéticos (do inglês, *Alternative Transients Program*) (ATP-EMTP) foram muito favoráveis com a ampliação do sistema detalhado.

Anderson (1995), em sua tese de doutorado e posteriormente no artigo (ANDERSON et al., 1995), estendeu o conceito da cossimulação TS-EMT incluindo vários sistemas detalhados independentes para analisar controladores de FACTS. A representação do sistema externo foi feita com um circuito equivalente de Thévenin contendo uma impedância fixa na frequência fundamental. Já o sistema detalhado foi representado por um circuito equivalente de Norton, também com impedância fixa. As grandezas na barras de interface eram atualizadas utilizando a potência ativa calculada com as tensão e corrente de sequência positiva, na frequência fundamental. O método LSCF foi usado para extrair os fasores dos sinais instantâneos e a posição da barra de interface era função da localização e do tipo de defeito. Assim como Heffernan et al. (1981) foi realizada uma simulação híbrida apenas quando o erro entre os modelos *quasi*-estático e detalhado apresentavam diferenças superiores a uma tolerância pré-estabelecida. Adicionalmente foi proposta a utilização de um circuito FDNE na barra de interface como alternativa de extensão do sistema detalhado, possibilitando que os terminais dos conversores HVDC fossem escolhidos como barra de interface sem comprometer a precisão dos resultados.

Sultan, Reeve e Adapa (1998) representaram o sistema externo no EMT por um circuito equivalente Norton cuja impedância equivalente foi modelada com uma técnica FDNE. Este circuito equivalente era composto por um conjunto de ramos RLC conectados em paralelo, representando as frequências de ressonância da rede elétrica externa. Duas técnicas diferentes foram usadas para representar o sistema detalhado no TS: cargas variáveis e injeções de corrente. O protocolo de comunicação foi o serial e a simulação híbrida era habilitada em dois momentos determinados: durante o defeito ou após a primeira oscilação eletromecânica (*first swing*). As variáveis no tempo foram transformadas em fasores utilizando um algoritmo de LSCF, porém, poucas informações dessa implementação foram disponibilizadas no trabalho.

Na década de 2000, foram publicados vários trabalhos de cossimulação de SEPs usando técnicas usadas em outras áreas da engenharia. Num trabalho de natureza teórica, Kasztenny e Kezunovic (2000) propuseram a integração de um ambiente multi-modelo a partir de uma abordagem iterativa de ponto fixo. A cossimulação de um pequeno sistema composto por: uma máquina, um transformador e uma linha de transmissão apresentou bons resultados, tendo sido utilizado fatores de amortecimento adaptativos para acelerar a convergência da cossimulação.

Wang, Wilson e Woodford (2002) implementaram uma simulação híbrida multi-porta com vários sistemas externos e detalhados simultâneos. Os subsistemas foram representados por múltiplos circuitos equivalentes de Norton, onde a matriz de admitância possui, além da componente própria, admitâncias de transferência entre as barras de interface. Nesta implementação de simulação híbrida, o SEP foi representado integralmente no TS, com os dispositivos FACTS e HVDC representados por admitâncias variáveis, obtidas a partir dos valores de tensão e corrente calculadas no EMT. Os sinais variantes

no tempo do EMT foram tratados com uma DFT (bloco interno do PSCAD) para serem enviados ao TS.

Inabe et al. (2003) apresentaram uma das primeiras propostas de simulação híbrida para aplicações em tempo real. Este trabalho apresentou mais duas contribuições: (i) o emprego do protocolo de comunicação paralelo e (ii) a sobreposição de parte do sistema nas duas plataformas de simulação. Apesar de apresentar uma menor precisão, o protocolo paralelo tende a ser mais rápido que o serial. Para contornar essa característica, o autor propôs um algoritmo de extrapolação para corrigir os resultados. No esquema de sobreposição, uma parte do SEP foi modelada nos dois subsistemas, facilitando a obtenção do circuito equivalente. Infelizmente os autores não apresentaram detalhes de como os dados do EMT foram tratados para envio ao TS e vice-versa.

Wong et al. (2003) também propuseram a utilização da simulação híbrida para aplicações de tempo real. Os equivalentes de cada subsistema foram representados por fontes de tensão controladas conectadas a um elemento série comum. Foram implementadas três técnicas de conversão dos sinais do EMT: DFT, filtragem digital e LSCF, sendo esta última a que apresentou melhores resultados. Um algoritmo de predição foi usado para compensar atrasos de tempo resultantes da extração das variáveis e comunicação entre as plataformas de simulação. Apesar disso, poucas informações sobre os métodos de extração e de compensação dos atrasos foram fornecidas.

Nos artigos (SU; CHAN; SNIDER, 2005b; SU et al., 2004; SU; CHAN; SNIDER, 2005a; SU; CHAN; SNIDER, 2008) e, em sua tese de doutorado, Su (2005) usou um protocolo de comunicação paralelo para melhorar o tempo computacional do acoplamento EMT-TS. Em sua proposta, os programas foram executadas simultaneamente com tempo fixo entre a comunicação. O sistema externo foi modelado por um circuito equivalente de Norton, cuja admitância era ajustada por um circuito FDNE formado de ramos RLC com resposta em frequência ajustada com a rede CA externa. O sistema detalhado podia assumir quatro circuitos equivalentes distintos: fonte de tensão, fonte de corrente, impedância variável ou injeção de potência. Os sinais de tensão e corrente do EMT foram tratados com DFT e LSCF, cujas equações de ajuste usavam frequência fixa. O autor mencionou a equivalência entre as duas técnicas, adotando a segunda metodologia. Adicionalmente, foi proposta a verificação da qualidade das grandezas de sequência positiva extraídas como forma de determinar a melhor localização da barra de interface.

Fang et al. (2006) utilizaram circuitos equivalentes de Norton multi-porta, calculados a partir de parâmetros na frequência fundamental, para ambos os subsistemas TS e EMT. Os dados do EMT foram tratados usando LSCF, considerando uma frequência fixa, antes de serem enviados ao TS. Foram observadas alterações nas formas de onda de corrente e tensão no EMT. Para contornar este problema, os autores atualizaram a frequência das grandezas na barra de interface a partir da variação de fase das tensões e correntes

oriundas do TS. O protocolo de comunicação empregado foi o serial.

Na sua tese de doutorado e no artigo (LIN; GOLE; YU, 2008), Lin (2011) também implementou uma simulação híbrida para aplicações em tempo real. A principal contribuição foi representar o TS como um circuito equivalente de Norton multi-porta, cuja admitância correspondia a um circuito FDNE obtido a partir de um algoritmo de *vector fitting*. Para contornar a falta de dados precisos do SEP, as respostas em frequência das linhas de transmissão foram aproximadas usando um algoritmo duvidoso aplicado aos equivalentes de Bergeron. O circuito equivalente do EMT foi modelado por uma fonte de corrente simples que injeta os mesmos valores das potências ativa e reativa calculados no TS. Ao invés dos métodos convencionais de extração fasorial, os autores utilizaram uma equação de balanço de potência para conversão dos dados do EMT para TS. Contudo, as aproximações necessárias para o cálculos das grandezas fasoriais resultam em erros grosseiros quando o passo de comunicação não é escolhido de maneira adequada.

No artigo (LIANG et al., 2010) e posteriormente em sua tese de doutorado, Liang (2011) propôs uma melhora dos trabalhos (LIN; GOLE; YU, 2008) e (LIN, 2011). Ele utilizou o método de geradores coerentes para gerar uma sistema equivalente reduzido do TS, mantendo os fenômenos de baixa frequência e garantindo o desempenho das redes de grande porte. Assim como em (LIN; GOLE; YU, 2008; LIN, 2011), foi usado um circuito equivalente de Norton/Muti-porta/FDNE como equivalente do sistema externo. Como circuito equivalente do EMT foi utilizado uma fonte de corrente controlada, sendo os sinais variantes no tempo convertidos para a forma fasorial usando a conservação de potência proposta por (LIN; GOLE; YU, 2008; LIN, 2011).

Zhang et al. (2013) fizeram uma das primeiras propostas onde o EMT não era uma sub-rotina do o TS. Neste trabalho, os programas TS e EMT funcionavam separadamente e se comunicariam em instantes predeterminados através de canais de comunicação, ou *pipe* de comunicação, que são estruturas de memória compartilhadas entre os programas de simulação. É a partir desse ponto que a simulação híbrida TS-EMT passou a ser chamada cossimulação.

Abhyankar (2011) propôs a resolução simultânea das equações do sistema externo e detalhado através de um método implícito. A mesma metodologia foi publicada em (??), demonstrando uma melhora da precisão dos resultados já que a solução passou a ser iterativa. Todos os trabalhos anteriores eram adotavam soluções não-iterativas, e portanto, susceptíveis à não convergência (ou imprecisão) em alguns casos extremos. Na proposta original, o sistema externo era trifásico e foi modelado por um circuito equivalente de Thévenin na frequência fundamental. Já o sistema detalhado (EMT) foi modelado no sistema externo como uma fonte de corrente, cujos dados foram convertidos para fasor por uma rotina de DFT, considerando um ciclo da forma de onda fundamental. Adicionalmente, foi sugerida a possibilidade de uso do acoplamento apenas durante transitórios, onde a

comparação dos valores de tensão dos dois sistemas fique maior que uma tolerância determinada, dessa forma os tempos computacionais são reduzidos. Caso contrário, o sistema detalhado é substituído por um circuito equivalente *quasi*-estacionário. No entanto, essa alternativa envolve algoritmos de inicialização altamente complexos na transição, que podem comprometer a alternativa. Outras alternativas para melhorar o desempenho computacional também foram investigadas pelo autor, como: implementação paralela (ABHYANKAR; FLUECK, 2013), investigação de *solvers* multi-físicos baseados na matriz Jacobiana (ABHYANKAR; FLUECK, 2014), solução das equações algébrico-diferenciais (do inglês, *Differential-Algebraic Equations*) (DAE)s baseadas no sub-espço de Krylov com um preconditionador Block-Jacobi (ABHYANKAR; FLUECK, 2012).

Irwin et al. (2012) apresentaram a ferramenta comercial E-tran para cossimulação PSCAD-PSS/E. O sistema externo foi representado no EMT por um circuito equivalente Thévenin FDNE multi-porta. Devido ao caráter comercial da proposta não foram fornecidas informações de como o EMT é representado no TS, nem como os sinais de tensão e corrente foram convertidos para fasor. O sistema pode ser distribuído entre vários computadores, cada um simulando uma parte da rede, sendo também usados métodos de computação paralela. As máquinas se comunicam usando o protocolo TCP/IP, memória compartilhada ou banda infinita. O sistema foi testado fazendo a cossimulação de um parque eólico *offshore* de 7000MW nos EUA, conectado à uma rede CA.

Nos trabalhos (PLUMIER; GEUZAIN; CUTSEM, 2013; PLUMIER et al., 2014) e posteriormente em sua tese de doutorado, Plumier (2016) apresentou uma metodologia iterativa para a cossimulação dos programas TS-EMT no qual as equações dos sistemas detalhado e externo são resolvidas em cada passo de comunicação até que a solução atingisse uma tolerância. Adicionalmente foi explorado o conceito WRM, onde é enviada uma curva a cada passo de comunicação ao invés de um ponto apenas. Um método de extração fasorial baseado na transformada de Park foi proposto. As componentes dq das formas de ondas das tensões e correntes são filtrados, para eliminar a componente de segundo harmônico, e usados para obtenção dos fasores de sequência positiva. A metodologia proposta apresentou resultados bons durante a ocorrência de defeitos na rede. Contudo a qualidade dos resultados piorou no restante da simulação, principalmente quando era usado o LSCF. Além disso, foi avaliada a convergência do método iterativo para diversos circuitos equivalentes abordados na literatura (fontes de corrente e tensão, Thévenin/Norton). O autor concluiu que a convergência é rápida (ou até convergindo em uma iteração) quanto mais preciso for o circuito equivalente obtido. A ferramenta foi testada em um sistema teste Nórdico de 74 barras e 20 máquinas.

No artigo (JARDIM et al., 2017) e em sua dissertação de mestrado, Santos (2014) implementou a cossimulação dos programas PSCAD/EMTDC e Organon. A principal contribuição destes trabalhos foi o protocolo de comunicação com passo variável, apesar de não ficar claro como a sincronização foi realizada. O TS foi representado por circuito

equivalente de como um Thévenin de sequência positiva simples (uma porta) e o EMT foi representado como uma fonte de corrente, também de sequência positiva. As variáveis foram atualizadas através do LSCF e da DFT (Bloco interno do PSCAD). O sistema teste empregado foi o IEEE 39 barras para testar a conexão de um HVDC com aproximadamente 10% da potência da rede CA.

No trabalho de (MEER et al., 2015) e sua tese de doutorado, Meer (2017) aplicou a simulação híbrida para avaliar a integração de grandes parques eólicos *offshore* a uma rede CA através de um sistema HVDC baseado em conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converters*) (VSCs). Suas principais contribuições foram: refatorizar a matriz de solução do EMT e seu circuito equivalente depois da ocorrência de eventos como defeitos ou mudança de topologia, além de propor dois protocolos de comunicação que agem durante as falhas para melhorar a precisão. Estes protocolos mudam a sequência de execução dos sistemas e extraem fasores com períodos diferentes. Ele concluiu que a abordagem híbrida tem boa precisão e o protocolo empregado durante eventos discretos influencia muito na solução, assim como o circuito equivalente. Foram desenvolvidos programas *in-house* TS (de sequência positiva) e EMT, com equivalentes de sequência positiva para uma porta. O método de extração usado foi LSCF, cuja curva de ajuste considerou a frequência fixo. O protocolo usado foi serial, com iterações internas durante os passos de simulação.

Outros dois trabalhos importantes foram (HUANG et al., 2014) e (HUANG; VITTAL, 2015), que originaram a tese de doutorado (HUANG, 2016). Nesta abordagem, foi proposta a cossimulação entre o PSCAD e o InterPSS, que utiliza a modelagem TS trifásica com as três sequencias. Seis principais contribuições foram destacadas pelo autor:

- i)* utilização de um circuito equivalente de Thevenin multi-porta ABC para o sistema externo e um circuito equivalente de Norton 012 para o EMT;
- ii)* elaboração de um protocolo combinado serial-paralelo para melhorar a precisão durante as falhas;
- iii)* desenvolvimento da plataforma *OpenHybridSim* que facilita a integração do InterPSS com simuladores EMT através do protocolo TCP/IP;
- iv)* aplicação da cossimulação ao problema de recuperação de tensão atrasada induzida por falha (do inglês, *fault-induced delayed voltage recovery*) (FIDVR);
- v)* habilidade de retornar à simulação TS quando a cossimulação não for mais vantajosa;
- vi)* modelagem foi direcionada para três vertentes: FIDVR, HVDC, transmissão e distribuição;

Le-Huy et al. (2017) apresentaram uma cossimulação trifásica em tempo real entre os programas HyperSim (EMT) e o Simscape/Matlab (TS). A principal contribuição do

trabalho foi o uso da linha híbrida, baseada no modelo Bergeron, para interfacear os dois programas. O protocolo utilizado foi o paralelo sem iteração. Foram relatadas algumas limitações quanto ao tamanho da linha, atraso e passo de comunicação, limitando a linha para uma seção não menor que 15km. Para testar a proposta, foi feita a cossimulação do sistema 29 barras da Hydro-Quebec com 5 linhas híbridas, um EMT e dois TS.

Meng e Wang (2017) propõem um simulador híbrido usando o PSCAD e uma rotina em C dentro do próprio PSCAD, como TS de sequência positiva. A principal contribuição foi o acoplamento TS-EMT para análise de um sistema de transmissão conversor modular multinível (do inglês, *modular multilevel converter*) (MMC)-HVDC. Um circuito equivalente de Thévenin com apenas uma porta foi usado para o acoplamento com TS enquanto o EMT foi representado como uma carga PQ. Nenhuma iteração foi feita para garantir a convergência e os fasores foram extraídos usando o método LSCF.

Hariri (2017), em sua tese de doutorado e em outros trabalhos importantes (HARIRI; FARUQUE, 2017; HARIRI; NEWAZ; FARUQUE, 2017), propôs a simulação híbrida de um programa EMT escrito no MatLab (ou python) eo OpenDSS, com um programa QSTS trifásico, para avaliar a penetração de sistemas de geração fotovoltaicos e testar algoritmos de detecção de ilhamento. O EMT foi representado no QSTS como uma fonte de corrente simples, enquanto o sistema externo foi representado como um circuito equivalente de Thévenin trifásico no OpenDSS. As grandezas fasoriais foram extraídas através do cálculo da potência ativa e reativa rms. O algoritmo foi testado conectando três conjuntos de painéis PV de 150 kW a um alimentador de 1 MW.

Shu et al. (2017b) apresentou a simulação híbrida TS trifásico EMT para avaliação da integração de sistemas HVDC. O sistema externo foi representado por circuitos equivalentes de Thévenin enquanto um circuito equivalente de Norton, na frequência fundamental, foi usado para representar o sistema detalhado. Duas contribuições são apresentadas. Na primeira os autores consideram a topologia de todo o sistema elétrico para atualizar os circuitos equivalentes na barra de interface usando o cálculo do complemento de Shur. Apesar desta técnica também ter sido utilizada em (HUANG, 2016), o autor advoga a inovação. Na segunda, o autor propõe um protocolo combinado, baseado na taxa de variação da corrente na interface. Novamente, técnica semelhante tinha sido proposta um ano antes por (HUANG, 2016). O protocolo serial é preferido quando a taxa de variação é alta. As variáveis no lado EMT são transferidas ao TS usando o LSCF, sem muitas informações da curva adotada.

Em outro trabalho, do mesmo autor, (SHU et al., 2017a) é proposto que a interface entre os programas utilize um sistema de transmissão intermediário modelado segundo DP. Deste modo, uma interface se desdobra em duas: uma EMT-DP e outra DP-TS. O autor indica que não era mais necessário converter os dados usando os métodos convencionais e o modelo intermediário seria suficiente. Porém, não ficou claro como os sinais oriundos

do EMT são transferidos para os modelos DP sem utilização de uma metodologia de conversão dos dados. A proposta é testada para a conexão de três sistemas EMT na rede CA Qinghai-Tibet.

Em Thakallapelli, Ghosh e Kamalasadnan (2018), é apresentada uma metodologia de integração entre um sistema equivalente FDNE com um programa de TS com a comunicação com o EMT, para simulação de um sistema elétrico de 38 e 69 barras. Apesar do autor não ter classificado dessa forma, o trabalho se encaixa no contexto de cossimulação. O EMT é executado na área de interesse enquanto que o espectro de frequências do TS é ampliado como o uso do FDNE. Os dois programas são executados e trocam dados usando a DFT. O objetivo do trabalho é desenvolver um método para obtenção do FDNE simples e com baixa carga computacional, baseado na identificação de mínimos quadrados recursivo *online* imposto por passividade, que identifica a matriz de admitância de entrada no domínio z . Algumas vantagens elencadas pelo autor são (i) aplicabilidade em simulação em tempo real, (ii) boa representação em um espectro de frequências mais amplo, imposição de condições de estabilidade e passividade para garantir simulações de EMT estáveis.

Em Constantin et al. (2020) é feita uma breve revisão da cossimulação de EMT-TS e apresentado um exemplo de aplicação da ferramenta desenvolvida pela DIgSILENT PowerFactory. O caso de estudo foi feito em um sistema modificado da rede do Texas, USA com 2.000 barras, 432 unidades de geração além de um parque eólico. Foi proposto um teste no qual ocorre uma instabilidade oscilatória em alta tensão devido à interação entre o equipamento de eletrônica de potência e a rede. Neste contexto, essas oscilações podem levar ao desligamento da proteção da rede ou da unidade e assim, resultando em um efeito em cascata. Os resultados indicaram que a cossimulação foi precisa comparada ao EMT, porém, a abordagem TS não apresentou a instabilidade, ressaltando que em alguns casos é necessário a simulação EMT. Outro aspecto abordado no trabalho é a necessidade da padronização das interfaces de cossimulação. Os autores acreditam que a padronização é um pré-requisito para o desenvolvimento da estratégia, aumentando a eficiência do trabalho e redução de custos. É citado o *Functional Mockup Interface* (FMI) da Modelica Association como tecnologia madura para inspiração. A solução da DIgSILENT PowerFactory é baseada na PMU e na norma IEEE C37.118. Finalmente, é feito um comentário sobre o compromisso entre estabilidade, precisão, velocidade e escolha do protocolo de comunicação na cossimulação. Na cossimulação não iterativa, o macropasso exigido na interface pode ser muito pequeno para garantir a precisão e a estabilidade, o que afeta o desempenho computacional. Neste caso, uma solução possível é a solução semi-implícitas ou relaxamento dos métodos de integração. Neste caso, o passo pode ser aumentado, todavia, deve-se possuir uma maior flexibilidade de implementação da integração das ferramentas.

O trabalho de (SADNAN; KRISHNAMOORTHY; DUBEY, 2020) apresenta uma avaliação numérica dos protocolos de comunicação aplicados a cossimulação de T&D,

na qual o sistema elétrico é modelado no openDSS e as recurso energético distribuído (do inglês, *Distributed Energy Resource*) (DER) no MatLab. Os seguintes protocolos são avaliados: (i) desacoplado (DC) quando as ferramentas não se comunicam, (ii) levemente acoplado (LC) que é a cossimulação não iterativa e (iii) fortemente acoplado (TC) quando ocorre a iteração. Foram avaliados casos com variação da penetrações DER e desequilíbrios. Concluiu-se DC e LC podem incorrem em erros para condições de sistema estressadas ou com o aumento no tamanho do sistema, ao passo que o tipo fortemente acoplado (TC) tende a diminuir os erros.

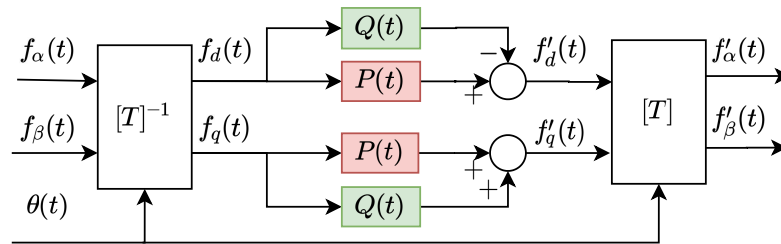
A.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

A revisão bibliográfica apresentada neste capítulo não esgota as possibilidades de pesquisa nessa área mas sim, realça a quantidade de lacunas que ainda necessitam de desenvolvimento para consolidar as técnicas de cossimulação de SEP. No melhor conhecimento do autor, ainda existe pouca literatura a respeito da extração fasorial para a cossimulação do acoplamento EMT-TS. Além disso, pouco é desenvolvido com relação aos protocolos de comunicação e seus impactos na estabilidade no caso de uma abordagem não-iterativa.

APÊNDICE B – DETALHES DA MODELAGEM MATEMÁTICA PARA O ESTUDO DA ESTABILIDADE DA COSSIMULAÇÃO

Este apêndice detalha as etapas da modelagem matemática apresentada no Capítulo 4 e usada para estudar a estabilidade da cossimulação. A Figura 85 mostra diagrama de blocos da estrutura genérica considerada para o estudo. Inicialmente, $f_{\alpha\beta}(t)$, no referencial estacionário, sofre a transformação para o referencial síncrono, gerando $f_{dq}(t)$. Posteriormente, o sinal interage com uma dinâmica determinada ainda no referencial síncrono, gerando $f'_{dq}(t)$. Finalmente, este sinal é transformado para o referencial estacionário, gerando $f'_{\alpha\beta}(t)$. A ideia geral é encontrar uma função de transferência que relacione a saída $f'_{\alpha\beta}(t)$ com a entrada $f_{\alpha\beta}(t)$ no domínio de Laplace.

Figura 85 – Diagrama de blocos da estrutura genérica usada no estudo de um sinal no referencial estacionário, que sofre uma variação no referencial síncrono.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

A parte interna da Figura 85 no domínio da frequência pode ser escrita como se segue:

$$\begin{bmatrix} F'_d(s) \\ F'_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(s) & -Q(s) \\ Q(s) & P(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d(s) \\ F_q(s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

em que, $F_d(s)$, $F_q(s)$, $F'_d(s)$ e $F'_q(s)$ são as variáveis no referencial síncrono no domínio da frequência, $P(s) = \mathcal{L}\{P(t)\}$ e $Q(s) = \mathcal{L}^{-1}\{Q(t)\}$ são as funções de transferência representando as dinâmicas internas que serão alteradas.

De acordo com Figura 85 a saída é dada por,

$$\begin{bmatrix} f'_\alpha(t) \\ f'_\beta(t) \end{bmatrix} = [T] \left\{ \begin{bmatrix} P(t) & -Q(t) \\ Q(t) & P(t) \end{bmatrix} * \left\{ [T]^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \right\} \right\} \quad (\text{B.2})$$

em que, $f_\alpha(t)$ e f_β são as entradas no domínio do tempo, $f'_\alpha(t)$ e f'_β são as saídas, $*$ representa a operação de convolução no tempo e $[T]$ e $[T]^{-1}$ são as transformações no

referencial síncrono e θ é o ângulo da transformação de acordo com,

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{[T]} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3a})$$

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{[T]^{-1}} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3b})$$

Substituindo (B.3a) e (B.3b) em (B.2),

$$\begin{bmatrix} f'_\alpha(t) \\ f'_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} P(t) & -Q(t) \\ Q(t) & P(t) \end{bmatrix} \right\} * \left\{ \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \cos \theta + f_\beta(t) \text{sen } \theta \\ -f_\alpha(t) \text{sen } \theta + f_\beta(t) \cos \theta \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{B.4})$$

Operando a convolução pode-se achar,

$$\begin{bmatrix} f'_\alpha(t) \\ f'_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(t) \\ B(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

onde,

$$A(t) = \{P(t)\} * \{f_\alpha(t) \cos \theta + f_\beta(t) \text{sen } \theta\} - \{Q(t)\} * \{-f_\alpha(t) \text{sen } \theta + f_\beta(t) \cos \theta\} \quad (\text{B.6a})$$

$$B(t) = \{Q(t)\} * \{f_\alpha(t) \cos \theta + f_\beta(t) \text{sen } \theta\} + \{P(t)\} * \{-f_\alpha(t) \text{sen } \theta + f_\beta(t) \cos \theta\} \quad (\text{B.6b})$$

Aplicando Laplace em (B.5) e usando o teorema da convolução, tem-se,

$$\begin{bmatrix} F'_\alpha(s) \\ F'_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(s) * \mathcal{L}\{\cos \theta\} - B(s) * \mathcal{L}\{\text{sen } \theta\} \\ A(s) * \mathcal{L}\{\text{sen } \theta\} + B(s) * \mathcal{L}\{\cos \theta\} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

onde,

$$A(s) = P(s) \mathcal{L}\{f_\alpha(t) \cos \theta + f_\beta(t) \text{sen } \theta\} - Q(s) \mathcal{L}\{-f_\alpha(t) \text{sen } \theta + f_\beta(t) \cos \theta\} \quad (\text{B.8a})$$

$$B(s) = Q(s) \mathcal{L}\{f_\alpha(t) \cos \theta + f_\beta(t) \text{sen } \theta\} + P(s) \mathcal{L}\{-f_\alpha(t) \text{sen } \theta + f_\beta(t) \cos \theta\} \quad (\text{B.8b})$$

Usando a propriedade,

$$\mathcal{L}\{e^{jct} f(t)\} = F(s - jc) \quad (\text{B.9})$$

pode-se encontrar,

$$\mathcal{L}\{f(t) \cos(ct)\} = F(s) * \frac{s}{s^2 + c^2} = \frac{1}{2} \left(F(s + jc) + F(s - jc) \right) \quad (\text{B.10a})$$

$$\mathcal{L}\{f(t) \text{sen}(ct)\} = F(s) * \frac{c}{s^2 + c^2} = \frac{1}{2} \left(jF(s + jc) - jF(s - jc) \right) \quad (\text{B.10b})$$

Utilizando (B.10a) e (B.10b) em (B.7) pode-se encontrar,

$$A(s) = \frac{1}{2} \left(P(s) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j\omega_o) + F_\alpha(s - j\omega_o) + \dots \\ jF_\beta(s + j\omega_o) - jF_\beta(s - j\omega_o) \end{pmatrix} + Q(s) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s + j\omega_o) + jF_\alpha(s - j\omega_o) + \dots \\ F_\beta(s + j\omega_o) - F_\beta(s - j\omega_o) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.11a})$$

$$B(s) = \frac{1}{2} \left(Q(s) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j\omega_o) + F_\alpha(s - j\omega_o) + \dots \\ jF_\beta(s + j\omega_o) - jF_\beta(s - j\omega_o) \end{pmatrix} + P(s) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s + j\omega_o) + jF_\alpha(s - j\omega_o) + \dots \\ F_\beta(s + j\omega_o) - F_\beta(s - j\omega_o) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.11b})$$

Resolvendo as convoluções (B.7) usando (B.11a) e (B.11b),

$$A(s) * \left\{ \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \right\} = \frac{1}{4} \left(P(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j2\omega_o) + F_\alpha(s) + \dots \\ jF_\beta(s + j2\omega_o) - jF_\beta(s) \end{pmatrix} - Q(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s + j2\omega_o) + jF_\alpha(s) + \dots \\ F_\beta(s + j2\omega_o) - F_\beta(s) \end{pmatrix} \right) + \quad (\text{B.12})$$

$$\frac{1}{4} \left(P(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s) + F_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ jF_\beta(s) - jF_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} - Q(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s) + jF_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ F_\beta(s) - F_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.13})$$

$$B(s) * \left\{ \frac{\omega_o}{s^2 + \omega_o^2} \right\} = \frac{1}{4} \left(Q(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} jF_\alpha(s + j2\omega_o) + jF_\alpha(s) + \dots \\ -F_\beta(s + j2\omega_o) + jF_\beta(s) \end{pmatrix} - P(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j2\omega_o) - F_\alpha(s) + \dots \\ jF_\beta(s + j2\omega_o) + jF_\beta(s) \end{pmatrix} \right) + \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{1}{4} \left(Q(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s) - jF_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ F_\beta(s) - F_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} + P(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} -F_\alpha(s + j2\omega_o) + F_\alpha(s) + \dots \\ -jF_\beta(s + j2\omega_o) - jF_\beta(s) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.15})$$

$$A(s) * \left\{ \frac{\omega_o}{s^2 + \omega_o^2} \right\} = \frac{1}{4} \left(P(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} jF_\alpha(s + j2\omega_o) + jF_\alpha(s) + \dots \\ -F_\beta(s + j2\omega_o) + jF_\beta(s) \end{pmatrix} - Q(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j2\omega_o) - F_\alpha(s) + \dots \\ jF_\beta(s + j2\omega_o) + jF_\beta(s) \end{pmatrix} \right) + \quad (\text{B.16})$$

$$\frac{1}{4} \left(P(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s) - jF_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ F_\beta(s) - F_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} + Q(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s) - F_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ jF_\beta(s) + jF_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.17})$$

$$B(s) * \left\{ \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \right\} = \frac{1}{4} \left(Q(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s + j2\omega_o) + F_\alpha(s) + \dots \\ jF_\beta(s + j2\omega_o) - jF_\beta(s) \end{pmatrix} + P(s + j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s + j2\omega_o) + jF_\alpha(s) + \dots \\ F_\beta(s + j2\omega_o) - F_\beta(s) \end{pmatrix} \right) + \quad (\text{B.18})$$

$$\frac{1}{4} \left(Q(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} F_\alpha(s) + F_\alpha(s - j2\omega_o) + \dots \\ jF_\beta(s) - jF_\beta(s - j2\omega_o) \end{pmatrix} + P(s - j\omega_o) \begin{pmatrix} -jF_\alpha(s) + jF_\alpha(s - j2\omega) + \dots \\ F_\beta(s) - F_\beta(s - j2\omega) \end{pmatrix} \right) \quad (\text{B.19})$$

Substituindo (B.12), (B.18), (B.16) e (B.14) em (B.7), pode-se chegar à,

$$\begin{bmatrix} F'_\alpha(t) \\ F'_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P'(s) & -Q'(s) \\ Q'(s) & P'(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha(t) \\ F_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

em que,

$$P'(s) = \frac{1}{2} \left(P(s + j\omega_o) + P(s - j\omega_o) \right) + \frac{1}{2} \left(-jQ(s + j\omega_o) + jQ(s - j\omega_o) \right) \quad (\text{B.21a})$$

$$Q'(s) = \frac{1}{2} \left(jP(s + j\omega_o) - jP(s - j\omega_o) \right) + \frac{1}{2} \left(Q(s + j\omega_o) + Q(s - j\omega_o) \right) \quad (\text{B.21b})$$

A partir de (B.21a) e (B.21b) pode-se observar que as dinâmicas $P(s)$ e $Q(s)$ foram alteradas com deslocamentos de frequência ω_o , relacionada ao ângulo de transformação θ . Como os deslocamentos são simétricos, $P(s)$ e $Q(s)$ foram polinômios com coeficientes reais, então, os coeficientes de $P'(s)$ e $Q'(s)$ também serão reais.

A seguir, é mostrado um exemplo ilustrativo do efeito de uma determinada dinâmica interna no referencial síncrono (dq), porém, do ponto de vista do referencial estacionário ($\alpha\beta$). Considerando que a dinâmica interna seja,

$$P(s) = \frac{a}{s+1} \quad (\text{B.22a})$$

$$Q(s) = \frac{b}{s+1} \quad (\text{B.22b})$$

Substituindo (B.22a) e (B.22b) em (B.21a) e (B.21b), tem-se,

$$P'(s) = \frac{-b\omega_o + a + as}{s^2 + 2s + \omega_o^2 + 1} \quad (\text{B.23a})$$

$$Q'(s) = \frac{a\omega_o + b + bs}{s^2 + 2s + \omega_o^2 + 1} \quad (\text{B.23b})$$

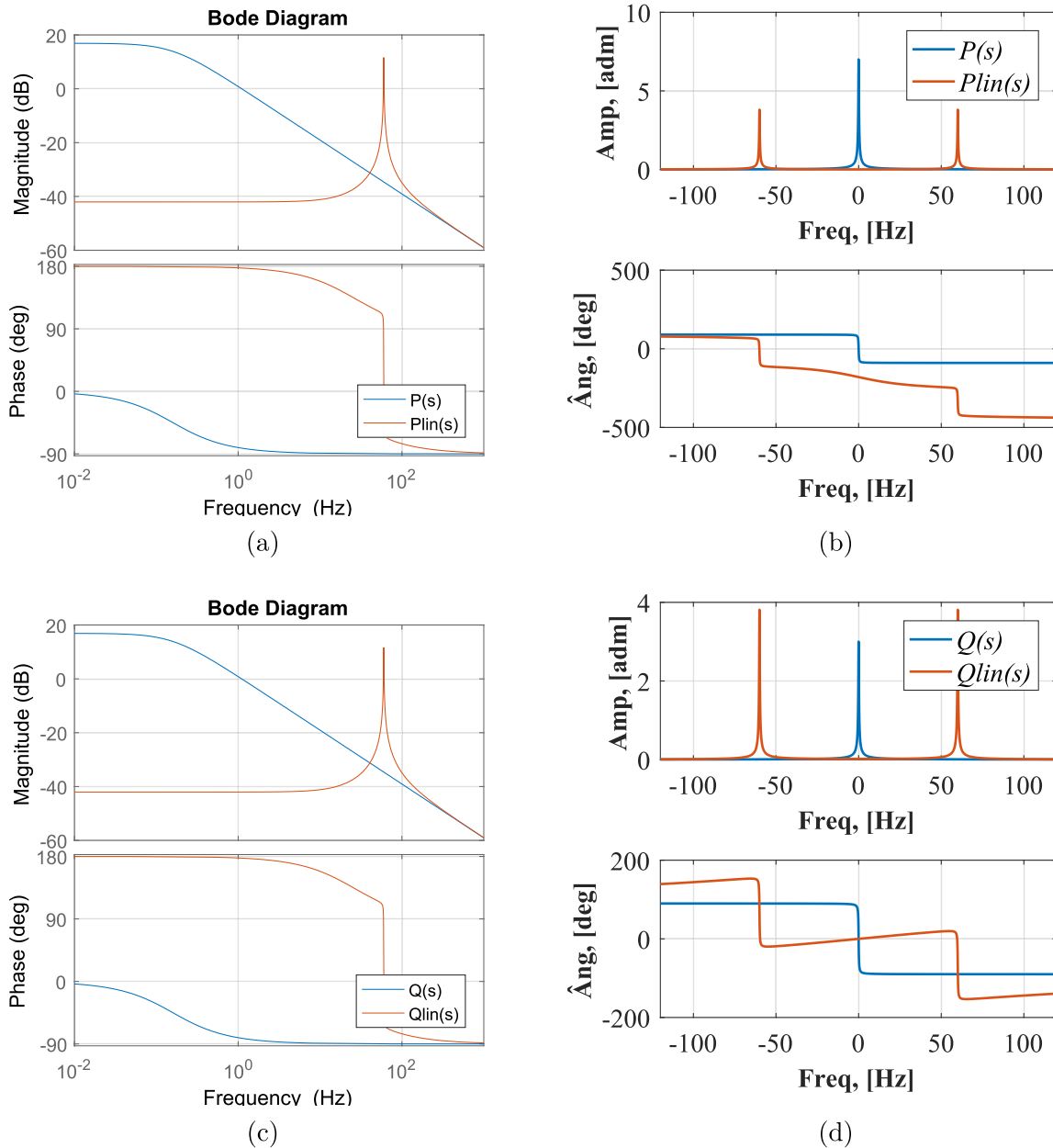
Considerando, arbitrariamente, $a = 7$, $b = 3$ e $\omega_o = 377$, em (B.23a) e (B.23b), tem-se;

$$P'(s) = \frac{7s - 1124}{s^2 + 2s + 142130} \quad (\text{B.24a})$$

$$Q'(s) = \frac{3s + 2642}{s^2 + 2s + 142130} \quad (\text{B.24b})$$

A Figura 86 mostra a resposta em frequência para o efeito da dinâmica interna $P(s)$ e $Q(s)$ no referencial síncrono (dq), porém, do ponto de vista do referencial estacionário ($\alpha\beta$). As (86)s (a) e (c) mostram os diagramas de Bode convencionais das funções de transferência no referencial síncrono $P(s)$ e $Q(s)$ e seu efeito no referencial estacionário $P'(s)$ e $Q'(s)$. Observe que ocorre um efeito de ressonância na frequência da transformação, neste caso $\omega_o = 377$. Uma forma alternativa de avaliar a resposta em frequência é mostrada nas (86)s (b) e (d). Nesta abordagem, é possível observar que o espectro de $P(s)$ e $Q(s)$ essencialmente centrado na origem, se deslocam para os picos de ressonância em $\pm 60^\circ$, que é a frequência da transformação síncrona.

Figura 86 – Resposta em frequência do efeito de uma determinada dinâmica interna no referencial síncrono (dq), do ponto de vista do referencial estacionário ($\alpha\beta$).



Legenda: (a) diagrama de bode de $P(s)$ e $P'(s)$, (b) amplitude de $P(s)$ e $P'(s)$, (c) diagrama de bode de $Q(s)$ e $Q'(s)$, (d) amplitude de $Q(s)$ e $Q'(s)$.

Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

APÊNDICE C – PARÂMETROS SISTEMA HIDRO-QUEBEC 29 BARRAS

Esta seção tem objetivo de apresentar o sistema utilizado para a análise, que é uma representação do sistema de transmissão do Canadá sob responsabilidade da Hydro-Quebec desenvolvido e disponibilizado no *MATLAB* por G. Sybille, chamado (*power_LFnetwork_29bus*). Tal sistema sofrerá algumas adaptações a fim de compatibilizar os estudos.

C.1 PARÂMETROS DO SISTEMA

Esta seção tem objetivo de apresentar os modelos e dados do sistema.

C.1.1 Máquinas Síncronas

A Figura 87 a seguir mostra o modelo dinâmico da máquina síncrona nativo do *MatLab/Simulink* e a Equação C.1 mostra o conjunto de equações.

$$v_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_R \lambda_q \quad \lambda_d = L_d i_d + L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{C.1a})$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \lambda_q - \omega_R \lambda_d \quad \lambda_q = L_q i_q + L_{mq} (i'_{fq} + i'_{kq}) \quad (\text{C.1b})$$

$$v'_{fd} = R'_{fd} i'_{fd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{fd} \quad \lambda'_{fd} = L'_{fd} i'_{fd} + L_{md} (i_d + i'_{kd}) \quad (\text{C.1c})$$

$$v'_{kd} = R'_{kd} i'_{kd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{kd} \quad \lambda'_{kd} = L'_{kd} i'_{kd} + L_{md} (i_d + i'_{kd}) \quad (\text{C.1d})$$

$$v'_{kq1} = R'_{kq1} i'_{kq1} + \frac{d}{dt} \lambda'_{kq1} \quad \lambda'_{kq1} = L'_{kq1} i'_{kq1} + L_{mq} i_q \quad (\text{C.1e})$$

$$v'_{kq2} = R'_{kq2} i'_{kq2} + \frac{d}{dt} \lambda'_{kq2} \quad \lambda'_{kq2} = L'_{kq2} i'_{kq2} + L_{mq} i_q \quad (\text{C.1f})$$

A Tabela 27 a seguir mostram os parâmetros das máquinas síncronas no sistema teste Hydro-Quebec.

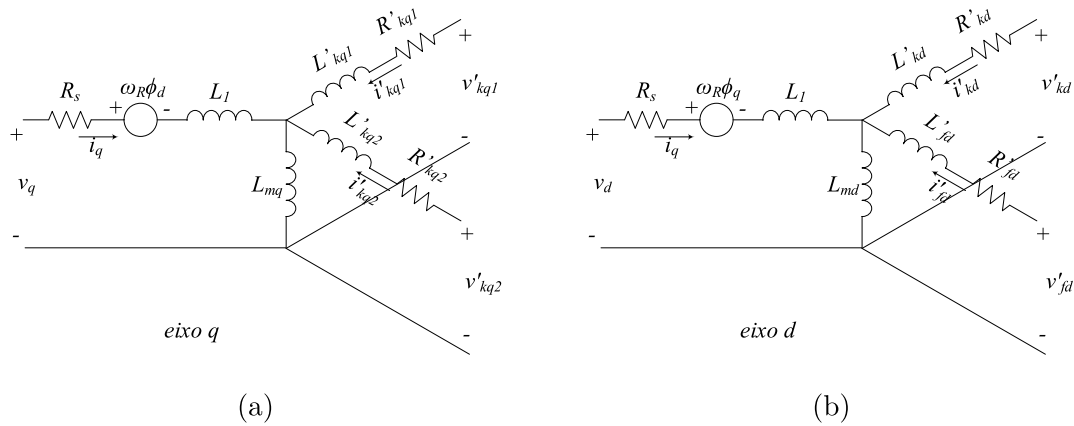
C.1.2 Turbinas e controle

A Figura 88 mostra o modelo nativo do *MatLab/Simulink* para uma turbina hidráulica e seu controle, assim como a Tabela 28 os valores do sistema teste Hydro-Quebec.

C.1.3 Máquinas Assíncronas

O modelo nativo do *MatLab/Simulink* para uma máquina assíncrona foi apresentado no Capítulo 3. Os parâmetros utilizados no sistema teste Hydro-Quebec são apresentados na Tabela 29.

Figura 87 – Representação do circuito do modelo dinâmico da máquina síncrona.



Legenda: (a) Circuito do eixo em quadratura, (b) circuito de eixo direto.

Fonte: Adaptado de Kundur, Balu e Lauby (1994).

Tabela 27 – Parâmetros das máquinas síncronas - Hydro-Quebec.

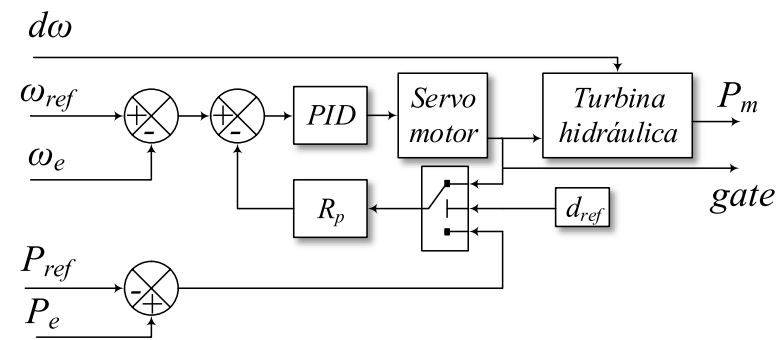
Parâmetros	G0	G1	G2	G3	G4	G6	G7
S (MVA)	5000	5500	2200	200	2700	5600	5000
Vn (V)	13800	13800	13800	13800	13800	13800	13800
Xd	1,305	1,305	1,305	1,305	1,305	1,305	1,305
Xd'	0,296	0,296	0,296	0,296	0,296	0,296	0,296
Xd''	0,252	0,252	0,252	0,252	0,252	0,252	0,252
Xq	0,474	0,474	0,474	0,474	0,474	0,474	0,474
Xq''	0,243	0,243	0,243	0,243	0,243	0,243	0,243
Xl	0,18	0,18	0,18	0,180	0,18	0,18	0,18
Td'	1,01	1,01	1,01	1,010	1,01	1,01	1,01
Td''	0,053	0,053	0,053	0,053	0,053	0,053	0,053
Tqo''	0,1	0,1	0,1	0,100	0,1	0,1	0,1
Rs	0,28544	0,28544	0,28544	0,28544	0,28544	0,28544	0,28544
H(s)	3,7	4,1	3,2	3,2	3,7	4	3,7
F(pu)	0	0	0	0	0	0	0
p	32	32	32	32	32	32	32

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

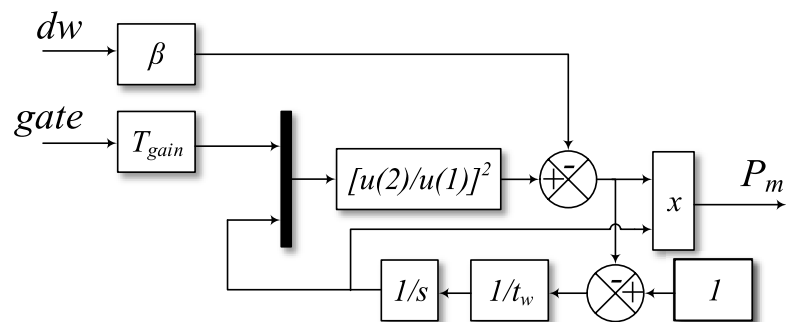
C.1.4 Transformadores

Os transformadores utilizados na simulação não incorporaram o modelo de saturação. Os dados utilizados no sistema teste Hydro-Quebec são mostrados na Tabela 30 a seguir.

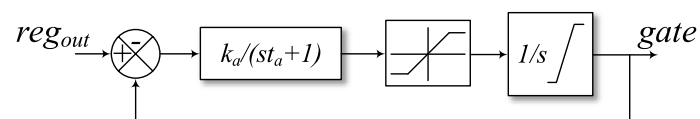
Figura 88 – Modelo não linear da turbina hidráulica e bloco de controle interno do *MatLab/Simulink*.



(a)



(b)



(c)

Legenda: (a) Modelo da turbina hidráulica e controle, (b) modelo não linear da turbina, (c) modelo de segunda ordem do servomotor.

Fonte: Adaptado de Kundur, Balu e Lauby (1994).

Tabela 28 – Parâmetros turbinas hidráulicas - Hydro-Quebec.

Parâmetros	G0	G1	G2	G3	G4	G6	G7
S (MVA)	5000	5500	2200	200	2700	5600	5000
Vn (V)	13800	13800	13800	13800	13800	13800	13800
Ka	3,333	3,333	3,333	3,333	3,333	3,333	3,333
Ta (s)	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07
gmin (pu)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
gmax (pu)	0,97518	0,97518	0,97518	0,97518	0,97518	0,97518	0,97518
vgmin (pu/s)	-0,1	-0,1	-0,1	-0,1	-0,1	-0,1	-0,1
vgmax (pu/s)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
Rp	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05
Kp	1,163	1,163	1,163	1,163	1,163	1,163	1,163
Ki	0,105	0,105	0,105	0,105	0,105	0,105	0,105
Kd	0	0	0	0	0	0	0
Td (s)	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
beta	0	0	0	0	0	0	0
Tw (s)	2,67	2,67	2,67	2,67	2,67	2,67	2,67
Droop ref.	0	0	0	0	0	0	0
Pm0	0,90234	0,82010	0,90232	0,90234	0,92837	0,89514	0,90235

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

Tabela 29 – Parâmetros máquinas assíncronas - Hydro-Quebec.

Parâmetros	MTL	ASM
S (MVA)	5000	10
Vn (V)	25000	575
Rs (pu)	0,01117	0,004843
Lls (pu)	0,04832	0,1248
Rr' (pu)	0,006	0,004377
Llr' (pu)	0,04832	0,1791
Lm (pu)	2,424	6,77
H (s)	1	5,04
F (pu)	0	0
p	2	3

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

Tabela 30 – Parâmetros transformadores - Hydro-Quebec.

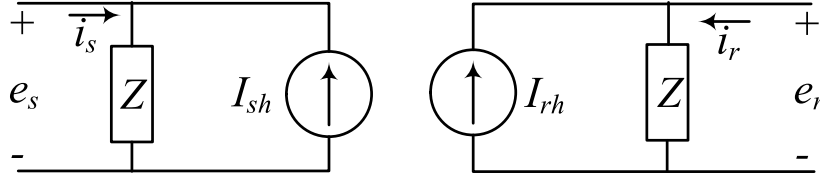
De	Para	Sb [MVA]	Vp [kV]	Vs [kV]	Ligação Primário	Ligação Secundário	R1 [pu]	L1 [pu]	R2 [pu]	L2 [pu]	Rm [pu]	Xm [pu]
MTL_13.8	MTL7	5000	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
LG2_13.8	LG27	5500	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
LG3_13.8	LG37	2200	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
LG31_13.8	LG37	200	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
LG4_13.8	LG47	2700	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
CHU_13.8	CHU7	5600	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
MAN_13.8	MAN7	5000	13,8	735	D1	Yg	0,0020	0	0,0020	0,1200	500	500
QUE7	QUE1	5000	735	120	D1	Yg	0,0020	0,1200	0,0020	0,0000	500	500
QUE1	QUE_25_1	47	120	25	Yg	D1	0,0027	0,0800	0,0027	0,0800	500	500
QUE_25_3	QUE_575	12	25	575	Yg	D1	0,0008	0,0250	0,0008	0,0250	500	inf
<i>QUE_25_3*</i>	<i>QUE_690*</i>	12	25	690	Yg	D1	0,0008	0,0250	0,0008	0,0250	500	inf
QUE_25_1	GROUND	100	25	25	Yn	D11	0,0250	0,7520	0,0000	0,0000	500	500
MTL7	MTL2	22000	735	230	Yg	D1	0,0020	0,1200	0,0020	0,0000	500	500
MTL2	MTL_25	18000	230	25	Yg	D1	0,0027	0,0800	0,0027	0,0800	500	500

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

C.1.5 Linha de transmissão

A Figura 89 a seguir ilustra o modelo de linha de transmissão nativo do *MatLab/Simulink* utilizada nas simulações, assim como suas equações (C.2) e (C.2).

Figura 89 – Modelo linha *MatLab/Simulink*.



Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

$$I_{sh}(t) = \frac{1+h}{2} \left(\frac{1+h}{Z} e_r(t-\tau) - h i_r(t-\tau) \right) + \frac{1-h}{2} \left(\frac{1+h}{Z} e_s(t-\tau) - h i_s(t-\tau) \right) \quad (\text{C.2a})$$

$$I_{rh}(t) = \frac{1+h}{2} \left(\frac{1+h}{Z} e_s(t-\tau) - h i_s(t-\tau) \right) + \frac{1-h}{2} \left(\frac{1+h}{Z} e_r(t-\tau) - h i_r(t-\tau) \right) \quad (\text{C.2b})$$

em que,

$$Z = Z_C + \frac{r}{4} \quad (\text{C.3a})$$

$$h = \frac{Z_C - \frac{r}{4}}{Z_C + \frac{r}{4}} \quad (\text{C.3b})$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad (\text{C.3c})$$

$$\tau = d\sqrt{lc} \quad (\text{C.3d})$$

ainda r , l e c são os parâmetros normalizados de resistência, indutância e capacitância da linha e d é a distância em $[km]$.

Os parâmetros de linha no sistema teste Hydro-Quebec são mostrados na Tabela 31.

Tabela 31 – Parâmetros linha de transmissão trifásica- Hydro-Quebec.

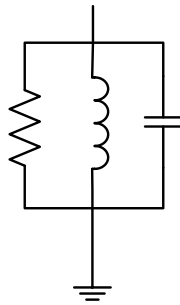
De	Para	Comprimento [m]	Compensação Ω	R(+)	R(0)	L(+)	L(0)	C(+)	C(0)
				[pu]		m[pu]		n[pu]	
LG27	LG37	155	0	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
LG27	NEM-ALB7	279	5,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
NEM-ALB7	LMO7	218	5,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
LMO7	LG37	104	0	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
LMO7	LG47	118	0	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
NEM-ALB7	ABI-CHB7	236	4,167	0,0021	0,0644	0,1556	0,6877	76,4400	46,5060
ABI-CHB7	LVD7	271	11,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
ABI-CHB7	CHM7	195	8,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
LVD7	MTL7	260	11,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
CHU7	ARN7	450	18,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
ARN7	MIC7	180	25,000	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
ARN7	MAN7	169	12,500	0,0064	0,1932	0,4669	2,0632	25,4800	15,5020
MIC7	MAN7	60	0	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
MAN7	QUE7	379	7,333	0,0042	0,1288	0,3112	1,3755	38,2200	23,2530
MIC7	QUE7	409	22,000	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
SAG7	CHM7	117	0	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
SAG7	MIC7	247	22,000	0,0127	0,3864	0,9337	4,1264	12,7400	7,7510
QUE7	CHM7	252	16,500	0,0064	0,1932	0,4669	2,0632	25,4800	15,5020
QUE7	MTL7	219	0	0,0025	0,0773	0,1867	0,8253	63,7000	38,7550
QUE251	QUE252	12	0	0,1153	0,4130	1,0500	0,3200	11,3300	5,0100
QUE252	QUE253	12	0	0,1153	0,4130	1,0500	0,3200	11,3300	5,0100

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

C.1.6 Cargas

Foram utilizados dois tipos de cargas no sistema teste Hydro-Quebec: (i) carga RLC e (ii) carga dinâmica, ambos nativos do *MatLab/Simulink*. A Figura 90 mostra os modelos das cargas RLC e a Tabela 32 mostra os parâmetros utilizados no sistema teste Hydro-Quebec.

Figura 90 – Modelo nativo do *MatLab/Simulink* para carga RLC por fase.



Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

A Equação C.4 a seguir mostram as equações que modela a carga dinâmica e a Tabela 33 a seguir mostram os dados para esse tipo de carga no sistema teste Hydro-Quebec.

$$P(s) = P_0 \left(\frac{V}{V_0} \right)^{n_p} \frac{1 + T_{p1}s}{1 + T_{p2}s} \quad (\text{C.4a})$$

$$Q(s) = Q_0 \left(\frac{V}{V_0} \right)^{n_q} \frac{1 + T_{q1}s}{1 + T_{q2}s} \quad (\text{C.4b})$$

C.2 PARÂMETROS CONTROLADORES

C.2.1 Controle de tensão das máquinas síncronas

A Figura 91 mostra a forma de implementação do controle de tensão nativo do *MatLab/Simulink* assim como a Tabela 34 os parâmetros utilizados no sistema teste Hydro-Quebec.

C.2.2 PSS - estabilizador de potência

A Figura 92 mostra a forma de implementação do estabilizador de potência (do inglês, *Power System Stabilizer*) (PSS) nativo do *MatLab/Simulink* assim como a Tabela 35 os parâmetros utilizados no sistema teste Hydro-Quebec.

Tabela 32 – Parâmetros cargas RLC - Hydro-Quebec.

Barra	Vn (kV)	Tipo	Ligação	P (MW)	QL (MVar)	QC (MVar)
MTL_13.8	13,8	Zcte	Yg	250	0	0
SAG7	735	Zcte	Yg	2,2	660	0
LG2_13.8	13,8	Zcte	Yg	275	0	0
LG3_13.8	13,8	Zcte	Yg	110	0	0
LG31_13.8	13,8	Zcte	Yg	10	0	0
LG4_13.8	13,8	Zcte	Yg	135	0	0
LG27	735	Zcte	Yg	2,2	660	0
LG37	735	Zcte	Yg	2,2	660	0
NEM-ALB7	735	Zcte	Yg	6,6	1980	0
LMO7	735	Zcte	Yg	1,1	330	0
LG47	735	Zcte	Yg	2,2	660	0
ABI-CHB7	735	Zcte	Yg	4,4	1320	0
LVD7	735	Zcte	Yg	3,3	990	0
CHM7	735	Zcte	Yg	4,4	1320	0
CHU_13.8	13,8	Zcte	Yg	280	0	0
MAN_13.8	13,8	Zcte	Yg	250	0	0
CHU7	735	Zcte	Yg	1,1	330	0
ARN7	735	Zcte	Yg	3,3	990	0
MAN7	735	Zcte	Yg	5,5	1650	0
QUE_575	575	Zcte	Yg	0,024		1,2
QUE_690*	690	Zcte	Yg	0	0	1
QUE_25_2	25	Zcte	Yg	0	0	4
QUE1	120	PQcte	Yg	3000	0	0
MTL2	230	Zcte	Yg	0	0	3000
MTL_25	4000	PQcte	Yg	0	0	0
MTL_25	4000	Zcte	Yg	0	0	0
MTL_25	40	Zcte	Yg	0	0	2000

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

C.3 FLUXO DE POTÊNCIA

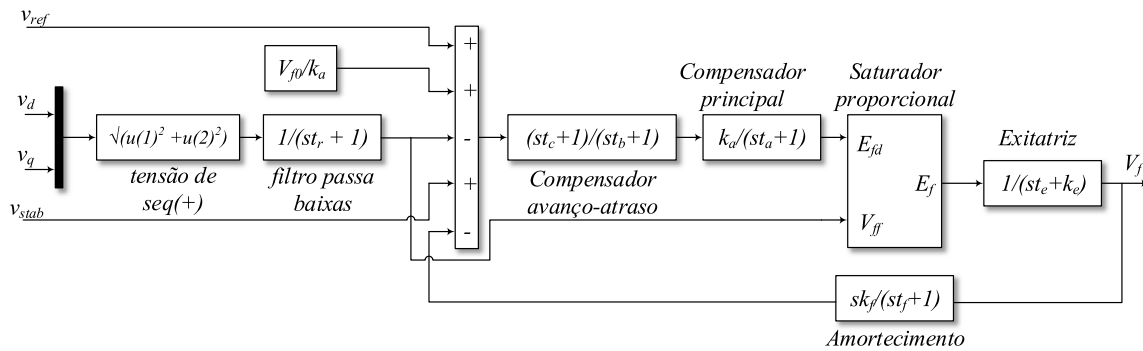
A Tabela 36 mostra o fluxo de potência para o sistema teste Hydro-Quebec usando um aerogerador baseado no gerador de indução duplamente alimentado (do inglês, *Doubly-Fed Induction Generator*) (DFIG) como equivalente do parque eólico Seção 5.2.

Tabela 33 – Parâmetros cargas dinâmicas - Hydro-Quebec.

Barra	QUE1	MTL_25
Vn (kV)	120	25
Po (MW)	3000	3500
Q (MVar)	0,00	0,00
Vo	1,00841	0,991615
Ang	-53,0144	-96,3945
np	1,3	1,5
nq	2	2,5
Tp2	0	0
Tp3	0	0
Tp4	0	0
Vmin	0,7	0,7

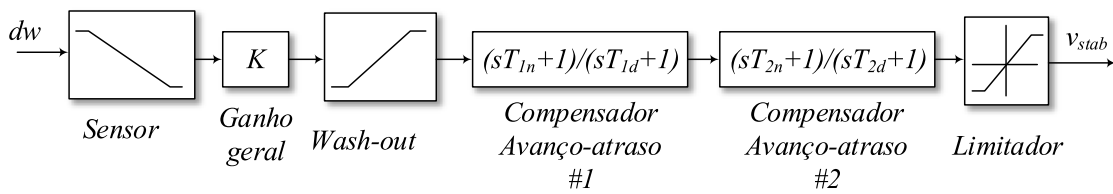
Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

Figura 91 – Sistema de excitação *MatLab/Simulink*.



Fonte: Adaptado de Kundur, Balu e Lauby (1994).

Figura 92 – Estabilizador de potência *MatLab/Simulink*.



Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

Tabela 34 – Parâmetros excitação das máquinas síncronas - Hydro-Quebec.

Parâmetros	G0	G1	G2	G3	G4	G6	G7
S (MVA)	5000	5500	2200	200	2700	5600	5000
Vn (V)	13800	13800	13800	13800	13800	13800	13800
Tr (s)	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
Ka	300	300	300	300	300	300	300
Ta (s)	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001
Ke	1	1	1	1	1	1	1
Te	0	0	0	0	0	0	0
Tb (s)	0	0	0	0	0	0	0
Tc (s)	0	0	0	0	0	0	0
Kf	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001
Tf (s)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
Efmin (pu)	-11,5	-11,5	-11,5	-11,5	-11,5	-11,5	-11,5
Efmax (pu)	11,5	11,5	11,5	11,5	11,5	11,5	11,5
Kp	0	0	0	0	0	0	0
Vt0 (pu)	1	1	1	1	1	1	1
Vf0 (pu)	1,2856	1,4741	1,389	1,4551	1,3877	1,3136	1,2565

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

Tabela 35 – Parâmetros PSS - Hydro-Quebec.

Parâmetros	G0	G1	G2	G3	G4	G6	G7
S (MVA)	5000	5500	2200	200	2700	5600	5000
Vn (V)	13800	13800	13800	13800	13800	13800	13800
Tsensor (s)	0,015	0,015	0,015	0,015	0,015	0,015	0,015
Gain	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Wash-out	1	1	1	1	1	1	1
Lg1_Tnum	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06
Lg1_Tden	1	1	1	1	1	1	1
Lg2_Tnum	0	0	0	0	0	0	0
Lg2_Tden	0	0	0	0	0	0	0
VSmin	-0,15	-0,15	-0,15	-0,15	-0,15	-0,15	-0,15
VSmax	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
V0	0	0	0	0	0	0	0

Fonte: Adaptado de Sybille (2013).

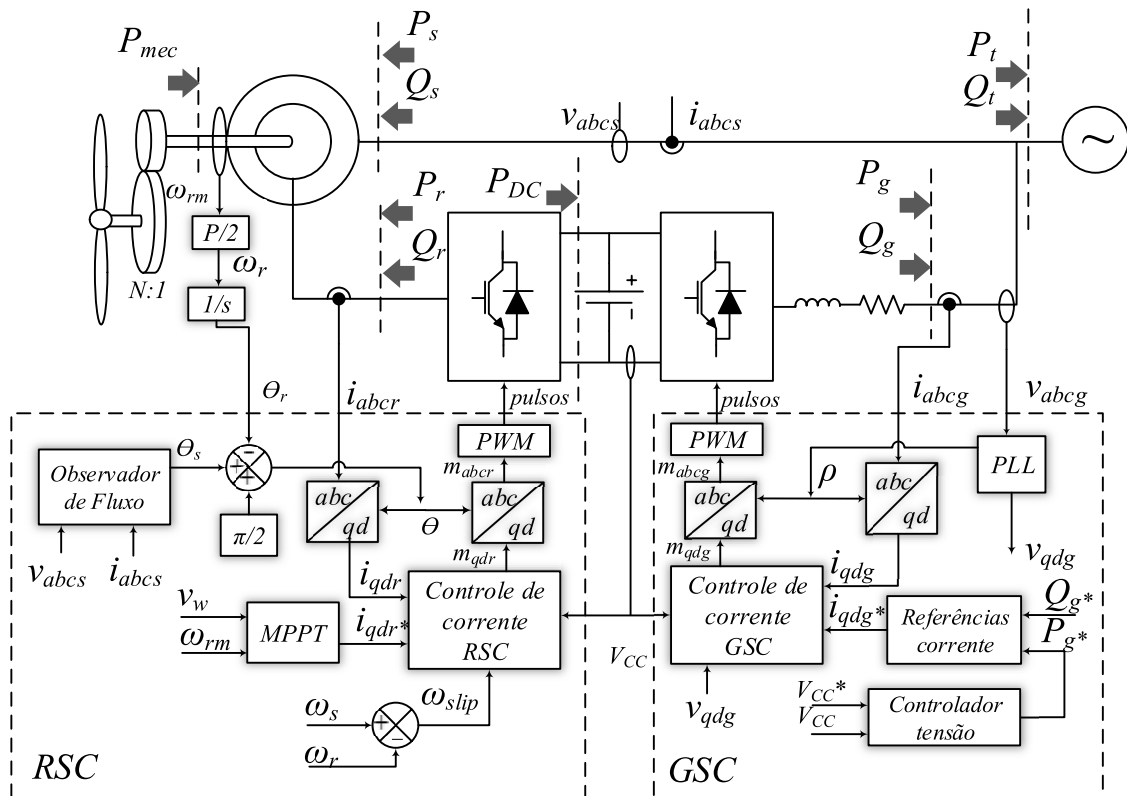
Tabela 36 – Fluxo de potência Hydro-Quebec usando um gerador de indução duplamente alimentado (do inglês, *Doubly-Fed Induction Generator*) (DFIG) como equivalente do parque eólico, Seção 5.2.

Barra	Tipo	Tipo Barra	Tensão [kV]	Tensão [pu]	Ângulo [deg]	Pg [MW]	Qg [MVar]
MTL_13.8	SM	PV	13,8	1,000	-47,87	4500,000	-449,350
MTL_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	-47,87	250,000	0,000
MTL7	Bus	-	735	1,010	-23,66	0,000	0,000
QUE7	Bus	-	735	1,020	-15,01	0,000	0,000
SAG7	RLC load	Z	735	1,040	-0,18	2,360	708,320
MTL2	RLC load	Z	230	1,010	-58,47	0,000	-3053,570
MTL_25	ASM	-	25	0,990	-96,41	4070,600	2287,630
MTL_25	DYN load	PQ	25	0,990	-96,41	3500,000	0,000
MTL_25	RLC load	Z	25	0,990	-96,41	39,330	-1966,270
MTL_25	RLC load	PQ	25	0,990	-96,41	4000,000	0,000
MTL_25	RLC load	Z	25	0,990	-96,41	3932,550	0,000
LG31_13.8	SM	PV	13,8	1,000	-0,04	180,000	13,410
LG31_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	-0,04	10,000	0,000
LVD7	RLC load	Z	735	1,050	-12,03	3,630	1090,430
CHM7	RLC load	Z	735	1,050	-4,08	4,820	1445,500
LG47	RLC load	Z	735	1,000	20,70	2,220	665,200
LG3_13.8	SM	PV	13,8	1,000	-0,61	1800,000	135,930
LG3_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	-0,61	110,000	0,000
LG4_13.8	SM	PV	13,8	1,000	-3,30	2500,000	-38,130
LG4_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	-3,30	135,000	0,000
LG2_13.8	SM	swing	13,8	1,000	0,00	5421,350	117,460
LG2_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	0,00	275,000	0,000
LG27	RLC load	Z	735	1,000	23,57	2,200	660,300
LG37	RLC load	Z	735	0,990	24,10	2,170	652,100
LMO7	RLC load	Z	735	1,020	17,31	1,140	340,710
NEM_ALB7	RLC load	Z	735	1,030	8,92	6,980	2093,580
ABI_CHB7	RLC load	Z	735	1,050	0,12	4,810	1443,020
CHU_13.8	SM	PV	13,8	1,000	4,72	5000,000	-327,980
CHU_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	4,72	280,000	0,000
CHU7	RLC load	Z	735	1,010	28,96	1,120	335,950
MAN_13.8	SM	PV	13,8	1,000	-16,24	4500,000	-588,330
MAN_13.8	RLC load	PQ	13,8	1,000	-16,24	250,000	0,000
ARN7	RLC load	Z	735	1,050	12,70	3,670	1100,390
MAN7	RLC load	Z	735	1,020	7,98	5,680	1703,620
MIC7	Bus	-	735	1,040	5,97	0,000	0,000
QUE_690	SM	PV	0,69	1,000	-75,23	6,000	-4,120
QUE_690	RLC load	Z	0,69	1,000	-75,23	0,000	-1,000
QUE_25_1	Bus	-	25	1,010	-81,97	0,000	0,000
QUE1	DYN load	PQ	120	1,010	-53,03	3000,000	0,000
QUE1	RLC load	PQ	120	1,010	-53,03	3000,000	0,000
QUE_25_2	RLC load	Z	25	1,030	-79,58	0,000	-4,210
QUE_25_3	Bus	-	25	1,010	-76,67	0,000	0,000

APÊNDICE D – O GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Os geradores de indução duplamente alimentados (do inglês, *Doubly-Fed Induction Generators*) (DFIGs), com potências entre 1,5 a 5 MW, têm sido muito utilizados em parques eólicos *onshore* e *offshore* (LISERRE et al., 2011; CARDENAS et al., 2013). Apesar de necessitarem de caixa de engrenagens, essa topologia tem vantagem de requerer um conversor de menor capacidade em comparação com as topologias *full-converter*. A Figura 93 ilustra o diagrama de blocos do DFIG no qual os terminais do rotor são conectados ao sistema elétrico através de um conversor *back-to-back*. Os controladores dos conversores são divididos em duas partes: o conversor do lado do rotor (do inglês, *Rotor Side Converter*) (RSC) controla o torque e o fluxo da máquina enquanto o conversor do lado da rede (do inglês, *Grid Side Converter*) (GSC) regula a tensão do barramento CC.

Figura 93 – Diagrama esquemático de um aerogerador baseado no gerador de indução duplamente alimentado com os controladores do conversor *back-to-back*.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

D.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A modelagem matemática da máquina de indução apresentada a seguir considerou seu funcionamento como motor, ou seja, o eixo entrega potência mecânica e, tanto o rotor quanto o estator consomem potência ativa (KRAUSE et al., 2013). A fim de facilitar o entendimento, todas equações escritas no sistema de coordenadas síncrona, são apresentadas a seguir:

ESTATOR

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega \lambda_{ds}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} \quad (\text{D.1a})$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega \lambda_{qs}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} \quad (\text{D.1b})$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (\text{D.1c})$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (\text{D.1d})$$

ROTOR

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} \quad (\text{D.2a})$$

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} \quad (\text{D.2b})$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (\text{D.2c})$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (\text{D.2d})$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS

$$\tau_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (\text{D.3a})$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr}^e i_{dr}^e - \lambda_{dr}^e i_{qr}^e) \quad (\text{D.3b})$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (\text{D.3c})$$

$$\theta = \omega t + \theta(0) \quad (\text{D.3d})$$

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_r(0) \quad (\text{D.3e})$$

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm} \quad (\text{D.3f})$$

onde v_{qs}^e , v_{ds}^e , v_{qr}^e e v_{dr}^e são as tensões no estator e no rotor de eixo em quadratura e direto; R_s , R_r , $L_s = (L_{ls} + L_m)$, $L_r = (L_{lr} + L_m)$ e L_m são as resistências no estator e no rotor, indutâncias do estator e no rotor e indutância mútua entre estator e rotor; λ_{qs}^e , λ_{ds}^e , λ_{qr}^e e λ_{dr}^e são os fluxos no estator e no rotor de eixo em quadratura e direto; ω é a velocidade do eixo qd no referencial síncrono, ω_r é a frequência elétrica das grandezas no rotor, τ_e é o conjugado elétrico produzido pela máquina.

D.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONTROLADOR DO LADO DO ROTOR

O controlador RSC, lado esquerdo da Figura 93, é composto por cinco blocos principais. O **Observador de Fluxo** é responsável por estimar o ângulo do fluxo no estator, θ_s . Este ângulo é fundamental para realizar transformação de coordenadas $(abc) \rightarrow (qd0)$ e vice-versa. No bloco MPPT determina-se a velocidade ótima da máquina e, conseqüentemente, o conjugado ótimo da turbina τ_t^{opt} . Esses sinais são usados para determinar as correntes que deverão ser injetadas no rotor de maneira a máquina operar na condição desejada. O bloco **Controle de Corrente do RSC** usa dois controladores PI para gerar os sinais de modulação de eixo direto e quadratura do conversor VSC a partir do erro entre as correntes medidas no rotor e os sinais de referência. Neste bloco também são compensados os acoplamentos cruzados entre as correntes de eixo direto e em quadratura em função dos parâmetros da máquina.

D.2.1 Orientação pelo campo do estator

A estratégia de controle do RSC é baseada na *orientação do fluxo no estator* que possibilita o desacoplamento entre potência ativa e reativa nos terminais da máquina (CARDENAS et al., 2013). É possível também usar outras estratégias como por exemplo a orientação pelo fluxo no rotor e no entreferro (BIM, 2012). Alinhando o fasor espacial do fluxo do estator com o eixo d do referencial de coordenadas síncrono pode-se escrever:

$$\vec{\lambda}_s = \lambda_{ds}^e - j\lambda_{qs}^e \quad (D.4a)$$

$$\lambda_{ds}^e = |\vec{\lambda}_s| = \hat{\lambda}_s \quad (D.4b)$$

$$\lambda_{qs}^e = 0 \quad (D.4c)$$

Substituindo (D.4) em (D.1c) e (D.1d) pode-se escrever as correntes no estator em função das correntes do rotor como se segue,

$$i_{qs}^e = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr}^e \quad (D.5a)$$

$$i_{ds}^e = -\frac{L_m}{L_s} i_{dr}^e + \frac{\hat{\lambda}_s}{L_s} \quad (D.5b)$$

Substituindo (D.5) em (D.2c) e (D.2d) obtém-se as expressões do fluxo no rotor em função das grandezas do rotor,

$$\lambda_{qr}^e = \sigma L_r i_{qr}^e \quad (D.6a)$$

$$\lambda_{dr}^e = \sigma L_r i_{dr}^e + \frac{L_m}{L_s} \hat{\lambda}_s \quad (D.6b)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r} \quad (D.6c)$$

onde σ é uma constante associada às indutâncias da máquina.

Substituindo (D.6) em (D.2a) e (D.2b), obtém-se as tensões no rotor em função das correntes injetadas no rotor para orientação do fluxo no estator:

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \sigma L_r \frac{di_{qr}^e}{dt} + (\omega - \omega_r) \left(\sigma L_r i_{dr}^e + \frac{L_m}{L_s} \hat{\lambda}_s \right) \quad (\text{D.7a})$$

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \sigma L_r \frac{di_{dr}^e}{dt} - (\omega - \omega_r) \sigma L_r i_{qr}^e + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\hat{\lambda}_s}{dt} \quad (\text{D.7b})$$

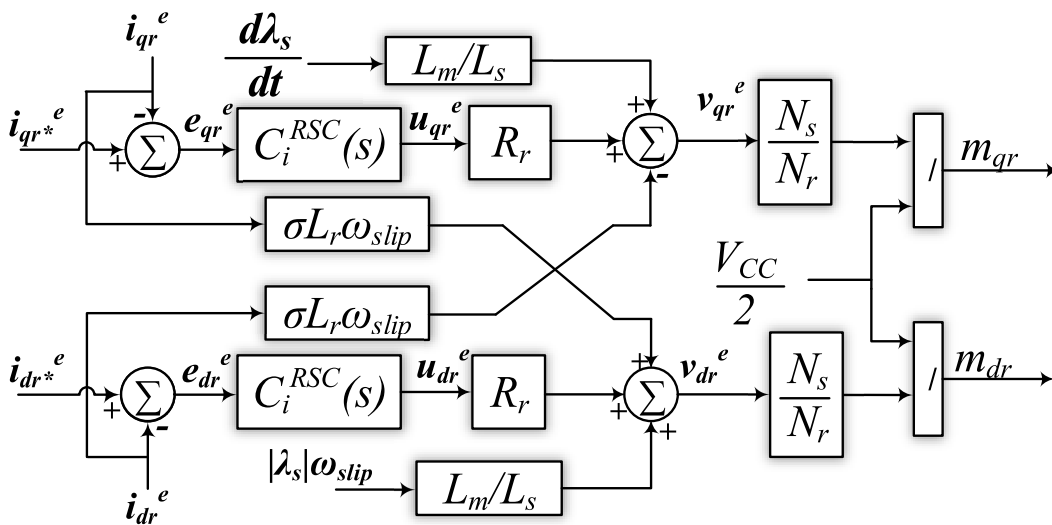
De (D.7a) e (D.7b) pode-se definir uma estratégia de controle que desacopla os efeitos das correntes em função da velocidade relativa $\omega_{slip} = (\omega - \omega_r)$ e dos parâmetros da máquina, além de compensar o efeito da força eletromotriz que aparece em razão do fluxo nas equações. A estratégia descrita anteriormente é mostrada na forma de diagrama de blocos na Figura 94. Nesta figura ainda estão incluídas a relação de transformação entre as bobinas do estator e rotor, além da relação entre as funções de modulação e da tensão do VSC e escritas a seguir.

$$v_{qt}^e = m_{qr}^e \left(\frac{V_{cc}}{2} \right) \quad (\text{D.8a})$$

$$v_{dt}^e = m_{dr}^e \left(\frac{V_{cc}}{2} \right) \quad (\text{D.8b})$$

onde v_{qt}^e e v_{dt}^e são as tensões terminais de um VSC em coordenadas $qd0$ síncronas, m_{qr}^e e m_{dr}^e são os sinais de modulação para sintetização dos pulsos modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM), V_{cc} é a tensão do barramento CC.

Figura 94 – Implementação dos controles de corrente para o RSC.



Da Figura 94, (D.7a) e (D.7b) pode-se escrever as seguintes relações:

$$u_{qr}^e = i_{qr}^e + \frac{\sigma L_r}{R_r} \frac{di_{qr}^e}{dt} \quad (\text{D.9a})$$

$$u_{dr}^e = i_{dr}^e + \frac{\sigma L_r}{R_r} \frac{di_{dr}^e}{dt} \quad (\text{D.9b})$$

onde u_{qr}^e e u_{dr}^e são as dinâmicas do rotor de eixo quadratura e direto, respectivamente.

Substituindo, respectivamente, (D.9a) e (D.9b) em (D.7a) (D.7b) obtém-se:

$$v_{qr}^e = R_r u_{qr}^e + (\omega - \omega_r) \left(\sigma L_r i_{dr}^e + \frac{L_m}{L_s} \hat{\lambda}_s \right) \quad (\text{D.10a})$$

$$v_{dr}^e = R_r u_{dr}^e - (\omega - \omega_r) \sigma L_r i_{qr}^e + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\hat{\lambda}_s}{dt} \quad (\text{D.10b})$$

No diagrama da Figura 94 as entradas do controlador de corrente são: as correntes rotóricas de referência, i_{qdr}^{e*} ; as correntes medidas, i_{qdr}^e ; a velocidade de escorregamento; $\omega_{slip} = (\omega - \omega_r)$; o módulo do fluxo no estator, $\hat{\lambda}_s$ e a derivada do módulo do fluxo, $\frac{d\hat{\lambda}_s}{dt}$. O sinais de saída desse controlador são os sinais de modulação m_{qdr} . As estratégias *PWM* senoidal ou modulação por vetor espacial (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) podem então serem usadas para gerar os sinais de disparo dos transistores bipolares de portas isoladas (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistors*) (IGBTs) do RSC.

D.2.2 Observador de fluxo

A direção do fluxo magnético no estator é determinada por um bloco denominado **Observador de Fluxo**, cujas saídas são os valores dos módulo e ângulo do fluxo e as entradas são a tensão e a corrente no estator. A modelagem considera que o fluxo no estator é dado por (KRAUSE et al., 2013):

$$\frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} = \vec{v}_g - R_s \vec{i}_g \quad (\text{D.11})$$

onde \vec{v}_s é o fasor espacial da tensão do estator, \vec{i}_s é o fasor espacial da corrente do estator e R_s é a resistência estatórica.

Pode-se então reescrever (D.11) num sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$ conforme mostrado a seguir:

$$\frac{d\lambda_{s\alpha}}{dt} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (\text{D.12a})$$

$$\frac{d\lambda_{s\beta}}{dt} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (\text{D.12b})$$

onde $\vec{f} = (f_\alpha + jf_\beta)$, e f é a variável que pode representar o fluxo, a tensão ou a corrente.

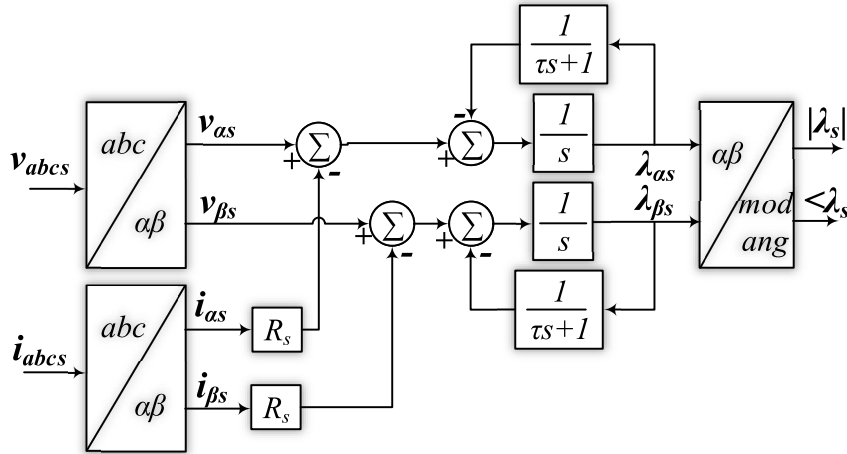
Integrando-se ambos os lados de (D.12a) e (D.12b) tem-se:

$$\lambda_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) d\tau \quad (\text{D.13a})$$

$$\lambda_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) d\tau \quad (\text{D.13b})$$

A Figura 95 ilustra o diagrama de blocos do Observador de fluxo. Para evitar erros devido as condições iniciais das tensões e correntes, ou em consequência de transitórios nos terminais da máquina, foram incorporados dois filtros passa-baixas na estrutura (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Figura 95 – Diagrama de blocos do observador de fluxo.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

O módulo e o ângulo do fluxo são obtidos através das relações:

$$|\vec{\lambda}_s| = \sqrt{\lambda_{s\alpha}^2 + \lambda_{s\beta}^2} \quad (\text{D.14a})$$

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\lambda_{s\beta}}{\lambda_{s\alpha}}\right) \quad (\text{D.14b})$$

O ângulo usado para realizar as transformações $(abc) \leftrightarrow (qd)$ das grandezas no rotor está adiantado 90° em relação a $(\theta_s - \theta_r)$. Dessa forma o ângulo de transformação das grandezas do rotor, θ , é definido por:

$$\theta = (\theta_s - \theta_r) + \frac{\pi}{2} \quad (\text{D.15})$$

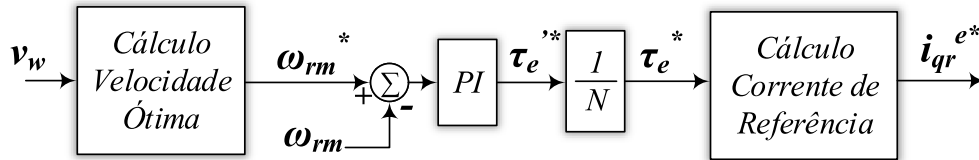
D.2.3 Geração das correntes de referência para o RSC

A Figura 96 ilustra o diagrama esquemático do bloco de MPPT relacionado ao controle de conjugado. Os sinais de velocidade ótima e atual são comparados e, através de um controlador PI, determina-se o conjugado eletromagnético de referência, τ_e^* , com o qual calcula-se a corrente no eixo em quadratura de referência, i_{qr}^{e*} em função da expressão do conjugado, dada em (D.3), reescrita:

$$i_{qr}^{e*} = -\frac{\tau_e^*}{\left(\frac{3}{2}\right) \frac{P}{2} \left(\frac{L_m}{L_s} \hat{\lambda}_s\right)} \quad (\text{D.16})$$

A corrente de referência de eixo direto i_{dr}^{e*} foi definida igual a zero de maneira que a magnetização da máquina seja feita pelo estator, reduzindo dessa maneira a potência do RSC.

Figura 96 – Diagrama de blocos de MPPT.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

D.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONTROLADOR DO LADO DA REDE

O controlador do GSC, representado no lado direito da Figura 93, é composto por seis blocos principais. O PLL é responsável por estimar o ângulo da tensão na rede, ρ , que é fundamental para realizar transformação de coordenadas $abc \rightleftharpoons qd0$.

O bloco **Controle de Corrente** do GSC sintetiza o sinal de modulação do conversor VSC a partir da corrente medida no rotor e dos sinais de referência, através de um controlador PI e a compensação dos efeitos da corrente em função dos parâmetros do filtro RL de acoplamento à rede. Os blocos de transformação de coordenadas compatibilizam as referências. O bloco **Controlador de tensão** define a referência de potência ativa que flui no conversor para regulação da tensão no barramento CC. No bloco **Referências de corrente** calcula-se as correntes de referência em função das referências de potência ativa, dada pelo regulador de tensão, e potência reativa, dada pela estratégia adotada de suporte de reativo, isto é, vinda de um sistema de controle externo.

Assumindo que as tensões da rede sejam equilibradas e simétricas pode-se escrever da Figura 93 mantém as tensões trifásicas do ponto de acoplamento GSC fixas, pode-se escrever as seguintes relações para as correntes CA, no sistema de coordenadas síncrono:

$$L_g \frac{di_{gg}^e}{dt} = -L_g \frac{d\rho}{dt} i_{dg}^e - R_g i_{gg}^e + v_{qt}^e - v_{qg}^e \quad (\text{D.17a})$$

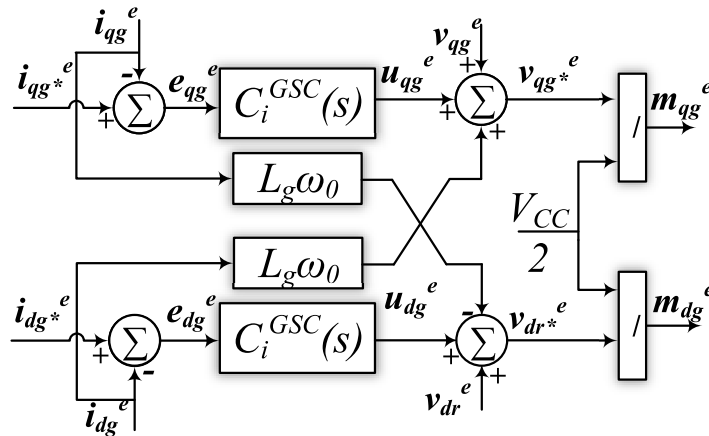
$$L_g \frac{di_{dg}^e}{dt} = +L_g \frac{d\rho}{dt} i_{qg}^e - R_g i_{dg}^e + v_{dt}^e - v_{dg}^e \quad (\text{D.17b})$$

onde i_{gd}^e e i_{gq}^e são as correntes injetadas na rede, v_{td}^e e v_{tq}^e são as tensões terminais do conversor, v_{gd}^e e v_{gq}^e são as tensões da rede, todas em coordenadas $qd0$ síncronas, R_g e L_g são, respectivamente, as resistência e indutância do filtro passivo de interface do conversor, ρ é o ângulo de transformação de coordenadas e ω é a velocidade do sistema de coordenadas.

D.3.1 Modo de Controle de Corrente

Analogamente ao procedimento do RSC, pode-se definir uma estratégia para desacoplar os efeitos das correntes de eixo direto e em quadratura, em função dos parâmetros do filtro RL, e para compensar a tensão do ponto de acoplamento do GSC. Esta estratégia é mostrada na Figura 97, nela está incluída a relação da modulação, analogamente à (D.8).

Figura 97 – Implementação dos controles de corrente para o GSC.



Fonte: Adaptado de Theodoro et al. (2019).

A partir de (D.17a) e (D.17b), e da análise da Figura 97, pode-se escrever as seguintes leis de controle para o GSC:

$$u_{qg}^e = L_g \frac{di_{qg}^e}{dt} + R_g i_{qg}^e \quad (D.18a)$$

$$u_{dg}^e = L_g \frac{di_{dg}^e}{dt} + R_g i_{dg}^e \quad (D.18b)$$

onde u_{qg}^e e u_{dg}^e são as novas variáveis de controle de eixo em quadratura e direto do GSC, respectivamente.

Assumindo que as tensões na rede sejam equilibradas e simétricas pode-se escreve-las no referencial síncrono qd como se segue:

$$v_{qg} = \hat{V}_g \cos(\omega_0 t + \phi_v - \rho) \quad (D.19a)$$

$$v_{dg} = \hat{V}_g \sin(\omega_0 t + \phi_v - \rho) \quad (D.19b)$$

onde v_{qg} e v_{dg} são as tensões na rede de eixo em quadratura e direto em função do ângulo de transformação ρ , \hat{V}_g é o valor de pico da tensão de fase no ponto de acoplamento, ω_0 é a frequência angular fundamental da rede e ϕ_v é o ângulo inicial genérico da tensão no ponto de acoplamento.

Assumindo que o bloco PLL da Figura 93 fornece um sinal de saída igual a $\rho = (\omega_0 + \phi_v)$, tem-se que (D.19a) e (D.19b) podem ser reescritas como:

$$v_{qg}^e = \hat{V}_g \quad (\text{D.20a})$$

$$v_{dg}^e = 0 \quad (\text{D.20b})$$

Pode-se então escrever as expressões das potências ativa e reativa em regime permanente nos terminais do GSC como se segue:

$$P_g = \frac{3}{2} V_{qg}^e I_{qg}^e \quad (\text{D.21a})$$

$$Q_g = \frac{3}{2} V_{qg}^e I_{dg}^e \quad (\text{D.21b})$$

onde P_g e Q_g são as potências ativa e reativa injetadas na rede pelo GSC, V_{qg}^e é a tensão na rede de eixo em quadratura de regime permanente em coordenadas síncronas, I_{qg}^e e I_{dg}^e são as correntes injetadas na rede de eixo em quadratura e direto de regime permanente em coordenadas síncronas.

Da análise das equações (D.21a) e (D.21b), conclui-se que a potência ativa, P_g , é diretamente proporcional a corrente de eixo em quadratura, I_{qg}^e , enquanto a potência reativa, Q_g , é proporcional a corrente de eixo em direto, I_{dg}^e . Essa característica permite usar as potências P_g e Q_g para gerar os sinais de referência de corrente para o GSC, conforme mostrado a seguir:

$$I_{qg}^{e*} = \frac{2 P_{g*}}{3 V_{qg}^e} \quad (\text{D.22a})$$

$$I_{dg}^{e*} = \frac{2 Q_{g*}}{3 V_{qg}^e} \quad (\text{D.22b})$$

onde I_{qg}^{e*} e I_{dg}^{e*} são as correntes de referência.

A potência reativa de referência está relacionada com um estado da rede CA, a qual, o DFIG está conectado. Sendo assim, neste trabalho, utilizou-se para as simulações uma potência reativa constante durante toda simulação.

Por outro lado, a potência ativa de referência está relacionada com um fluxo de energia entre os lados CA e CC do GSC. Assim à corrente de referência de eixo em quadratura, I_{qg}^{e*} , pode ser usada para controlar o fluxo de potência ativa pelo conversor e, portanto, a tensão do barramento CC, que sofre alterações em função do regime de operação do aerogerador.