

JOSÉ ANGEL MEDEL TIRADOR

**Estudo de sinais de excitação na identificação de
sistemas**

Versão corrigida

São Paulo

2022

JOSÉ ANGEL MEDEL TIRADOR

**Estudo de sinais de excitação na identificação de
sistemas**

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

São Paulo

2022

JOSÉ ANGEL MEDEL TIRADOR

Estudo de sinais de excitação na identificação de sistemas

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

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Claudio Garcia

São Paulo

2022

Autorizo

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

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Medel Tirador, José Angel

Estudo de sinais de excitação na identificação de sistemas / J. A. M. T. Tirador -- versão corr. -- São Paulo, 2022.

104 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1. Identificação de sistemas 2. Controle de processos 3. Modelos matemáticos I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II. t.

Dedicatória

A minha mãe e à minha irmã que sempre me motivaram para seguir adiante e fizeram de tudo para que eu pudesse alcançar meus objetivos.

Agradecimentos

Ao Dr. Claudio García, que durante tudo o tempo esteve presente como professor, orientador e amigo.

Ao Dr. Rodrigo Juliani, pela oportunidade de trabalhar no desenvolvimento de uma startup de identificação de sistemas.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, à UNIVESP e à Universidade de São Paulo pela concessão de diferentes bolsas durante o tempo de desenvolvimento da pesquisa.

Á todos meus amigos, minha família e minha namorada pelo apoio e carinho.

RESUMO

Medel, T. J. A. **Estudo de sinais de excitação na identificação de sistemas**. 2022. Tese (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2022.

Os processos industriais tornaram-se cada vez mais eficientes e viáveis devido à eficiência de novos controladores que eliminam desperdícios e custos nos processos de produção. Tanto para o desenvolvimento de controladores quanto para os métodos de diagnóstico e detecção de falhas, é necessário ter um bom modelo que descreva a dinâmica do processo. Uma das técnicas utilizadas para encontrar o modelo do processo é a identificação de sistemas, em que a seleção dos sinais de excitação consiste em uma de suas principais etapas. Neste trabalho, é feita uma revisão dos sinais de excitação utilizados na identificação de sistemas, bem como as diferentes técnicas de análise de desempenho dos referidos sinais. É feito um estudo da correlação cruzada, da correlação múltipla e dos índices de desempenho dos sinais de ruído binário generalizado (GBN) ao variar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento. Os sinais estudados são gerados com base nas características de dois benchmarks industriais, permitindo fazer a identificação e analisar o comportamento do índice FIT dos modelos obtidos. No trabalho apresenta-se o processo de geração e análise de dois conjuntos de sinais de excitação GBN, baseado em duas variantes do cálculo da probabilidade de não chaveamento. Estes dois conjuntos de sinais são utilizados na identificação dos dois benchmarks industriais.

Palavras-chave: Identificação de sistemas. Sinais de excitação. Índice de desempenho. Probabilidade de não chaveamento. GBN.

ABSTRACT

Medel, T. J. A. **Study of excitation signals in the identification of systems.** 2022. Tese (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2022.

Industrial processes have become increasingly efficient and viable due to the efficiency of new controllers that eliminate waste and costs in production processes. For both the development of controllers and for the diagnostic and fault detection methods, it is necessary to have a good model that describes the dynamics of the process. One of the techniques used to find the process model is the identification of systems, where the selection of the excitation signals consists of one of its main steps. In this work, a review of the excitation signals used in the identification of systems is made, as well as the different techniques for analyzing the performance of these signals. A study of cross-correlation, multiple correlation and performance indices of generalized binary noise (GBN) signals is made by varying the probability of non-switching and the minimum switching time. The studied signals were generated based on the characteristics of two industrial benchmarks, allowing the identification and analysis of the behavior of the FIT index of the models obtained. The work presents the process of generating and analyzing two sets of GBN excitation signals, based on two variants of the non-switching probability calculation. These two sets of signals were used to identify the two industrial benchmarks.

Keywords: System identification. Excitation signals. Performance index. Non-switching probability. GBN.

LISTA DE FIGURAS

3.1 Exemplo de sinal de ruído binário.	p.19
3.2 Exemplo de sinal GBN.	p.20
3.3 Sinal MLMH.	p.23
3.4 Sinal QRT (N=59, u(N)=0).	p.25
3.5 Sinal PRBS.	p.26
3.6 Comparação de sinais de excitação.p.33
5.1 Shell HOF e problema de controle.	p.46
5.2 Diagrama de fluxo da unidade FCC.	p.47
5.3 Esquema dos conjuntos de sinais para o sistema Shell.	p.50
5.4 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de três sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0.2$	p.50
5.5 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de três sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0.5$	p.51
5.6 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de três sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0.8$	p.51
5.7 Esquema dos conjuntos de sinais para o sistema FCC.	p.52
5.8 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de seis sinais (u_1 , u_2 , u_3 , u_4 , u_5 , u_6) para $p=0.2$	p.53
5.9 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de seis sinais (u_1 , u_2 , u_3 , u_4 , u_5 , u_6) para $p=0.5$	p.53
5.10 Exemplo de três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) de seis sinais (u_1 , u_2 , u_3 , u_4 , u_5 , u_6) para $p=0.8$	p.54
5.11 Conjuntos de correlações parciais e múltipla para uma combinação de sinais.	p.56
5.12 Valores absolutos mínimos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) do sistema Shell.	p.57
5.13 Valores absolutos médios da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$) do sistema Shell.	p.57

5.14 Valores absolutos máximos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema Shell.	p.58
5.15 Valores absolutos mínimos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.	p.59
5.16 Valores absolutos médios da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.	p.60
5.17 Valores absolutos máximos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.	p.60
5.18 Média dos valores da correlação múltipla para o Shell HOF.	p.61
5.19 Média dos valores da correlação múltipla para o sistema FCC HOF.	p.61
6.1 Valores do índice PIPS % em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.	p.62
6.2 Valores do índice PIPS % em função de p para os sinais do sistema FCC HOF.	p.62
6.3 Valores do índice PIPSE % em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.	p.63
6.4 Valores do índice PIPSE % em função de p para os sinais do sistema FCC HOF.	p.63
6.5 Valores do índice EMINE % em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.	p.64
6.6 Valores do índice EMINE % em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.	p.65
6.7 Valores do %FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema Shell HOF em função de p.	p.66
6.8 Valores do %FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema FCC HOF em função de p.	p.66
7.1 Sinais de excitação geradas para p e p_otimizado para o sistema Shell.	p.69
7.2 Sinais de excitação geradas para p e p_otimizado para o sistema FCC.	p.73
7.3 Função de correlação cruzada das 3 combinações de sinais para o sistema Shell, (a) para sinais obtidas a partir de p, (b) para sinais obtidas a partir de p_otimizado.	p.74
7.4 Função de correlação cruzada das 15 combinações de sinais para o sistema FCC, (a) para sinais obtidas a partir de p, (b) para sinais obtidas a partir de p_otimizado.	p.75
7.5 Espectro de potência dos sinais de excitação geradas para p (a) e p_otimizado (b) para o sistema Shell.	p.76
7.6 Espectro de potência dos sinais de excitação geradas para p (a) e p_otimizado (b) para o sistema FCC.	p.76

LISTA DE TABELAS

5.1 Restrições de variáveis do sistema HOF (Yu et al., 1994)	p.45
5.2 Restrições de variáveis do sistema FCC (Grosdidier et al., 1993)	p.48
7.1 Maiores e menores tempos de acomodação dominantes nas saídas da planta Shell.	p.70
7.2 Maiores e menores tempos de acomodação dominantes nas saídas da planta FCC.	p.70
7.3 Maiores e menores constantes de tempo da planta Shell.	p.71
7.4 Maiores e menores constantes de tempo da planta FCC.	p.71
7.5 Probabilidades de não chaveamento calculadas para a planta FCC.	p.71
7.6 Probabilidades de não chaveamento calculadas para a planta FCC.	p.72
7.7 Índices de desempenho dos sinais de excitação geradas para p e $p_{\text{otimizado}}$ para o sistema Shell.	p.72
7.8 Índices de desempenho dos sinais de excitação geradas para p e $p_{\text{otimizado}}$ para o sistema FCC.	p.73
7.9 Valores da correlação múltipla para os sinais gerados para excitar os sistemas Shell e FCC, (a) para sinais obtidas a partir de p , (b) para sinais obtidas a partir de $p_{\text{otimizado}}$.	p.74
7.10 Valores do %FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema Shell para p e $p_{\text{otimizado}}$.	p.75
7.11 Valores do %FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema FCC para p e $p_{\text{otimizado}}$.	p.77

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ARMAX	modelo auto-regressivo com média móvel e entradas exógenas (<i>auto-regressive moving average with exogenous inputs model</i>).
BN	ruído binário (<i>binary noise</i>).
CF	fator de crista (<i>crest factor</i>)
CISS	índice de comparação de conjuntos de sinais para excitação (<i>compararation index for set of signals</i>).
DIB	sinal binário de intervalo discreto (<i>discrete interval binary signal</i>).
DIT	sinal ternário de intervalo discreto (<i>discrete interval ternary signal</i>).
EMINE	razão mínima efetiva entre a amplitude real e a amplitude especificada em qualquer um dos harmônicos especificados (<i>effective percentage of actual to specified harmonic amplitude</i>).
FCC	craqueador catalítico fluido (<i>fluid catalytic cracking</i>).
Fcc	função de correlação cruzada.
FFT	transformada rápida de Fourier (<i>fast Fourier transform</i>).
FIT	índice de ajuste.
FRF	função de resposta de frequência (<i>frequency response function</i>).
GBN	sinal de ruído binário generalizado (<i>generalized binary noise</i>).
GBS	sequência binária generalizada (<i>generalized binary sequence</i>).
HAB	sinais binários de Hall (<i>Hall binary signal</i>).
HOF	fracionador de óleo pesado (<i>heavy oil fractionator</i>).
IRPRB	sinal binário pseudoaleatório de repetição inversa (<i>inverse-repeat pseudo-random binary signal</i>).
JIFT	índice de desempenho conjunto nos domínios da frequência e do tempo (<i>joint index of performance in frequency and time domains</i>).

MIMO	múltiplas entradas e múltiplas saídas (<i>multiple inputs and multiple outputs</i>).
MISO	múltiplas entradas e saída única (<i>multiple inputs and single output</i>).
MLB	sinal binário de comprimento máximo (<i>maximum length binary signal</i>).
MLMH	sinal multi-harmônico multinível (<i>multi-level multi-harmonic signal</i>).
MLNL	sinal não linear multinível (<i>multilevel non linear signal</i>).
MPC	controle preditivo baseado em modelo (<i>model predictive control</i>).
OMNIPUS	sinal de entrada não linear otimizado (<i>optimized nonlinear input signal</i>).
PF	fator de pico (<i>peak factor</i>).
PIPS	índice de desempenho para sinal de excitação (<i>performance index for perturbation signal</i>).
PIPSE	índice de desempenho efetivo para sinal de excitação (<i>effective performance index for perturbation signal</i>).
PRBS	sinal binário pseudoaleatório (<i>pseudo-random binary signal</i>).
PRML	sinal pseudoaleatório multinível (<i>pseudo-random multilevel signal</i>).
PRMO	sinus pseudoaleatórios multinível ortogonais (<i>pseudorandom multilevel orthogonal signals</i>).
PRNB	sinal pseudoaleatório quase binário (<i>pseudo-random near-binary signal</i>).
QRB	sinal binário de resíduo quadrático (<i>quadratic residue binary signal</i>).
QRT	sinal ternário de resíduo quadrático (<i>quadratic residue ternary signal</i>).
RMS	raiz quadrada média (<i>root mean square</i>).
SF	fator de dispersão (<i>scattering-factor</i>).
SMC	sequências de máximo comprimento (<i>maximum length sequence</i>).
SNR	relação sinal ruído (<i>signal-to-noise ratio</i>).

SOH	sinal soma de harmônicos (<i>sum of harmonic signals</i>).
SVD	decomposição de valor singular (<i>singular value decomposition</i>).
TPB	sinais binários de primos gêmeos (<i>twin prime binary signals</i>).
TF	fator de tempo (<i>time-factor</i>).
ZOH	segurador de ordem zero (<i>zero-order holder</i>).
*	operação produto

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Motivação	2
1.2	Problema Tratado	2
1.3	Plano de Trabalho.....	3
1.3.1	Metas	3
1.3.2	Objetivos e Tarefas	3
1.4	Resultados esperados	4
1.5	Sumário estruturado	5
2	Revisão Bibliográfica	6
2.1	Sistemas lineares	6
2.2	Sistemas não lineares	11
2.3	Literatura referente às técnicas de análise de desempenho de sinais de excitação.....	15
3	Sinais de excitação.....	17
3.1	Sinais de pulso	18
3.2	Sinais aleatórios	18
3.2.1	Sinal de ruído binário	19
3.2.2	Sinal de ruído binário generalizado.....	19
3.3	Sinais otimizados por computador	20
3.3.1	Sinais soma de harmônicos	21
3.3.2	Sinal binário e ternário de intervalo discreto	22
3.3.3	Sinal multi harmônico multinível.....	22
3.4	Sinais de espectro fixo.....	23
3.4.1	Sinais de Resíduo Quadrático	24
a.	QRB.....	24
b.	QRT	24
c.	HALL.....	25
3.4.2	Sinais pseudoaleatórios	25
a.	PRBS	25
b.	PRML.....	27
c.	Conjunto de sinais pseudoaleatórios binários.....	27
d.	Conjunto de sinais pseudoaleatórios ortogonais	28
3.4.3	Sinais binários de primos gêmeos	28
3.5	Conjunto de sinais híbridos.....	29

3.5.1	Sinais de Gallev	29
3.5.2	MLNL	29
3.6	Softwares para projeto de sinais de excitação	30
3.7	Conclusões	32
4	Medidas de desempenho para sinais de excitação usados na identificação de sistemas	34
4.1	Medida de dispersão	34
4.2	Índices de desempenho	35
4.2.1	Índice de desempenho para sinal de excitação (PIPS)	36
4.2.2	Índice de desempenho efetivo para sinal de excitação (PIPSE)	37
4.2.3	Razão mínima efetiva entre a amplitude real e a amplitude especificada em qualquer um dos harmônicos especificados (EMINE)	38
4.3	Fator de pico (PF)	39
4.4	Fator de crista (CF)	40
4.5	Time Factor (TF)	41
4.5.1	Time Factor (TF)	41
4.6	Índice de comparação de conjuntos de sinais para excitação (CISS)	42
4.7	Índice de desempenho conjunto nos domínios da frequência e do tempo (JIFT)	43
4.8	Conclusões	43
5	Estudo da correlação cruzada e da correlação múltipla dos sinais de ruído binário generalizado	45
5.1	Descrição dos benchmarks industriais	45
5.1.1	Benchmark Shell	45
5.1.2	FCC benchmark	48
5.2	Geração dos sinais de excitação	49
5.2.1	Geração de sinais de excitação para o benchmark Shell	50
5.2.2	Geração de sinais de excitação para o FCC benchmark	52
5.3	Estudo da correlação	55
5.3.1	Correlação Cruzada	55
5.3.2	Correlação Múltipla	56

5.3.3	Análise dos resultados.....	56
a.	Correlação cruzada para o sistema Shell HOF.....	57
b.	Correlação cruzada para o sistema FCC.....	60
c.	Correlação Múltipla.....	62
5.4	Conclusões	63
6	Estudo dos índices de desempenho e identificação de sistemas.....	64
6.1	Estudo dos índices de desempenho.....	64
6.1.1	PIPS.....	64
6.1.2	PIPSE	66
6.1.3	EMINE.....	67
6.2	Identificação.....	68
6.3	Conclusões	70
7	Identificação dos benchmarks industriais Shell HOF e FCC HOF.....	71
7.1	Projeto e realização do experimento	71
7.1.1	Geração dos sinais de excitação	73
7.1.2	Análises dos sinais de excitação	74
a.	Índices de desempenho.....	74
b.	Correlação cruzada e correlação múltipla.....	75
c.	Análise em frequência	76
7.2	Identificação e validação dos resultados	77
7.3	Conclusões	78
8	Conclusões	80
8.1	Recomendações	82
	Referências Bibliográficas.....	83

1 Introdução

A simulação de modelos de processos industriais tornou-se uma das ferramentas mais utilizadas para melhorar o desenvolvimento e operação dos processos industriais atuais. Uma técnica baseada na substituição de situações reais de processos por situações criadas artificialmente, com base em diferentes estudos teóricos, permitindo identificar variáveis, condições e fatores que influenciam direta ou indiretamente na operação de um determinado processo. A simulação ajuda a testar a viabilidade econômica e técnica do processo, uma vez que diferentes condições operacionais são analisadas, detectando possíveis situações críticas, que ajudam na tomada de decisões antes dessas situações. Ela também fornece dados do processo usados em situações nas quais se deseja otimizar as condições operacionais ou a substituição de matérias-primas e no desenho detalhado de diferentes equipamentos. Resumindo:

“Simulação é o processo de projetar um modelo de um sistema real e realizar experiências com ele, a fim de entender o comportamento do sistema ou avaliar novas estratégias dentro dos limites impostos por um determinado critério ou conjunto deles para a operação do sistema” (SHANNON; JOHANNES, 2008).

O elemento crucial para realizar uma simulação é o modelo do processo. Há duas técnicas clássicas para obter o modelo matemático de um processo: por meio da modelagem fenomenológica (GARCIA, 2005) ou através da identificação de sistemas (LJUNG, 1999). A modelagem fenomenológica concentra seu procedimento principalmente no conhecimento dos fenômenos envolvidos, enquanto a identificação de sistemas emprega experimentos e coleta de dados para encontrar um modelo empiricamente.

A metodologia para identificar sistemas consiste em uma série de etapas, diretrizes e decisões, visando que o modelo resultante seja representativo do sistema identificado. O procedimento de identificação começa com o projeto do experimento, a aquisição e tratamento dos dados, a escolha da estrutura e da ordem do modelo, a estimação dos parâmetros e, por fim, a validação do modelo. O projeto do experimento permite tomar decisões como: quais sinais medir, quando os medir e projetar os sinais de excitação, com o objetivo que os dados coletados sejam o mais informativo possível (LJUNG, 1999). Portanto, a qualidade dos sinais de excitação tem grande relevância na obtenção de bons modelos, e o tipo de sinais e a duração do experimento influenciam nos resultados da identificação; o sinal deve excitar a planta em todas as frequências de interesse.

1.1 Motivação

Com o avanço das tecnologias da informação e a automação dos processos industriais, o processo produtivo tornou-se cada vez mais eficiente e viável, permitindo melhorar a competitividade e a adaptabilidade do mercado, com base no desenvolvimento e na eficiência de novos controladores, que eliminam desperdícios e custos na fabricação.

O modelo do sistema deve ser entendido, não apenas no contexto industrial, mas se estende ao restante dos setores e campos do conhecimento, como: bioengenharia, economia, termodinâmica, organização, construção e seu uso varia de controle e supervisão, até otimização e previsão, passando por diagnóstico e inovação em sistemas.

A melhoria contínua e as inovações nos processos tornam necessário o desenvolvimento de ferramentas que auxiliem o operador humano nas tarefas de supervisão e tarefas destinadas à detecção e diagnóstico de falhas, comparando o processo com um modelo de simulação.

Para projetar controladores, convencionais ou avançados, é recomendável ter um modelo representativo do processo a ser controlado, o que ajuda a projetar os algoritmos de controle.

Tanto para o desenvolvimento de controladores quanto para os métodos de diagnóstico e detecção de falhas, é recomendável um conhecimento profundo do sistema ou processo a ser tratado, o que permite conhecer seu comportamento. Isso é alcançado pelo uso de metodologias e protocolos, conhecidos como Identificação de Sistemas.

1.2 Problema Tratado

Para o projeto de experimentos de identificação, sinais de excitação são recomendados, visando causar variações nas saídas do processo que permitam obter o modelo de processos dinâmicos. Na prática, há muitas dificuldades na aplicação desses sinais, como:

1. Tanto os gerentes quanto os operadores da planta não estão convencidos da importância e necessidade de um bom modelo para o desempenho do controle e para a eficiência e produtividade dos processos industriais.
2. Devido a erros cometidos durante o experimento de identificação, os dados coletados nos testes de identificação podem não ser muito confiáveis.

3. Alta correlação entre os sinais de entrada.
4. O tempo para a realização dos experimentos é muito curto, para evitar atrapalhar o funcionamento das indústrias.

A seleção apropriada de sinais de excitação permite obter dados com características adequadas para obter modelos que descrevam bem o comportamento do processo. O sinal GBN resulta ser um sinal bem interessante e muito utilizado na identificação de sistemas, porém o projeto ótimo dele precisa ser estudado.

1.3 Plano de Trabalho

1.3.1 Metas

Estudo de métodos de projeto e índices de desempenho de sinais de excitação para identificação de sistemas. Estudo do comportamento da correlação cruzada, da correlação múltipla, dos índices de desempenho e o do índice FIT (%) ao variar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento para os sinais GBN, além do melhor método de obtenção da probabilidade de não chaveamento.

1.3.2 Objetivos e Tarefas

a) Estudo referente à geração e caracterização dos sinais de excitação para a identificação de sistemas, bem como demais conceitos e sistemas a serem utilizados no trabalho.

Os métodos de construção e análise de desempenho de conjuntos de sinais de excitação são inicialmente estudados. Para atingir este objetivo as seguintes tarefas devem ser realizadas:

- Revisão bibliográfica sobre os métodos de construção de sinais de excitação para identificação de sistemas.
- Revisão bibliográfica das técnicas de análise de desempenho dos conjuntos de sinais de excitação para identificação de sistemas.
- Consulta bibliográfica sobre a correlação cruzada e a correlação múltipla entre os sinais de excitação.
- Estudo das principais características dos sistemas usados como casos de estudo neste trabalho (Benchmark Shell e FCC benchmark).

b) Planejamento dos experimentos e implementação das funções a utilizar.

São implementados diferentes conjuntos de sinais de excitação baseados nas características dos dois sistemas de estudo. Para atingir este objetivo as seguintes atividades devem ser realizadas:

- Implementação do método de construção e análise de desempenho dos conjuntos de sinais de excitação selecionados, usando o software MATLAB®.
- A partir das características de dois sistemas industriais são planejados os experimentos e são gerados os conjuntos de sinais.

c) Análise dos resultados obtidos: Os conjuntos de sinais gerados são analisados e utilizados na identificação das plantas simuladas.

Os resultados obtidos para cada conjunto de sinais são comparados. Ao analisar os resultados, espera-se chegar a conclusões. Para atingir este objetivo, as seguintes tarefas devem ser realizadas:

- É estudado o comportamento da correlação cruzada e a correlação múltipla dos conjuntos de sinais (GBN) gerados ao variar alguns parâmetros de projeto (probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento). Com este estudo se espera obter um intervalo de probabilidades de não chaveamento, que possibilite obter bons modelos ao se usar um sinal GBN na identificação de sistemas.
- São analisados os comportamentos de diferentes índices de desempenho e do índice FIT (%) dos diferentes conjuntos de sinais GBN, gerados ao variar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento a serem usados na excitação dos sistemas de estudo.
- São projetados dois conjuntos de sinais GBN utilizando diferentes métodos de escolha da probabilidade de não chaveamento. Estes sinais são utilizados na identificação dos sistemas industriais de estudo. Os resultados obtidos são comparados.

1.4 Resultados esperados

Na conclusão deste trabalho, espera-se otimizar a geração dos sinais GBN na identificação de sistemas, com base em resultados de estudos e experimentos sobre o assunto em questão, incluindo uma revisão sobre os principais métodos de construção

e análise de desempenho de conjuntos de sinais de excitação, além de sua implementação e utilização. Pretende-se analisar a influência da variação da probabilidade de não chaveamento e do tempo mínimo de chaveamento na correlação cruzada, na correlação múltipla e os diferentes índices de desempenho dos sinais GBN. Espera-se selecionar o melhor método de obtenção da probabilidade de não chaveamento baseado nos resultados obtidos ao comparar dois métodos presentes na literatura.

1.5 Sumário estruturado

Este trabalho trata do estudo dos sinais de excitação usados na identificação de sistemas, bem como os seus índices de desempenho. São estudados especificamente os sinais GBN, os quais são utilizados para identificar dois benchmarks industriais.

O Capítulo 1 apresenta uma introdução e explica o contexto em que esta dissertação é desenvolvida, apresenta os diferentes tópicos introdutórios (metas, motivações, objetivos, estrutura).

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre os sinais de excitação e seus índices de desempenho, dividida para sistemas lineares e não lineares.

O Capítulo 3 chamado de “Sinais de excitação”, apresenta uma revisão dos principais métodos de projeto de sinais de excitação presentes na literatura.

O Capítulo 4 apresenta os principais critérios de seleção ou índices de desempenho dos sinais de excitação utilizados na identificação de sistemas.

O Capítulo 5 apresenta um estudo da correlação cruzada e da correlação múltipla dos sinais de ruído binário generalizado ao variar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento.

O Capítulo 6, estuda o comportamento dos índices de desempenho dos sinais gerados no Capítulo 4 e se utilizam na identificação de dois sistemas de estudo, o que permite analisar o comportamento do índice FIT ao variar características dos sinais GBN.

O Capítulo 7 identifica os dois sistemas de estudo utilizados no trabalho, ao serem excitados por dois conjuntos de sinais. É descrito o processo de geração dos sinais de excitação bem como uma análise dos modelos obtidos.

O Capítulo 8 apresenta as conclusões do trabalho.

2 Revisão Bibliográfica

A escolha do sinal de excitação é uma etapa muito importante no projeto de um processo de identificação e sua natureza está intimamente ligada ao método de identificação selecionado. Relacionados a esses sinais de excitação, numerosos estudos são publicados, alguns dos mais relevantes são apresentados a seguir.

2.1 Sistemas lineares

(BIRDSALL; RISTENBAT, 1958) fazem um estudo das propriedades da sequência máxima e não máxima de geradores de registros de alterações lineares, usando uma matriz que representa o gerador e suas características polinomiais. Além de estudar os fundamentos da geração de sequências aleatórias, a partir de registros conhecidos.

(BRIGGS; GODFREY, 1966) propõem vários esquemas para sinais de entrada de sistemas não correlacionados, com funções de autocorrelação que aproximam funções delta, para uso na identificação de sistemas multivariáveis usando o método de correlação cruzada de entrada/saída. Os sinais de entrada descritos neste documento geram respostas de impulso do sistema com computação mínima e em tempo de experimentação razoavelmente curto. A pesquisa restringe-se a sinais de 2 e 3 níveis, visto que, para mais de três níveis, a identificação torna-se bastante complexa.

(VAN DEN BOS, 1974) desenvolve um procedimento para estimar parâmetros de sistemas lineares a partir de respostas corrompidas por ruído a sinais de teste periódicos. Esta técnica é baseada em mínimos quadrados ponderados, operando com base nas estimativas dos coeficientes de Fourier do sinal de teste e da resposta.

(PAEHLIKE, 1979) apresenta métodos para a identificação de processos usando sinais de teste binários de múltiplas frequências. Esses sinais periódicos são usados para determinar a função de resposta em frequência do processo em frequências pré-selecionadas. Demonstra que os BMFS (*binary multifrequency signals*) são sinais de testes periódicos com propriedades interessantes, que os fazem parecer vantajosos para várias tarefas no campo da identificação de processos.

(VAN DEN BOS; KROL, 1979) apresentam uma solução para o sinal periódico binário de intervalo discreto, cujo espectro do coeficiente de Fourier complexo se aproxima de maneira ótima no sentido de mínimos quadrados do espectro do coeficiente de Fourier

complexo desejado. Desta solução, um procedimento numérico eficiente é derivado para a síntese de sinais periódicos binários de intervalo discreto cujo espectro de amplitude de Fourier é ótimo no mesmo sentido.

(BOYD, 1986) com base em alguns resultados matemáticos, descreve como gerar sinais com espectro de passa baixa ou passa banda com fatores de crista muito baixos (menores que 6 dB). Conclui-se que o fator de crista é uma função muito complicada das fases, com muitos mínimos locais, e reduzir o fator de crista para menos de 3 dB era uma questão em aberto.

(TULLEKEN, 1990) utilizando resultados teóricos e de simulação, apresenta um guia prático para o projeto do GBN (*generalized binary sequence*), juntamente com um procedimento Pascal para a geração do GBN, que demonstra a simplicidade conceitual e o apelo industrial do conceito GBN.

(KOLLÁR et al. 1994) propõem uma ferramenta que possui um conjunto de procedimentos de identificação do sistema no domínio da frequência, que abrange todo o processo de identificação, desde a concepção do sinal de excitação, até o pré-processamento dos dados, a estimação dos parâmetros, a apresentação gráfica dos resultados e a verificação do modelo.

(McCORMACK; GODFREY; FLOWER, 1995) analisam os sinais multifrequenciais disponíveis naquele momento para a identificação de sistemas lineares no domínio da frequência. Descreve a motivação para uma excitação com um espectro de amplitude de Fourier especificado, mas com um pequeno número de níveis de sinal. Um algoritmo de projeto é descrito para o projeto de sinais de vários níveis que realizam um conjunto definido arbitrariamente de especificações de Fourier. Mostra-se que as propriedades dos sinais multiníveis os tornam um forte candidato para a identificação de sistemas lineares, bem como para a detecção de efeitos não lineares.

(GAIKWAD; RIVERA, 1996) estudam os problemas de projeto do sinal de entrada associados a uma metodologia de identificação relevante em tempo discreto para o controle MIMO. Utilizando informações a priori, como as constantes de tempo dominantes em malha aberta e a velocidade de resposta desejada em malha fechada, são apresentadas diretrizes para as variáveis de projeto em duas entradas determinísticas periódicas: os sinais em fase PRBS e Schroeder.

(CHEN; YU, 1997) derivam expressões analíticas para o GBS (*generalized binary sequence*) quando as especificações do domínio de frequência são fornecidas como um único ponto de frequência ou um intervalo de frequência. Além disso, resume as

propriedades relevantes do GBS bem como um procedimento de projeto de sinais de entrada.

(GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999) comparam duas classes de sinais para a identificação de sistemas no domínio da frequência, sinais otimizados por computador com espectros de potência que atendem a uma especificação harmônica o mais próximo possível e sinais pseudo-aleatórios com espectros de potência fixos. Conclui-se que os sinais pseudoaleatórios apropriadamente escolhidos fornecem alternativas altamente aceitáveis aos sinais otimizados por computador.

(GODFREY et al., 2005) revisam os pacotes de software disponíveis nesse momento para gerar diferentes tipos de sinais de excitação visando identificar o sistema no domínio da frequência. O desempenho dos sinais otimizados por computador descritos no trabalho é comparado por dois projetos diferentes, com a característica de serem usados na identificação de sistemas lineares. Além disso, são apresentados alguns exemplos de identificação de sistemas não lineares que mostram que os pacotes de computador podem muitas vezes fornecer sinais de excitação adequados para a identificação de sistemas não lineares, embora tenham sido projetados principalmente para a identificação de sistemas lineares.

(TAN; GODFREY; BARKER, 2005) consideram o projeto de sinais de comprimento máximo pseudoaleatório (*pseudorandom maximum length* - PRML) para identificação linear na presença de distorções não lineares. Na técnica proposta, uma versão primitiva do sinal, cujo período é consideravelmente mais curto do que o do sinal PRML necessário, é primeiro gerada como um sinal otimizado por computador. O sinal primitivo é então usado para definir as conversões para a geração do sinal PRML necessário, que é membro de uma nova classe de sinal híbrido.

(GEVERS, 2006) examina o efeito de uma excitação adicional do sinal de entrada na variação das estimativas de parâmetros de sistemas de saída única e de múltiplas entradas (MISO), na situação em que o sistema está no conjunto de modelos e onde os dados são coletados em malha aberta.

(BARKER et al., 2006) estudam vários projetos de sinais otimizados por computador usados na identificação de sistemas. Descrevem principalmente três tipos de sinais: soma de harmônicos, binários multinível e sinais multinível, além de abordar as medidas de qualidade do sinal de excitação

(MICCHI, 2008) compara os sinais de malha aberta aleatórios com as entradas geradas na operação de malha fechada, a fim de encontrar os mais apropriados para usar na identificação por subespaços multivariáveis de processos mal condicionados.

(RIVERA, 2009) considera o uso de sinais multisenos com fator mínimo de crista restrito como entrada para testes de identificação em plantas de processos químicos. Uma série de formulações de problemas de otimização relevantes para problemas na identificação de sistemas lineares, não lineares e multivariáveis é apresentada. A eficácia desses sinais na modelagem para fins de controle e a capacidade de incorporar modelos não lineares a priori no procedimento de projeto de sinais são demonstrados em um estudo de caso de sistema de destilação.

(TAN; GODFREY; BARKER, 2009) revisam os métodos para projetar sinais periódicos de excitação não correlacionados existentes na literatura. Uma nova abordagem é apresentada para projetar conjuntos de sinais ternários pseudoaleatórios de campos de Galois, os quais possuem diferentes períodos para a identificação do sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas.

(GARGE, 2012) apresenta e ilustra uma estratégia para identificar modelos de controle apropriados, relevantes para processos de extrusão reativa, em que a dinâmica do processo é determinada principalmente pelas fortes interações entre a mecânica dos fluidos, cinética de reação, transferência de calor e a geometria complexa da extrusora. A estratégia consiste em experimentos de identificação cuidadosamente projetados que incluem testes de processo preliminares e um teste final, seguido por uma seleção da estrutura do modelo, estimativa de parâmetros e validação do modelo. Discute o uso de uma combinação de sequências GBN não correlacionadas e correlacionadas para identificar processos de extrusão reativa, usando no trabalho sinais GBN com um tempo médio de comutação igual a $1/3$ da constante de tempo do processo dominante no teste final de malha aberta.

(DARBY, 2014) desenvolve um projeto de sequência GBN para identificação de sistemas MIMO sujeitos a restrições de entradas e saídas. Resume, expande e examina a relevância do controle do projeto do experimento restrita para a identificação de modelos de estado estacionário multivariáveis.

(TAN; BARKER; GODFREY, 2015) descrevem como conjuntos de sinais de excitação pseudo-aleatórios não correlacionados e espectralmente independentes criados por um programa em MATLAB podem ser usados para excitar simultaneamente as entradas de sistemas de múltiplas entradas para identificá-los. A teoria por trás da formação desses

conjuntos de sinais e o projeto de experimentos para sua aplicação prática são descritos em detalhes

(HUNG, 2015) apresenta uma abordagem sistemática para o projeto de sequências ótimas de ruído binário generalizado (GBN) como entradas de excitação para identificação relevante de controle de sistemas MIMO. Para validar a melhoria do método proposto em comparação com as abordagens baseadas na experiência, um estudo de caso em um sistema MIMO em tempo real é investigado.

(HÄGGBLÖM, 2016) revisa uma técnica geral para projetar entradas “direcionais” para identificação MIMO orientada a controle. Várias opções relacionadas à implementação das entradas, bem como à escolha dos tipos de sinal, são consideradas. Os métodos são ilustrados por simulações de um sistema 3 X 3 moderadamente mal condicionado.

(EBADAT, 2017) apresenta uma nova abordagem para o projeto de experimentos orientados ao Controle Preditivo baseado em Modelo (MPC) para a identificação de sistemas que operam em malha fechada. O método considera o projeto de um experimento minimizando o custo experimental, sujeito a limites probabilísticos nos sinais de entrada e saída devido às limitações físicas dos atuadores e às restrições de qualidade do modelo identificado. A excitação é feita adicionando intencionalmente uma perturbação na malha de controle.

(TAN, 2018) propõe uma técnica para identificar a dinâmica linear de sistemas de tempo discreto de múltiplas entradas, perturbando simultaneamente todas as entradas por um conjunto de sinais periódicos não correlacionados entre si. A técnica possui um curto tempo de experimentação, sem cálculos recursivos, e pode fornecer quantização dos efeitos de ruído e distorção não linear.

(OVEISI et al., 2018) investiga no domínio da frequência, o impacto de vários sinais de excitação em dois esquemas diferentes de modelagem não paramétrica linear MIMO. O projeto do sinal de excitação é abordado em dois casos, ou seja, várias experiências de referência única baseadas em sinais gaussianos com média zero e no sinal de ruído colorido, o multiseno de fase aleatória, o multiseno de Schroeder e o multiseno minimiza do fator de crista; e experimentos de múltiplas referências com base na matriz de Hadamard e na chamada abordagem ortogonal multiseno, que examina adicionalmente o acoplamento entre os canais de entrada.

(NEVARANTA, 2019) propõe um projeto PRBS estatisticamente não correlacionado para um sistema com várias entradas e saídas que oferece a possibilidade de utilizar o

mesmo sinal PRBS para todas as entradas. A rotina proposta é validada com um gerador elétrico experimental de alta velocidade com mancais magnéticos ativos.

(SIMANCAS-GARCÍA; GEORGE-GONZÁLEZ, 2020) apresentam o lançamento de um curso sobre sinais e sistemas lineares, baseado em um modelo de cálculo infinitesimal, denominado MicroCalculus. Os sinais são definidos a partir dos elementos fundamentais de variável e função. O modelo MicroCalculus oferece uma nova visão para a classificação de sinais, bem como um tratamento das funções não padronizadas como funções generalizadas.

O estudo dos sinais de excitação na identificação de sistemas lineares, mesmo sendo um tema bem estudado fica presente nas pesquisas da área. Durante as análises da bibliografia percebe-se que os autores Barker, H. A., Tan, A. H. e Godfrey, K. R tem se destacado na pesquisa de este tema, realizando uma certa quantidade de publicações relevantes, pelo qual se recomenda a leitura destes autores.

2.2 Sistemas não lineares

(BROWN, 1977) discute várias das técnicas de excitação mais populares nesse momento, suas vantagens e desvantagens relativas, e fornece diretrizes sobre quais fontes de excitação devem ser usadas em tipos específicos de sistemas.

(SCHOUKENS, 1994) mostra que as excitações periódicas oferecem vantagens significativas na identificação do sistema em comparação com a excitação via sinal binário, com respeito à qualidade das estimações, às condições experimentais e à validação do modelo. A influência na incerteza das estimativas no problema de validação do modelo, na estimativa do estado inicial e na faixa de frequência das medições é analisada e ilustrada.

(SCHOUKENS, 1988) estuda as propriedades de dez sinais de excitação diferentes para analisar sua adequação como sinais de excitação para analisadores de sinal e rede baseados em transformada rápida de Fourier (FFT). Sua influência no tempo de medição, precisão e sensibilidade a distorções não lineares é descrita. A flexibilidade de criar um espectro de amplitude personalizado também é investigada.

(KOUNG; MaCGREGOR, 1993) fazem uma abordagem unificada para projetar experimentos para estabilidade robusta em estado estacionário de sistemas de controle 2X2 gerais. Com base no SVD (*singular value decomposition*) da matriz de ganho do processo, esta abordagem usa sinais não correlacionados nas entradas rotacionadas

com uma magnitude suficientemente grande na direção do menor valor singular. Conclui-se que tal projeto pode evitar a existência de uma linha de singularidade que cruza ambas as regiões de incerteza dos dois vetores linha no espaço transformado e, assim, garante a estabilização do modelo transformado contra erros de variância e também pode maximizar o conteúdo de informação na matriz de rotação de entrada; portanto, eles garantem assintoticamente um modelo físico robusto contra erros de variância, bem como erros de polarização para uma classe especial de processos não lineares.

(BARKER; ZHUANG, 1997) descrevem o projeto de sinais pseudoaleatórios derivados de sequências pseudoaleatórias, mapeados a partir de sequências de comprimento máximo em campos de Galois, para a identificação de sistemas no domínio da frequência. O procedimento de projeto envolve a escolha do campo e do mapeamento para garantir que múltiplos harmônicos especificados de inteiros sejam suprimidos nas sequências e sinais.

(BARKER; GODFREY, 1999) definem sinais de excitação multinível periódicos para identificar sistemas no domínio da frequência. O projeto e as propriedades desses sinais e os métodos de processamento do sinal de saída usados com eles para reduzir ou eliminar os efeitos de ruído e não linearidade são desenvolvidos. São considerados sinais de excitação pseudoaleatórios e multifrequência. Conclui-se que o uso desses sinais traz benefícios consideráveis, sendo preferíveis para esquemas de identificação desse tipo.

(BARKER, 2000) fornece software para gerar sinais pseudoaleatórios com base em sequências de comprimento máximo em campos de Galois. O programa é executado em uma interface gráfica de usuário que fornece três estágios de facilidades fáceis de usar para gerar sinais pseudoaleatórios. Um campo de Galois adequado é selecionado primeiro, então uma sequência de comprimento máximo é gerada no campo e, finalmente, os elementos do campo são convertidos em números reais.

(ZHU, 2001) descreve uma sequência de quatro tipos de testes, em que se começa com pouco conhecimento quantitativo do processo e termina com os dados de entrada e saída que podem ser usados para derivar modelos de processo. Os três primeiros tipos de testes são usados para coletar conhecimento a priori do processo e dos distúrbios, e o último experimento é para a identificação do modelo. Além disso, recomenda que os espectros dos sinais de teste tenham distribuições adequadas nas

frequências para ter um bom desempenho no controle e sugere o procedimento de teste que utiliza sinais GBN, pois foi testado industrialmente.

(TAN; GODFREY, 2002) fazem uma descrição geral dos sinais pseudoaleatórios e o projeto de uma nova rotina MATLAB que incorpora diferentes classes de sinais desta natureza é descrito. A importância de escolher o sinal MLB (*maximum length binary*) para uso em aplicações particulares é ilustrada pela identificação de um sistema pelo método de Wiener, que tem uma não linearidade quadrática e uma não linearidade cúbica.

(BARKER; TAN; GODFREY, 2004) descrevem um método para determinar os níveis de sinais de excitação pseudoaleatórios multinível gerados a partir de sequências de comprimento máximo em campos de Galois. O método usa o fato de que uma sequência curta composta dos níveis de sinal convertidos dos elementos de campo diferentes de zero tomados em uma ordem particular deve ter características correspondentes. Expressões analíticas são obtidas para as conversões de nível de sinal que são necessárias para que o sinal possua essas características.

(KATAYAMA, 2006) analisa os problemas e metodologias encontrados na ampla gama de sistemas e sinais, com foco especial na modelagem, identificação e processamento de sinais; adaptação e aprendizagem; eventos discretos e sistemas híbridos; e sistemas estocásticos.

(YAO, 2006) propõe um método de projeto melhorado de sinais PRBS para a identificação de sistemas multivariáveis, onde estabelece diferentes intervalos de atraso em diferentes canais, em vez de um único intervalo de atraso. Um método de análise de correlação modificado também é apresentado para identificar o modelo de sistemas multivariáveis.

(HJALMARSSON; J. MÅRTENSSON, 2007) discutem abordagens para resolver problemas de projeto de sinais de entrada quando o sistema não é linear. Comparando com o caso linear, apontam que parece benéfico separar a otimização das propriedades estatísticas (a distribuição de probabilidade) da entrada da realização do sinal em vez de otimizar a sequência de entrada diretamente. Também discutem o uso de entradas gaussianas que têm a vantagem de que apenas os momentos de segunda ordem parametrizam as funções de densidade.

(KURAMOTO, 2012) propõe dois métodos de construção de conjuntos de sinais de excitação: PRMO (pseudorandom multilevel orthogonal signal) método sistemático para projetar conjuntos de sinais multinível ortogonais sem o uso de algoritmos de

otimização para sistemas lineares e MLNL (*multilevel nonlinear signal*) método que permite construir sinais híbridos não lineares.

(HEINZ, 2017) descreve um novo método para gerar sinais de excitação para identificar processos dinâmicos não lineares. O método consiste em uma otimização sequencial de todos os valores de amplitude do sinal. A otimização pode considerar conjuntos de dados existentes e é capaz de considerar restrições de entrada, necessárias para aplicações industriais. Um sinal de excitação otimizado dessa maneira é chamado de sinal de entrada não linear otimizado (*optimized nonlinear input signal*, OMNIPUS).

(ANNERGREN, 2017) apresenta uma estrutura relacionada ao projeto de sinais de excitação ideais, conhecido como projeto de entrada orientado a aplicações, que encontra o experimento de identificação mais econômico, enquanto atende às especificações de desempenho na aplicação do modelo. O núcleo do método consiste nos resultados da identificação do sistema juntamente com a otimização. São apresentados os resultados de um experimento de projeto de sinais de excitação, realizado em um processo com tanques de água acoplados (processo de laboratório muito usado em cursos de controle de pós-graduação, formado por quatro tanques de água, duas bombas e duas válvulas).

(HEINZ, 2018) propõe um método para gerar sinais de excitação para identificar sistemas dinâmicos não lineares, que ao contrário das abordagens tradicionais baseadas em tipos específicos de sinais, o objetivo aqui é a distribuição homogênea de pontos de dados no espaço de entrada do modelo. A qualidade do sinal de excitação é mostrada com simulações de um sistema de fornecimento de combustível de alta pressão.

(WANG, 2020) propõe um esquema de projeto ideal para projetar os sinais de excitação para identificação do sistema de manobras de navios, com o objetivo de melhorar o desempenho dos modelos de identificação aplicando dados informativos de treinamento. Uma sequência pseudoaleatória multinível é selecionada como o objeto otimizado para cobrir as características dinâmicas não lineares.

(Du *et al.*, 2021) propõem uma nova abordagem online para resolver o problema de identificação de sistemas não lineares chaveados, capaz de lidar com os vetores de estado de entrada medidos em sequência onde o princípio usado para estimar o sinal chaveado é desenvolvido com base no método do subespaço.

Em comparação com os sistemas lineares, ao estudar os sistemas não lineares aumentam as problemáticas e limitações para o projeto dos sinais de excitação. O

desenvolvimento de técnicas que ajudem a estimar as não linearidades e de softwares para o projeto de sinais tem sido muito importante. O software “Galois” desenvolvido Barker, H. A é uma destas ferramentas que possibilita o projeto de sinais de excitação, bem como a análise dos sinais gerados.

2.3 Literatura referente às técnicas de análise de desempenho de sinais de excitação

(SCHROEDER, 1970) descreve e ilustra um conjunto de fórmulas usadas no ajuste dos ângulos de fase dos sinais periódicos, a fim de reduzir os fatores de pico, incluindo fórmulas especiais para sinais com espectros de potência plana e/ou simetria de tempo.

(OUDERAA, 1988) apresenta um método que permite minimizar os valores extremos de um sinal com um determinado conteúdo total de energia e um determinado conjunto de magnitudes espectrais. Este método tem a capacidade de comprimir efetivamente sinais sem perturbar suas magnitudes espectrais. Neste projeto, a medida de qualidade do fator de crista (CF) é usada.

(GUILLAUME, 1991) apresenta um algoritmo de minimização do fator de crista para sinais periódicos com espectro de potência prescrito. Além disso, é mostrado que o valor de pico de um sinal pode ser diminuído ainda mais, permitindo uma energia extra em frequências adicionais.

(GODFREY, 1999) desenvolve três medidas de qualidade de sinal, PIPS (performance index for perturbation signals) índice independente de aplicação do desempenho do sinal de perturbação que pode ser alterado para atender a aplicações específicas; índice PIPSE (*effective performance index for perturbation signals*) que relaciona a potência contida nos harmônicos especificados à amplitude do sinal e EMINE (*effective percentage of actual to specified harmonic amplitude*) que relaciona a menor potência de qualquer harmônica especificada à potência média das harmônicas especificadas.

(BARKER, 2000) estende os conceitos usados para medir o desempenho de sinais de excitação na identificação de sistemas lineares aos casos em que os sistemas não são lineares e o desempenho depende da estrutura do sistema. Os casos extremos de um modelo de Wiener e um modelo de Hammerstein são usados para ilustração.

(BARKER, 2003) desenvolve um método para determinar os níveis ótimos de sinais de excitação multinível para identificação de sistemas não lineares fazendo uso dos

números de condição de matrizes derivadas de uma matriz de Vandermonde do conjunto de níveis de sinal.

(CONNER, 2004) apresenta uma análise de sinais PRBS gerados na identificação de um modelo de primeira ordem de uma coluna de destilação. Um estudo de caso de simulação detalhado é usado para avaliar as vantagens e desvantagens de várias estratégias de excitação de entrada em termos de precisão dos parâmetros estimados, erros de previsão, ganhos de processo e matrizes de ganho relativo.

(BARKER; TAN; GODFREY, 2007) apresentam o índice de desempenho conjunto nos domínios da frequência e do tempo JIFT (*Joint Index of performance in Frequency and Time domains*), utilizado como critério de projeto para sinais ternários, quando os valores dos índices PIPS e EMINE não apresentam os maiores valores possíveis.

(KURAMOTO, 2012) propõe novos índices (CISS, *compararation index for set of signals*; SF, *scattering-factor*) que analisam as relações de potência, amplitude e as interações que ocorrem entre vários sinais de excitação aplicados não no mesmo momento.

(PINTELON; SCKOUKENS, 2012) propõem um indicador (TF, *time-factor*) que permite avaliar o tempo necessário para obter uma estimativa da resposta em frequência do sistema suficientemente razoável.

Prever se o sinal projetado permite obter dados suficientemente informativos ou mesmo comprovar se as especificações do projeto de sinal são cumpridas, resultam questões a ter presentes no desenho do experimento de identificação. Na literatura existem diferentes estudos sobre a análise de sinais, mas nesta revisão bibliográfica se apresentam os índices mais relevantes nas publicações sobre a análise dos sinais de excitação na identificação de sistemas.

3 Sinais de excitação

Desenvolver experimentos informativos que garantam uma alta qualidade dos dados obtidos, e com eles estimar os parâmetros do modelo do sistema e que sua resposta seja tão próxima da planta real, da qual nada ou quase nada é conhecido, há muitos anos é uma questão a ser resolvida na área da identificação de sistemas.

Selecionar corretamente os sinais de excitação a serem usados no projeto de um experimento para identificar o sistema é considerada uma das etapas mais importantes no processo de identificação. Sua importância tem sido cada vez mais destacada, principalmente no domínio da frequência.

Dependendo do sinal de excitação e do método de processamento do sinal de entrada e saída, diferentes aspectos do sistema excitado podem ser destacados. Por exemplo, alguns sinais às vezes são usados para detectar e identificar certos tipos de não linearidades, enquanto outros podem ser usados para excluir seus efeitos.

Considerando as limitações de tempo para realizar experimentos de identificação na indústria, o sinal projetado deve permitir que uma quantidade máxima de informações seja coletada dentro do tempo disponível, porém, geralmente é necessário conhecer a resposta em frequência e os ganhos estacionários, além dos limites que as entradas e saídas podem atingir.

Há muitas publicações que consideram o projeto de sinais de identificação, bem como comparações extensas entre os diferentes métodos. Escolher um sinal adequado entre tantos disponíveis nem sempre é uma tarefa fácil. Alguns autores preferem usar sinais periódicos aos não periódicos. Em (TAN; GODFREY, 2009) destaca-se que os sinais periódicos permitem achar a média de vários períodos, o que resulta em uma maior relação sinal-ruído, evitam os efeitos de vazamento espectral (na análise do domínio da frequência) e permitem o projeto do espectro de frequências para incorporar propriedades úteis, como a supressão harmônica.

Este capítulo apresenta um resumo dos principais grupos de métodos de projeto de sinais de excitação usados na identificação de sistemas:

- Sinais de pulso
- Sinais aleatórios
- Sinais otimizados por computador
- Sinais de espectro fixo

- Sinais híbridos

3.1 Sinais de pulso

Este conjunto de sinais abrange os sinais mais conhecidos na área de identificação de sistemas. Essas excitações simples no domínio do tempo são o degrau (a excitação simples mais comum), o pulso retangular e suas variantes, o pulso retangular duplo e o pulso duplo (DE LA BARRA *et al.*, 2008).

Uma entrada de pulso retangular pode ser expressa como a diferença de dois estágios que são atrasados pela duração do pulso D , ou seja:

$$u_p(t) = A[1(t) - 1(t - D)] \quad (3.1)$$

onde $A \neq 0$ é a amplitude, D é a duração e $1(t)$ (estágio da unidade aplicada no tempo $t=0$). As vantagens dos pulsos retangulares sobre o sinal escalonado é que sua duração é mais curta e eles são menos sensíveis a perturbações. A principal desvantagem é que a excitação do sinal é pequena para a aplicação de técnicas de estimativa padrão.

3.2 Sinais aleatórios

Os sinais que para um determinado intervalo de tempo são exatamente previsíveis, são conhecidos como determinísticos. Considere o seguinte exemplo:

$$x(t) = A \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

sendo A , ω constantes, onde um valor de x é obtido para um t conhecido, pois eles são descritos por alguma função matemática que os relaciona. Considerando que apenas sabendo conceitualmente que existe uma função que relaciona esses elementos pode-se afirmar que o sinal é determinístico. Portanto, um sinal aleatório é aquele que possui pelo menos um elemento de incerteza associado, como:

$$x(t) = A \cos(\omega t) + \theta \quad (3.3)$$

sendo A , ω constantes, e θ uma variável aleatória de distribuição uniforme entre 0 e 2π . As funções de autocorrelação e correlação cruzada, e a baixa complexidade ao gerar os sinais aleatórios justificam seu uso na identificação de sistemas. Uma característica importante desse grupo de sinais é a capacidade de ajustar seu espectro e amplitude de potência, dependendo dos critérios de projeto desejados.

3.2.1 Sinal de ruído binário

O ruído binário (*binary noise*, BN) ou sequência binária aleatória, é um sinal que varia entre dois níveis fixos, baixo (L) e alto (H), e onde o tempo decorrido T_{sw} entre duas comutações consecutivas é uma variável estocástica. O tempo T_{sw} geralmente possui uma distribuição exponencial ou gama, quando são permitidas mudanças a qualquer momento (apenas sinais de tempo contínuo) e seu espaço de realização é $\mathbb{R}^+ := (x \in \mathbb{R} \mid x > 0)$ ou um subconjunto de \mathbb{R}^+ . No entanto, os BN mais utilizados são aqueles onde T_{sw} só pode ser realizado em um espaço de tempo discreto $\mathbb{N} * T := (t = kT \mid T \in \mathbb{R}^+; k = 1, 2, 3, \dots)$, onde T é o tempo de comutação básico (mais rápido), capaz de gerar sinais de tempo contínuo e de tempo discreto (TULLEKEN, 1990).

Um exemplo muito comum de um sinal comutado em tempo discreto é o conhecido BN convencional, no qual se considera que cada ponto de comutação candidato dentro de $\mathbb{N} * T$ permanece no nível do sinal real ou muda para o nível oposto, dependendo do resultado de um sorteio, como jogar uma moeda. Nesse caso, T_{sw} seguirá uma distribuição geométrica específica, ou seja, com o parâmetro $p = \frac{1}{2}$. Então em cada ponto kT do intervalo $\mathbb{N} * T$ pode se decidir permanecer no nível de sinal real $S_{k-1} = S((k-1)T)$ ou mudar para o outro nível disponível com igual probabilidade:

$$P(S_k = S_{k-1}) = \frac{1}{2}; P(S_k \neq S_{k-1}) = \frac{1}{2} \quad (3.4)$$

Em geral, os dois níveis disponíveis (L, H) neste tipo de sinal são escolhidos simétricos a zero ($H + L = 0$) em todo o intervalo, para obter uma média zero na amplitude, ou seja: $ES_k = 0; k = 1, 2, 3, \dots$ (TULLEKEN, 1990).

A Figura 3.1 mostra um exemplo de sinal de ruído binário.

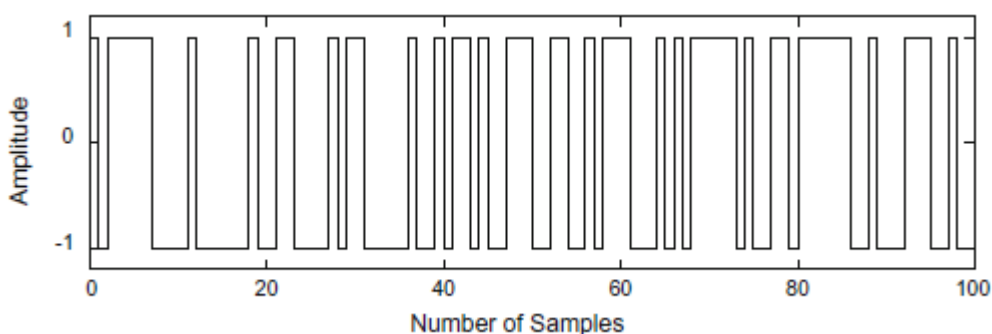


Figura 3.1: Exemplo de sinal de ruído binário.

Fonte: (TAN; GODFREY, 2019)

3.2.2 Sinal de ruído binário generalizado

Ao usar distribuições geométricas gerais para T_{sw} , é possível obter um novo tipo de sinal altamente vantajoso para fins de identificação de sistemas e que melhora o

controle da resposta em frequência do sinal: sinal de ruído binário generalizado (*Generalized Binary Noise*, GBN) (TULLEKEN, 1990). O GBN possui as mesmas configurações do *BN* convencional, exceto o (3.4), que foi adaptado para:

$$P(S_k = S_{k-1}) = p; \quad P(S_k \neq S_{k-1}) = 1 - p \quad (3.5)$$

onde p é a probabilidade de não chaveamento e $(1 - p)$ de chaveamento. Um exemplo disso seria uma distribuição alternativa com uma probabilidade de não chaveamento p (onde $0 < p < 1$).

O GBN tem média zero, pois se supõe que as distribuições alternativas nos diferentes momentos sejam independentes entre si, gerando $P(S_k = H) = P(S_k = -H) = \frac{1}{2}$ e assim:

$$ES_k = H * (P(S_k = H) - P(S_k = -H)) = 0 \quad (3.6)$$

Ao focar na alternância da distribuição do tempo, T_{sw} pode ser facilmente definido:

$$P(T_{sw} = kT) = p^{k-1}(1 - p); \quad k = 1, 2, 3, \quad (3.7)$$

pois $k-1$ não chaveamentos são seguidos por um chaveamento (TULLEKEN, 1990). Ou seja, T_{sw}/T segue uma distribuição geométrica com o parâmetro p e, portanto,

$$\sum_{k=1}^{\infty} (kT)p^{k-1}(1 - p) = \frac{T}{1-p} \quad (3.8)$$

A Figura 3.2 mostra um exemplo de sinal GBN.

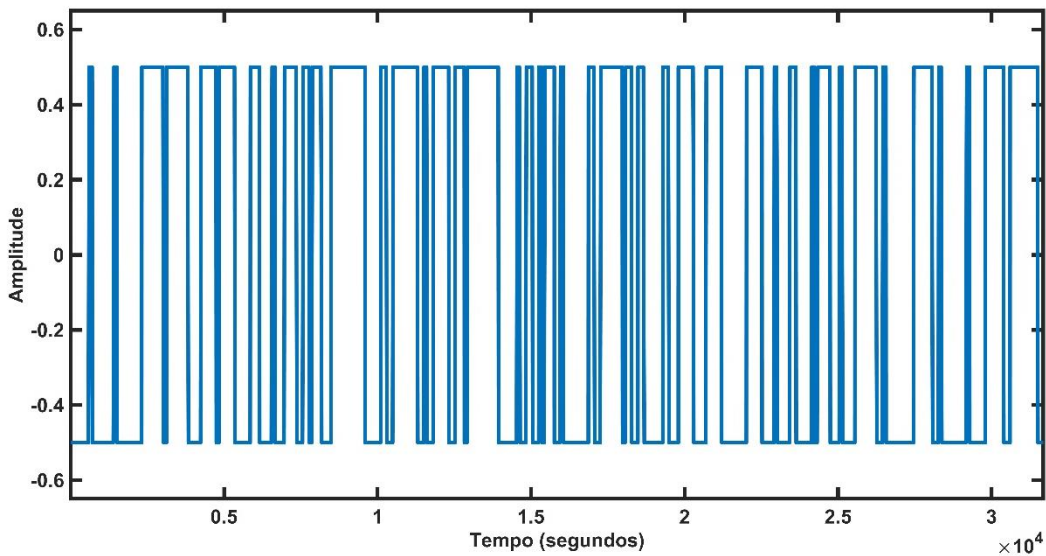


Figura 3.2: Exemplo de sinal GBN.

3.3 Sinais otimizados por computador

Sinais otimizados por computador são úteis em esquemas de identificação em que o espectro precisa ser cuidadosamente formado ou o número de harmônicos precisa ser definido. Às vezes, são usados para separar a dinâmica simples do atuador da

dinâmica do sistema ou para evitar excitar uma ressonância no sistema (TAN; GODFREY; BARKER, 2005).

3.3.1 Sinais soma de harmônicos

Este tipo de sinal (*sum of harmonics*, SOH) é resultado de uma soma de senóides harmonicamente relacionadas, com uma característica comum, suas fases devem estar ajustadas (otimizadas) de maneira correta. Um sinal SOH pode assumir qualquer valor dentro da faixa entre seus valores mínimo e máximo.

O objetivo da otimização é ajustar as fases relativas dos harmônicos para minimizar a amplitude pico a pico do sinal (GODFREY *et al.*, 2005). No caso de um sistema de uma única entrada, o SOH segundo (BARKER *et al.*, 2006) é descrito por:

$$u(k) = \lambda \sum_{i=1}^{n_s} \sqrt{2\alpha_i} \cos(\omega_i kT + \phi_i); \quad \omega_i = \frac{2\pi i}{N_s T}; \quad n_s \leq \frac{N_s}{2}; \quad (3.9)$$

sendo λ (fator de escala), α_i (coeficientes de Fourier), n_s (número de harmônicos) N_s (comprimento), T (intervalo de amostragem).

A amplitude de cada senoide e, portanto, o espectro de potência em um sinal SOH pode ser diretamente especificado através de: λ , α_i , n_s , N_s . Ao escolher o espectro de potência, alguns requisitos teóricos, como supressão harmônica, persistência de excitação e relevância do controle, podem ser atendidos sem perda de generalidade. Além de ter presente, que a escolha das fases ϕ_i influencia fortemente a realização no domínio do tempo de um sinal SOH (BARKER *et al.*, 2006).

Há muitos trabalhos para selecionar as fases das senóides do sinal SOH. Dois dos métodos mais relevantes são descritos em (SCHROEDER, 1970) e (SHOUKENS, 1988), a ponto de haver autores que definem os sinais obtidos por esses algoritmos como Schroeder-SOH e Clipping-SOH, respectivamente. Os sinais Schroeder-SOH têm se mostrado eficazes em aplicações industriais de identificação monovariável, em que o espectro definido não seja plano, ou seja, limitado a poucos harmônicos espaçados com uma potência significativa (BARKER *et al.*, 2006). Os sinais Clipping-SOH são obtidos mediante um algoritmo iterativo, que sem distorcer o espectro de potência do sinal, tenta minimizar os picos de sinais SOH (DER OUDERAA *et al.*, 1988). O algoritmo (Clipping) alterna iterativamente entre dois domínios obtidos por meio das transformadas rápidas inversa e direta de Fourier, impondo restrições para ajustar as fases dos harmônicos do sinal SOH.

Os sinais SOH se caracterizam por terem períodos flexíveis limitados apenas pela restrição de que o período deve ser um múltiplo inteiro de qualquer harmônico cujos múltiplos sejam suprimidos. É possível especificar espectros não uniformes (por exemplo, logarítmicos, passa-banda), mas apenas sinais do tipo soma de harmônicos podem atender exatamente a uma especificação definida (TAN; GODFREY; BARKER, 2009).

3.3.2 Sinal binário e ternário de intervalo discreto

O sinal binário de intervalo discreto (*discrete interval binary*, DIB) difere do SOH, pois o sinal só pode mudar em um conjunto discreto equidistante dos pontos no tempo (DEN BOS; KROL, 1979) e sua amplitude é quantizada de modo a resultar em um sinal binário (KURAMOTO, 2012). Mas também são gerados somando senoides com fases escolhidas, de forma a obter o espectro planejado igual ao SOH. O espectro de amplitude do sinal pode ser otimizado escolhendo uma boa sequência de comutação para que a energia seja concentrada na faixa de frequências de interesse (BARKER *et al.*, 2006).

Uma variante estendida do DIB gera os sinais ternários de intervalo discreto (*discrete interval ternary*, DIT), que são obtidos pelo mesmo algoritmo dos binários. Para os sinais DIB e DIT, o objetivo da otimização, geralmente baseada no algoritmo proposto em (DEN BOS; KROL, 1979), é forçar o máximo de potência possível nos harmônicos escolhidos. Eles podem ser projetados com o espectro em todos os harmônicos escolhidos ou com o espectro nos harmônicos ímpares escolhidos e com os harmônicos pares nulos; neste último caso, o período do sinal (N) deve ser par. Os sinais DIT são geralmente projetados com o espectro em múltiplos harmônicos de 2 e 3 iguais a zero, caso em que N deve ser um múltiplo inteiro de 6 (TAN, GODFREY; BARKER, 2009).

3.3.3 Sinal multi harmônico multinível

Os sinais multi harmônicos multinível (*multi-level multi-harmonic*, MLMH) são projetados segundo (KURAMOTO, 2012) para alcançar uma amplitude quantizada e menos restrições para o ajuste do espectro, unindo as vantagens dos sinais DIB e clipping-SOH. Geralmente são usados em aplicações onde há restrições no número de níveis de sinal e na especificação harmônica, especificamente para a identificação da dinâmica linear subjacente na presença de ruído e distorções não lineares. Nesse tipo de aplicação, é útil ter harmônicos múltiplos de dois e três suprimidos, visando eliminar todos os efeitos das não linearidades de ordem par nas estimativas da dinâmica linear, reduzindo os efeitos dos de ordem ímpar ao mesmo tempo (TAN; GODFREY;

BARKER, 2005). Essa especificação não é possível com sinais binários, mas projetos de sinal ternário adequados são possíveis com sinais MLMH, sinais DIT e sinais PRML (TAN; GODFREY; BARKER, 2005).

O sinal de excitação MLMH foi descrito pela primeira vez por (DEN BOS; KROL, 1979), alterado por (MCCORMACK; GODFREY; FLOWER, 1995) e posteriormente aperfeiçoado por (TAN; GODFREY, 2004), conforme mostrado na Figura 2.3. O algoritmo clipping para gerar sinais SOH (DER OUDERAA *et al.*, 1988b) é muito similar ao algoritmo para gerar sinais MLMH proposto em (MCCORMACK; GODFREY; FLOWER, 1995), com a diferença que este último usa um quantizador, que limita o sinal obtido a cada iteração em níveis predeterminados, enquanto o outro executa um ceifamento do sinal.

A Figura 3.3 apresenta o exemplo de um sinal MLMH.

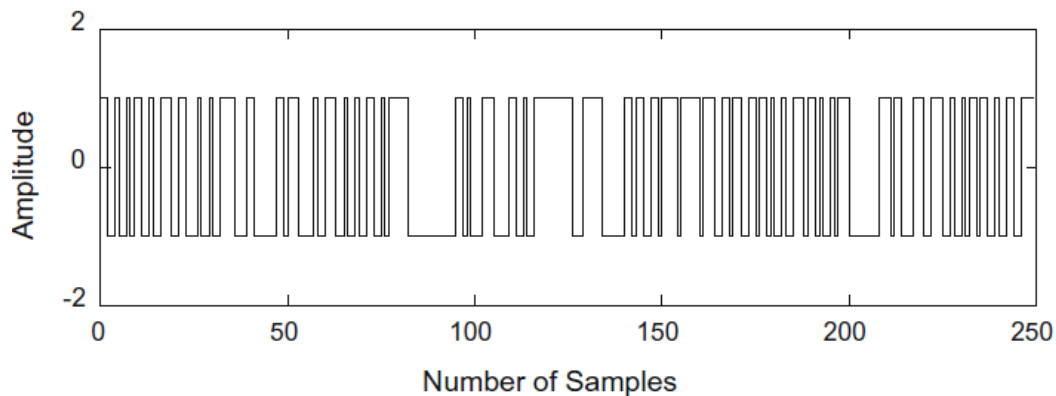


Figura 3.3: Sinal MLMH.

Fonte: (Tan; Godfrey, 2019)

3.4 Sinais de espectro fixo

Comparados aos sinais otimizados por computador acima mencionados, os sinais de espectro fixo são determinísticos e têm características pseudoaleatórias, tornando-os mais úteis em esquemas de identificação em que o espectro harmônico precisa ser uniforme ou que múltiplos harmônicos devam ser suprimidos, ou aonde a repetitividade da identificação seja importante (TAN; GODFREY; BARKER, 2005).

Entre suas propriedades pseudoaleatórias, destaca-se a similaridade da função de autocorrelação periódica ($r_{uu}(j)$) com a função delta de Dirac quando ($|j| < N_s$), de modo que o espectro desses sinais seja plano e muito similar ao espectro de um sinal aleatório. Por esse motivo, estes sinais também são chamados de sinais pseudoaleatórios. Ao projetar esses sinais, seu espectro não é otimizado para se

aproximar de um espectro específico, mas pode ser alterado por filtragem ou usando um segurador de ordem zero (*zero-order holder*, ZOH).

3.4.1 Sinais de Resíduo Quadrático

a. QRB

O sinal binário de resíduo quadrático (*quadratic residue binary signal*, QRB) é gerado por uma sequência binária de resíduo quadrático e de comprimento N ímpar, chamada sequência de Legendre (GOLOMB; GONG, 2005). A característica principal que justifica a aplicação na identificação de sistemas dessas sequências, é a possibilidade de gerar sinais com uma função de autocorrelação periódica:

$$r_{uu}(j) = -1/N, \text{ para } |u(i)| = 1 \text{ e } 0 < |j| < N \quad (3.10)$$

O sinal QRB de comprimento N é caracterizado por uma magnitude não nula na frequência zero e por ter um espectro $U(k)$ (obtido pela transformada de Fourier de $u(i)$) constante para $0 < k \leq N$. De acordo com (TAN; GODFREY, 2002) e (GOLOMB; GONG, 2005) para as sequências de resíduo quadrático os comprimentos existentes são dados pela expressão: $N = 4k - 1$ nos casos em que N seja primo e $k \in \mathbb{N}$. Então os comprimentos N possíveis para os sinais QRB onde $T_{clk} = T$, são: 3, 7, 11, 19, 23, 31, 43, 47, 59, 67 (KURAMOTO, 2012).

b. QRT

O sinal ternário de resíduo quadrático (*quadratic residue ternary signal*, QRT), também conhecido como sinal pseudoaleatório quase binário (*pseudo-random near-binary signal*, PRNB) por possuir apenas um elemento diferente de ± 1 do sinal QRB, é gerado por sequências semelhantes às sequências de resíduo quadrático usadas na obtenção de sinais QRB (GOLOMB; GONG, 2005).

Na Figura 3.4 pode-se apreciar que o último elemento do sinal $u(N)$ é nulo, sendo essa diferença entre os sinais QRB e QRT (TAN; GODFREY, 2002), tendo assim $(N - 1)/2$ elementos negativos (-1), $(N - 1)/2$ elementos positivos (+1) e um elemento nulo $u(N)=0$. Similar à função de autocorrelação periódica dos sinais QRB, se tem que $r_{uu}(j) = -1/N$ para $0 < |j| < N$ (Kuramoto, 2012)..

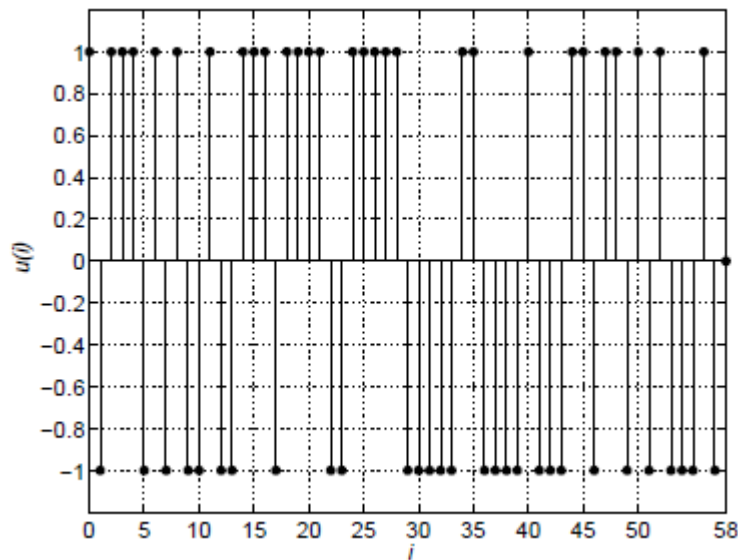


Figura 3.4: Sinal QRT ($N=59$, $u(N)=0$).

Fonte: (KURAMOTO, 2012).

Os comprimentos N possíveis para os sinais QRT considerando $T_{clk} = T$ são: 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 37, 41, 43, 47, 53, 59, 61, 67, Os comprimentos são achados de maneira similar aos sinais QRB com a diferença que $N = 4k \pm 1$ (TAN; GODFREY, 2002).

c. HALL

Os sinais binários de Hall (*Hall binary signal*, HAB) são gerados por sequências de resíduo sêxtuplo, conhecidas também como sequências Hall (GOLOMB; GONG, 2005). As sequências Hall têm características similares às sequências de Legendre, usadas na geração de sinais QRB. São binárias, têm comprimento ímpar e geram sinais com boa característica de autocorrelação, com espectro constante no mesmo intervalo e com a magnitude da frequência zero não nula. Os sinais HAB têm comprimento dado por $N = 4k \pm 27$, onde N é primo e $k \in \mathbb{N}$, igual aos sinais QRB e QRT. Quando $T_{clk} = T$ os comprimentos possíveis são: 43, 127, 223, 283, ... (TAN; GODFREY, 2002).

3.4.2 Sinais pseudoaleatórios

a. PRBS

Os sinais binários pseudoaleatórios (*pseudo random binary sequence*, PRBS) são os mais usados na identificação de sistemas entre os sinais pseudoaleatórios. Os sinais PRBS são gerados a partir de sequências de máximo comprimento (SMC) binárias em campos de Galois $GF(q)$. Os campos de Galois $GF(q)$ são formados por q elementos, com a condição que q seja primo ou uma potência de um primo. Uma relação de recorrência linear nestes campos ($GF(q)$), de grau n define uma sequência $s(i)$:

$$s(i) + c_1s(i - 1) + \dots + c_ns(i - n) = 0 \quad (3.11)$$

e o seguinte polinômio característico do mesmo grau:

$$f_n(D) = 1 + c_1D + \dots + c_nD^n \quad (3.12)$$

No caso de $f_n(D)$ ser um polinômio primitivo, a sequência $s(i)$ será de comprimento máximo (SMC) em $GF(q)$, com o maior período possível de $N = q^n - 1$ (BARKER, 2004).

Para gerar um sinal pseudoaleatório $u(i)$ a partir da sequência de comprimento máximo $s(i)$, cada elemento de campo de $GF(q)$ é convertido em um nível de sinal $u(e)$. O sinal $u(i)$ é gerado como $u(s(i))$ e possui também um período N . Embora os elementos do campo sejam diferentes por definição, os níveis de sinal também não precisam ser diferentes. Se eles são, então $u(i)$ é um sinal de nível q , mas se não forem, então $u(i)$ é um sinal do nível l , onde $l < q$ (BARKER, 2004).

Dependendo do valor de q , classificam-se as sequências SMC em binárias ($q = 2$), ternárias ($q = 3$) e de forma geral multinível ($q > 2$) (MCELIECE, 1987). Conseqüentemente, a partir de SMC binárias são obtidos sinais PRBS binários, ou seja, um mapeamento dos elementos de $GF(2)$ de uma SMC em dois níveis de amplitude ($-A$, $+A$). Em um estudo feito dos sinais PRBS binários derivados de SMC, concluiu-se que eles só existem para comprimentos $N = 2^n - 1$, onde $n > 0 \in \mathbb{N}$; estando disponíveis apenas nos períodos $T_{Ns} = (2^n - 1)T_{clk}$ (KURAMOTO, 2012). A Figura 3.5 exibe um sinal PRBS.

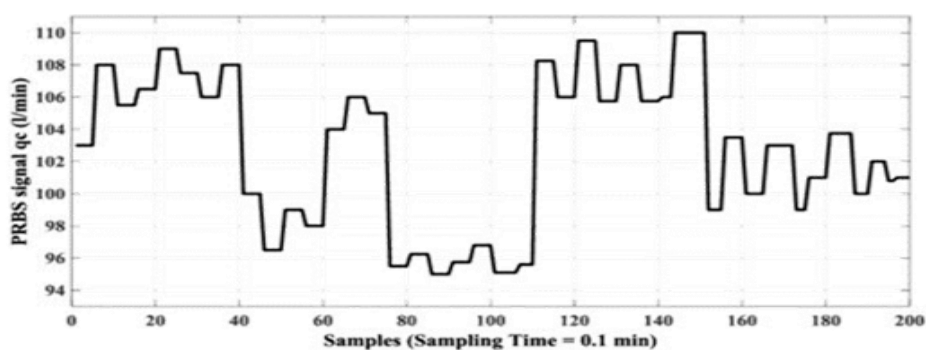


Figura 3.5: Sinal PRBS.

Fonte: (Al-ARAJI; Al-ZANGANA, 2019)

Em (KOUNG; MACGREGOR, 1993) a partir de sinais PRBS altamente correlacionados, são gerados sinais rotados com vetores de entrada fortemente alinhados nas direções pré-especificadas e projetados para excitar as direções de baixo ganho. Os sinais rotados são usados para obter modelos para aplicações de controle robusto, visando evitar a geração de dados de saída alinhados, principalmente na direção de alto ganho.

Outra variante dos sinais PRBS são os sinais IRPRB (*inverse-repeat pseudo-random binary signal*, IRPRB) obtidos mediante um pacote do MATLAB prs (TAN; GODFREY, 2002), capaz de gerar sinais PRB, QRB, HAB e TPB com períodos até 50.000 (GODFREY *et al.*, 2005). Este tipo de sinal otimizado por computador é gerado com um período duas vezes maior que o sinal original, onde a segunda metade do período é o negativo da primeira. Essa propriedade garante a supressão dos harmônicos pares do sinal, de modo que a distorção não linear de ordem ímpar e de ordem par na saída do sistema possa ser separada, e o seu efeito na estimativa da dinâmica linear pode ser completamente eliminado, útil na identificação de sistemas lineares na presença de distorção não linear (GODFREY *et al.*, 2005).

b. PRML

Um sinal pseudoaleatório multinível (*pseudo-random multilevel*, PRML) é útil para identificar sistemas não lineares. O PRML foi proposto em (Barker, Godfrey and Tucker, 2000) e pode ser projetado para ter correlações desejáveis ou propriedades harmônicas (Barker and Godfrey, 1999). Os primeiros estudos sobre critérios e métodos para o seu projeto são descritos em (GODFREY, 1993) e são posteriormente implementados no software GALOIS (BARKER, 2000). Fazendo uma análise no domínio da frequência de sistemas não lineares, esses estudos mostraram que os sinais devem ter repetições inversas de meio período, com o objetivo de facilitar a separação das contribuições das não linearidades de ordem ímpar e de número par na saída. Além disso, eles demonstraram que os harmônicos ímpares dos sinais devem ser uniformes, ou seja, suas funções periódicas de autocorrelação devem ser primitivas, o que facilita a excitação uniforme do sistema (BARKER, 2004).

Os sinais PRML, como os sinais PRB, são gerados a partir de sequências SMC nos campos de Galois, com a diferença que as sequências são não binárias e seus elementos além de ser mapeados em números reais, estão no corpo $GF(q)$ para $(q > 2)$ primo (BARKER; GODFREY, 1999).

c. Conjunto de sinais pseudoaleatórios binários

Para sistemas multivariáveis foi proposto um método em (BRIGGS; GODFREY, 1966) para excitar todas as entradas simultaneamente, partindo de sequências QRT, HAB, QRB, PRB ou TPB. Por meio de funções de Rademacher é modulada a sequência escolhida, gerando um conjunto de sequências binárias não correlacionadas de comprimento $N * 2^{n_r-1}$, onde N é o comprimento da sequência original e n_r as funções de

Rademacher. Caso se escolha uma sequência QRT, resulta uma sequência quase binária. Como não se garante uma potência uniforme para as harmônicas não nulas, nestas sequências o espectro de potência será intercalado (BRIGGS; GODFREY, 1966). Com o aumento do tamanho das funções (sequências) de Rademacher (n_r), o comprimento das sequências obtidas cresce exponencialmente, limitando os comprimentos disponíveis N , visto que o tempo do experimento aumentaria exponencialmente.

d. Conjunto de sinais pseudoaleatórios ortogonais

Visando ampliar a flexibilidade na escolha do comprimento dos sinais gerados a partir de sequências com boas propriedades pseudoaleatórias a serem usados na identificação de sistemas multivariáveis, são propostos os sinais pseudoaleatórios multinível ortogonais (*pseudorandom multilevel orthogonal signals, PRMO*) em (KURAMOTO, 2012). Este método se baseia na alteração de sequências PRML, de modo que ao serem moduladas por funções de Rademacher, resultem em um conjunto de sequências ortogonais e a partir delas criam-se sinais multinível não correlacionados. As sequências PRMO são uma opção para excitar sistemas lineares, nos casos em que sequências binárias com um comprimento específico não estejam disponíveis (KURAMOTO, 2012).

Um método semelhante foi desenvolvido em (DARNELL; FAN; JIN, 1995), em que a partir de SMC sobre $GF(q)$, tal que q seja primo e $q > 2$, são obtidas sequências PRML de comprimento ímpar L .

3.4.3 Sinais binários de primos gêmeos

Os sinais binários de primos gêmeos (*twin prime binary signals, TPB*) são obtidos de modo similar aos sinais de resíduos quadrático. Além de serem gerados por sequências binárias, apresentam boa característica de autocorrelação e sua função é calculada pela Equação (3.10) como nos sinais QRB. As sequências binárias usadas para gerar sinais TPB são de primos gêmeos, diferentemente dos sinais QRB. Os primos gêmeos são aqueles que sendo primos, diferem apenas de duas unidades, exceto por 2 e 3, que têm uma diferença menor. Tendo em conta que as sequências de primos gêmeos têm comprimentos $N = k(k + 2)$, onde k e $k+2$ são primos gêmeos, os comprimentos possíveis para estes sinais são: 14, 35, 143, ... (GOLOMB; GONG, 2005).

3.5 Conjunto de sinais híbridos

Os sinais híbridos são formados usando uma combinação de técnicas otimizadas por computador e pseudoaleatórias. Os primeiros estudos referentes a este grupo de sinais são apresentados em (TAN; GODFREY; BARKER, 2005), onde são obtidos os sinais Galois-multilev, também conhecidos como sinais de Gallev. Outro conjunto de sinais com essas características é proposto em (KURAMOTO, 2012), intitulado conjunto de sinais não lineares multinível (sinais MLNM).

3.5.1 Sinais de Gallev

O projeto de sinais de Gallev combina dois métodos básicos, projeto otimizado por computador (geração de sinal MLMH) e projeto pseudoaleatório (geração de sinal PRML); ou seja, ele combina a natureza determinística dos sinais de espectro fixo e a flexibilidade dos sinais otimizados por computador.

Dependendo da aplicação, as propriedades harmônicas necessárias são especificadas, é selecionada uma faixa de períodos adequados para o sinal de Gallev a ser projetado, bem como o número necessário de níveis do sinal (TAN; GODFREY, 2019).

Esses sinais são gerados a partir de $GF(q)$, otimizando um sinal primitivo em uma primeira etapa, com a característica de utilizar o mesmo algoritmo dos sinais MLMH. A partir desse sinal primitivo, a conversão da sequência em sinal é obtida para ser utilizada na segunda etapa, onde uma sequência PRML é convertida em um sinal de Gallev usando a referida conversão. Esta sequência PRML é gerada a partir de $GF(q)$, selecionando adequadamente os valores de q e n para um período de $N = q^n - 1$.

Estes sinais têm tempos de geração curtos, permitem ao usuário definir uma série de níveis e são obtidos altos valores de PIPS. No entanto, harmônicos diferentes de zero são, na maioria dos casos, apenas quase uniformes e os espectros logarítmicos e de passagem de banda não são possíveis (TAN; GODFREY; BARKER, 2005).

3.5.2 MLNL

O método proposto em (KURAMOTO, 2012), usa uma série de sequências não lineares em $GF(q)$, também intituladas sequências GWM, propostas em (SCHOLTZ; WELCH, 1984), ao contrário dos métodos PRML e PRMT, que só consideram sequências lineares em $GF(q)$. Além disso, usa mapeamentos de seus elementos em números reais.

Sinais não lineares multiníveis (*multilevel non linear signals*, **MLNL**) são obtidos a partir de sequências de vários níveis não lineares (*multilevel non linear sequences*, **MLNL**). Estas sequências binárias ou multiníveis são caracterizadas por terem espectros intercalados e comprimento N (diferente dos sinais de Gallev), permitindo boas propriedades de correlação cruzada, baixos valores de CF e maior flexibilidade ao selecionar o comprimento do sinal de excitação.

A obtenção de altos valores de fator de crista (conforme seus espectros se tornam esparsos) é considerada a principal limitação dos sinais SOH na identificação multivariável, portanto, esta técnica de geração de sinais híbridos pode ser considerada uma alternativa, levando em consideração as melhorias obtidas com relação a este critério.

Como principais características deste conjunto de sinais, podemos citar a possibilidade de gerar sinais multinível com a quantidade de níveis desejada, zona de correlação reduzida garantida e PIPS mais elevado em relação aos sinais SOH (KURAMOTO, 2012).

3.6 Softwares para projeto de sinais de excitação

Atualmente há um site gratuito que conta com uma série de pacotes de software para projetar sinais de excitação para identificação do sistema. O site (<https://sites.google.com/view/signaldesign/home>) inclui os seguintes programas **prs** (para sinais binários de comprimento máximo e outros sinais pseudoaleatórios binários e quase binários, bem como sinais ternários de síntese direta), **multilev_new** (para sinais multinível e multi-harmônicos), **Input-Signal-Creator** (para sinais multiníveis pseudoaleatórios e conjuntos de sinais não correlacionados formados a partir deles) e **GALOIS** (para sinais multiníveis pseudoaleatórios).

A rotina **prs** (baseada no trabalho de (TAN; GODFREY, 2002)) pode ser baixada gratuitamente e incorpora funções para gerar sinais de excitação. O usuário pode gerar sinais MLB sem ter que saber seus polinômios característicos, pois um sinal predeterminado está disponível para qualquer valor de N até 50000.

Os sinais podem ter todos os harmônicos presentes ou apenas harmônicos ímpares; no último caso, os sinais são sinais de repetição reversa das classes anteriores. Os sinais possíveis de gerar são:

- Sinais binários de comprimento máximo (MLB)
- Sinais binários residuais quadráticos (QRB)

- Sinais ternários residuais quadráticos (QRT)
- Sinais binários Hall (HAB)
- Sinais binários Twin Prime (TPB)

Também existem funções disponíveis para calcular três medidas de qualidade do sinal:

- Índice de desempenho para sinais de excitação (PIPS)
- Índice de desempenho efetivo para sinais de perturbação (PIPSE)
- Razão mínima efetiva da amplitude harmônica verdadeira para a amplitude harmônica especificada em qualquer um dos harmônicos especificados (EMINE).

Considerando que os sinais multi-harmônicos otimizados por computador são projetados para se ajustar o mais próximo possível a um espectro de potência específico, a rotina **multilev_new** incorpora funções para gerar sinais MLMH, com base no trabalho de (MCCORMACK *et al.*, 1995). Dois tipos de tais sinais podem ser projetados:

- Sinal multiseno (soma de harmônicos); que pode assumir qualquer valor dentro do intervalo entre seus valores mínimo e máximo.
- Sinal binário de intervalo discreto, onde a quantidade de energia em harmônicos especificados é maximizada.

Geralmente, o usuário só precisa configurar quatro parâmetros: o número de níveis do sinal, os múltiplos de harmônicos a serem suprimidos, o número de harmônicos excitados e o período do sinal. Além de conhecer os valores de PIPS, PIPSE e EMINE, o fator de tempo do sinal é otimizado, o que indica o tempo necessário para atingir uma estimativa de precisão mínima da resposta em frequência de um sistema, em qualquer um dos harmônicos especificados (PINTELON; SCHOUKENS, 2001).

GALOIS incorpora funções para gerar sinais pseudoaleatórios máximos para todos os campos de Galois $GF(q)$ para $2 \leq q \leq 128$. Os elementos de campo em uma sequência de comprimento máximo podem ser convertidos em níveis de sinal para gerar um sinal pseudoaleatório. Uma opção permite que o usuário defina essas conversões, enquanto uma opção de *layout* permite que o usuário implemente conversões padrão que fornecem ao sinal pseudoaleatório algumas propriedades úteis para a identificação do sistema. As conversões estão disponíveis especificamente para o seguinte:

- Supressão de múltiplos harmônicos de 2 quando $q = 3, 5, 7, 9, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 27, 29$ e 31;
- Supressão de múltiplos harmônicos de 2 e 3 quando $q = 7, 13, 19, 25$ e 31;

- Supressão de múltiplos harmônicos de 2, 3 e 5 quando $q = 31$.

Input-Signal-Creator compreende um conjunto de programas para criar e suportar sinais de entrada periódicos com propriedades desejáveis para identificação dinâmica do sistema. Comparado ao GALOIS, o usuário não precisa saber os fundamentos da teoria de GF, pois o programa seleciona automaticamente o campo obrigatório de acordo com as especificações. O programa principal (createsignal) fornece aos usuários uma ampla gama de opções para especificar o sinal necessário em todo o espectro de potência do sinal, o número de níveis do sinal e o período do sinal. Um programa subsidiário (multiinputtool) também fornece aos usuários uma ferramenta para especificar conjuntos apropriados de períodos de sinal de entrada para identificação de sistemas de múltiplas entradas.

3.7 Conclusões

Neste capítulo são apresentados os principais métodos de geração de sinais de excitação usados na identificação de sistemas e algumas ferramentas computacionais utilizadas no seu projeto. Pelo que foi analisado, pode-se dizer que não existe um método único que permita gerar sinais de boa qualidade, quando pouco se sabe sobre o sistema a ser identificado. Recomenda-se usar:

- Sinais de pulso: para conhecer a estimativa robusta do ganho e poder avaliar graficamente o atraso e a constante de tempo, podendo demorar para sistemas lentos e instalações com várias malhas.
- Sinais binários: para melhorar o controle da resposta em frequência do sinal e ter a capacidade de ajustar seu espectro e amplitude de potência, dependendo dos critérios de projeto desejados.
- Sinais de espectro fixo: em esquemas de identificação em que o espectro harmônico precisa ser uniforme ou que múltiplos harmônicos devam ser suprimidos, ou aonde a repetitividade da identificação seja importante.
- Sinais otimizados por computador: em esquemas de identificação em que o espectro precisa ser cuidadosamente formado ou o número de harmônicos precisa ser definido.

As boas características das funções de autocorrelação e correlação cruzada dos sinais GBN, a possibilidade de variar dois de seus parâmetros de desenho e a praticidade ao gerá-lo, justificam seu uso nos estudos desenvolvidos neste trabalho.

A Figura 3.6 (KURAMOTO, 2012) mostra uma comparação dos principais sinais de excitação, útil na seleção do tipo de sinal a utilizar.

Tipo de sinal	Sinal	Quantidade de níveis	Comprimento N_c (N para sinais de espectro fixo)	Característica do espectro	Sinais ortogonais	Supressão de harmônicas pares e múltiplas de 3
Aleatório	BN	2	Qualquer	Plano quando $N \rightarrow \infty$ ou filtrado	Não	Não
Aleatório	GBN	2	Qualquer	Pouco ajustável	Não	Não
SOH	Schroeder-SOH	Contínuo	Qualquer	Definido pelo usuário	Sim	Sim
SOH	Clipping-SOH	Contínuo	Qualquer	Definido pelo usuário	Sim	Sim
SOH	DIB	2	Qualquer	Definido pelo usuário com limitações ¹	Sim	Sim
SOH	DIT	3	Qualquer	Definido pelo usuário com limitações ¹	Sim	Sim
SOH	MLMH	Pelo usuário	Qualquer	Definido pelo usuário com limitações ¹	Sim	Sim
Espectro fixo	QRB	2	$4k - 1$, N primo	Plano	Não	Não
Espectro fixo	QRT	3	$4k$, N primo	Plano	Não	Não
Espectro fixo	HAB	2	$4k^2 + 27$, N primo	Plano	Não	Não
Espectro fixo	TPB	2	$k(k+2)$, k e $k+2$ primos	Plano	Não	Não
Espectro fixo	PRB	2	$2^m - 1$	Plano	Não	Não
Espectro fixo	PRML	3, 5 ou 7	$q^m - 1$, $2 < q \leq 13$ primo	Plano com supressão de harmônicas ²	Não	Não
Espectro fixo	PRML	3, 5 ou 7	$q^m - 1$, $q = 7$ ou 13	Plano com supressão de harmônicas ³	Não	Sim
Espectro fixo	PRT	3	$q^m - 1$, $q > 3$ e primo	Zippered	Sim	Não
Espectro fixo	Rademacher-(.) ⁴	nota 4	$2^{m-1}L$	Zippered	Sim	Não
Espectro fixo	shift-(.) ⁵	nota 5	nota 5	nota 5	Não	Não
Espectro fixo	PRMO	3, 5 ou 7	$q^m - 1$, $2 < q \leq 13$ primo e $\frac{q^m-1}{2}$ impar	Zippered	Sim	Não
Híbrido	Gallev	Pelo usuário	$q^n - 1$, q^2 e primo	Zippered	Sim	Não
Híbrido	MLNL	Pelo usuário	$q^n - 1$, q primo, $m n$ e $m > 1$	Zippered	Sim	Não

Figura 3.6: Comparação de sinais de excitação.

Fonte: (KURAMOTO, 2012)

4 Medidas de desempenho para sinais de excitação usados na identificação de sistemas

Para identificar a dinâmica de um sistema, o sinal de excitação deve satisfazer alguns critérios, conhecidos como índices de desempenho, que permitem que o sinal seja qualificado com pouco ou nenhum conhecimento da planta. Ao identificar a dinâmica de um sistema, recomenda-se usar um sinal persistentemente excitante (LJUNG, 2012). No caso de sistemas lineares, isso significa que o sinal deve abranger a largura de banda do sistema. Dois dos critérios mais usados e conhecidos na literatura estão relacionados à amplitude e à potência contida nos harmônicos especificados do sinal. A amplitude do sinal deve ser pequena o suficiente para minimizar os efeitos das não linearidades e a potência contida nos harmônicos especificados deve ser grande o suficiente para atingir um índice SNR aceitável, ou seja, para atenuar os efeitos do ruído. Esses requisitos são contraditórios, assim, um objetivo principal do projeto do sinal é maximizar a potência dos harmônicos especificados dentro das restrições de amplitude (BARKER; GODFREY, 1999). Entre todas as medidas de qualidade do sinal já usadas, o fator de pico e o fator de crista são provavelmente as mais conhecidas.

Neste capítulo, são apresentados os principais critérios de seleção ou índices de desempenho dos sinais de excitação utilizados na identificação de sistemas.

4.1 Medida de dispersão

Segundo (GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999) a dispersão de um sinal estacionário u pode ser expressa por uma medida normalizada λ_u definida como:

$$\lambda_u = \frac{u_{max} - u_{min}}{2\sigma_u} = \frac{u_{max} - u_{min}}{2\sqrt{u^2_{rms} - u^2_{mean}}} \quad (4.1)$$

Na Equação (3.1) u_{min} , u_{max} , $2\sigma_u$, u_{mean} , u_{rms} são os valores mínimo, máximo, desvio padrão, média e raiz quadrada média (RMS) do sinal u , respectivamente.

$$u_{min} = \min u(t) \text{ para } t \in [0; N_s - 1] \quad (4.2)$$

$$u_{max} = \max u(t) \text{ para } t \in [0; N_s - 1] \quad (4.3)$$

$$u_{mean} = \frac{1}{N_s} \sum_{t=0}^{N_s-1} u(t) \quad (4.4)$$

$$u_{rms} = \left[\frac{1}{N_s} \sum_{t=0}^{N_s-1} u(t)^2 \right]^{1/2} \quad (4.5)$$

Analisando as expressões anteriores, percebe-se como a dispersão se limita a um valor mínimo de $\lambda_u = 1$, mas não possui um limite superior. Para obter este valor mínimo, basta usar um sinal binário com distribuição de amplitude uniforme entre os níveis $u_{max} = a$ e $u_{min} = -a$. Este índice (λ_u) não depende da média ou da escala de amplitude de u , tornando-se uma vantagem sobre outras medidas, como o fator de crista, o fator de pico e o fator de forma (TAN; GODFREY, 2019):

$$crest\ factor = \frac{u_{peak}}{u_{rms}} ; u_{peak} = \max [|u|] \quad (4.6)$$

$$peak\ factor = \frac{u_{max} - u_{min}}{2\sqrt{2}u_{rms}^2} \quad (4.7)$$

$$form\ factor = \frac{u_{rms}}{E[|u|]} \quad (4.8)$$

O fator de crista (*crest factor*), fator de pico (*peak factor*) e λ_u compartilham a desvantagem comum de ter limites inferiores finitos (para sinais com a menor dispersão possível), mas nenhum limite superior. No início, essas medidas eram usadas para quantificar as distorções da onda senoidal e não para serem usadas em sinais de excitação.

O sinal u pode ser contínuo, com $u = u(t)$ ou discreto com $u = u(i)$, obtendo-se de modo análogo as definições dos termos u_{mean} e u_{rms} pelas expectativas E como (GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999):

$$u_{mean} = E[u(t)] \quad \text{ou} \quad u_{mean} = E[u(i)] \quad (4.9)$$

$$u_{rms} = \sqrt{E[u^2(t)]} \quad \text{ou} \quad u_{rms} = \sqrt{E[u^2(i)]} \quad (4.10)$$

4.2 Índices de desempenho

(GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999) propuseram três índices de desempenho no domínio da frequência para identificar sistemas lineares, os quais são independentes da média e da escala de amplitude do sinal e têm valores entre 0% e 100%. Geralmente, na prática, recomenda-se usar índices de desempenho que variam entre 0% (pior desempenho possível) e 100% (melhor desempenho possível, equivalendo à menor dispersão).

4.2.1 Índice de desempenho para sinal de excitação (PIPS)

O índice PIPS (índice de desempenho para sinal de excitação) é inversamente proporcional a λ_u , pode ser definido para sinais em tempo contínuo e para sinais discretos e relaciona a potência contida em harmônicos especificados com a amplitude do sinal.

$$PIPS = 100\lambda_u^{-1}\% = \frac{200\sqrt{u_{rms}^2 - u_{mean}^2}}{u_{max} - u_{min}}\% \quad (4.11)$$

Um PIPS de 100% pode ser alcançado por sinais binários com uma distribuição de amplitude uniforme entre os níveis u_{max} e u_{min} , ou seja, eles têm a mesma duração ou número de ocorrências (distribuição de amplitude uniforme). Este índice é aplicável a todos os sinais estacionários, mas há um caso especial de sinais periódicos particularmente importante. Para um sinal periódico u com período $N \times t_s$ (sinal contínuo) ou N (sinal discreto), nesses casos as expectativas nas Equações (4.9) e (4.10) são obtidas pela média de um período, isto é (TAN; GODFREY, 2019):

$$u_{mean} = \frac{1}{Nt_s} \int_0^{Nt_s} u(t) dt \quad \text{ou} \quad u_{mean} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u(i) \quad (4.12)$$

$$u_{rms} = \sqrt{\frac{1}{Nt_s} \int_0^{Nt_s} u^2(t) dt} \quad \text{ou} \quad u_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u^2(i)} \quad (4.13)$$

Nesse caso, PIPS também pode ser expresso pelo conteúdo em frequência do sinal u . A transformada discreta de Fourier (DFT) do sinal discreto $u(i)$ é $U(k)$, dada por:

$$U(k) = \sum_{i=1}^N u(i) \exp\left(-\frac{j2\pi ki}{N}\right) \quad (4.14)$$

usando o teorema de Parseval:

$$\sum_{i=1}^N u^2(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U(k)|^2 \quad (4.15)$$

o que implica que:

$$u_{rms}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u^2(i) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |U(k)|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^{N-1} |U(k)|^2 + u_{mean}^2 \quad (4.16)$$

Substituindo-se (4.16) em (4.11) obtém-se a expressão (4.17) caracterizada por não possuir o harmônico zero, confirmando que o PIPS é independente da média de $u(i)$.

$$PIPS = \frac{200\sqrt{\sum_{k=1}^{N-1} |U(k)|^2}}{N(u_{max} - u_{min})}\% \quad (4.17)$$

Segundo (GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999) este índice representa uma medida de qualidade, independente da aplicação que, no entanto, pode ser implantada para se adequar a aplicações específicas, incluindo a identificação de um sistema contínuo no domínio da frequência, quando alguns harmônicos podem ser parciais ou

completamente ineficazes. Nesse caso, pode ser designado PIPS (efetivo) ou simplesmente PIPSE (*effective performance index for perturbation signals*).

4.2.2 Índice de desempenho efetivo para sinal de excitação (PIPSE)

Ao identificar sistemas contínuos no domínio da frequência, nem todos os harmônicos são completamente eficazes. Considere, por exemplo, a identificação de um sistema contínuo onde o comportamento entre as amostras supõe a presença de um segurador de ordem zero (ZOH). Nessas condições, a modulação pela resposta em frequência do ZOH através da qual o sinal contínuo $u(t)$ é gerado a partir do sinal discreto $u(i)$, causa a redução da eficácia dos harmônicos devido ao envelope do espectro de potência $(\sin^2 x)/x^2$ do ZOH. Nesse caso, PIPSE pode ser derivado de um sinal de perturbação periódico usado para a identificação de um sistema contínuo, onde a saída é amostrada na mesma taxa que a entrada (BARKER; GODFREY, 1999). A potência do k -ésimo harmônico de $u(t)$ em um espectro bilateral, que inclui frequências positivas e negativas é dada por:

$$|C_u(k)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi k/N)}{\pi k/N} \frac{U(k)}{N} \right|^2 \quad (4.18)$$

A potência do k -ésimo harmônico em um espectro unilateral (incluindo apenas frequências não negativas) é dada por:

$$|C'_u(k)|^2 = \begin{cases} |C_u(k)|^2 = \left| \frac{U(k)}{N} \right|^2 & k = 0 \\ 2|C_u(k)|^2 = 2 \left| \frac{\sin(\pi k/N)}{\pi k/N} \frac{U(k)}{N} \right|^2 & k > 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

No caso em que os primeiros harmônicos R diferentes de zero são especificados para identificação, o PIPSE apropriado é fornecido por (GODFREY *et al.*, 2005):

$$PIPSE = \frac{200 \sqrt{\sum_{k=1}^R |C'_u(k)|^2}}{(u_{\max} - u_{\min})} \%, \quad R < N/2 \quad (4.20)$$

Este índice é maximizado quando os harmônicos especificados contêm a maior proporção da potência do sinal, ou seja, para os valores de $R = (N - 2)/2$ quando N é par e $R = (N - 1)/2$ quando N é ímpar. Em situações em que o sinal de perturbação incorpora supressão de harmônicos, o PIPSE é modificado de acordo. Por exemplo, se apenas harmônicos ímpares forem especificados, então $|C'_u(k)|^2$ pode ser substituído por $|C'_u(2k - 1)|^2$ na Equação (4.20).

Generalizando, podemos dizer que este índice relaciona a potência mínima de qualquer harmônico especificado com a potência média dos harmônicos especificados (GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999).

4.2.3 Razão mínima efetiva entre a amplitude real e a amplitude especificada em qualquer um dos harmônicos especificados (EMINE)

Usar o PIPSE apenas como medida da qualidade do sinal não leva em consideração a possibilidade que a potência contida em um dos harmônicos especificados seja baixa; resultando em baixa precisão de estimativa na frequência correspondente (GODFREY *et al.* 1999), então seria necessário um índice para analisar no domínio da frequência. Em (KOLLÁR *et al.*, 1994) é proposta uma caixa de ferramentas de identificação de sistemas no domínio da frequência (FDIDENT) no MATLAB, que usa uma quantidade E_{min} , conhecida como a relação mínima entre a amplitude real e a amplitude especificada em qualquer das harmônicas especificadas de um sinal otimizado por computador.

$$E_{min} = \min_{k \text{ specific}} x \frac{|C'_u(k)|}{|C'_u(k)|_{specific}} \quad (4.21)$$

O problema com esta definição é que a amplitude harmônica especificada é uma entrada para o algoritmo de otimização, ao invés de um parâmetro do sinal. Embora E_{min} seja adequado para otimizar sinais com certas características, não é recomendado para comparar sinais de diferentes tipos sem refinamento, porque a amplitude harmônica especificada $|C'_u(k)|_{specific}$ é uma entrada para o algoritmo de otimização e não um parâmetro do sinal. Um algoritmo poderia ser usado para garantir que nenhuma amplitude harmônica $|C'_u(k)|$ seja menor do que isso, de modo que E_{min} nunca seria <1 e o princípio no qual ele se baseia seria negado. Um simples refinamento evita esse problema sem alterar o princípio. Como a potência média nas harmônicas especificadas é idealmente $|C'_u(k)|^2_{specific}$, para o mesmo sinal e aplicação para o qual PIPSE é definido em (4.20). tem-se que:

$$|C'_u(k)|^2_{specific} = \frac{1}{R} \sum_{k=1}^R |C'_u(k)|^2; R < N/2 \quad (4.22)$$

Com este refinamento, um E_{min} (efetivo) que é a razão mínima efetiva entre a amplitude real e a amplitude especificada em qualquer um dos harmônicos especificados, ou simplesmente EMINE (*effective minimum ratio between the actual harmonic amplitude at any of the specific harmonics*), pode ser definido como (GODFREY *et al.*, 2005):

$$EMINE = 100 \min_{k=1,2,\dots,R} x \frac{|C'_u(k)|}{\sqrt{\frac{1}{R} \sum_{k=1}^R |C'_u(k)|^2}} \% ; R < N/2 \quad (4.23)$$

e para uma especificação não uniforme EMINE é (Godfrey *et al.*, 2005):

$$EMINE = 100 \min_{k=1,2,\dots,R} x \frac{|C'_u(k)| \left(\frac{1}{R} \sum_{k=1}^R |C'_u(k)|^2_{specific} \right)^{1/2}}{|C'_u(k)|_{specific} \left(\frac{1}{R} \sum_{k=1}^R |C'_u(k)|^2 \right)^{1/2}} \% ; R < N/2 \quad (4.24)$$

Conforme declarado (GODFREY; BARKER; TUCKER, 1999) o índice EMINE:

- Tem valores que variam de 0% para um sinal com o pior desempenho possível a 100% para um sinal com o melhor desempenho possível.
- Satisfaz todos os requisitos de um índice de desempenho para sinais de perturbação adequados para uso na prática de engenharia.
- Não depende da amplitude e escala média do sinal.
- Pode ser desenvolvido para outros projetos de sinal, nos quais múltiplos harmônicos de primos específicos são suprimidos.

A potência nos harmônicos especificados aparece no numerador PIPSE e no denominador EMINE, portanto, o projeto do sinal está relacionado a essas medidas de qualidade. O PIPSE é o mais importante dos dois, porque EMINE basicamente reflete a falta de potência em apenas um dos harmônicos especificados, o que pode não ser representativo da distribuição de potência entre os demais.

4.3 Fator de pico (PF)

Para conhecer o comportamento da componente linear, recomenda-se usar um sinal de excitação com harmônicos múltiplos de três suprimidos, facilitando reduzir a distorção causada por não linearidades de terceira ordem. Ao usar um sinal de excitação em que harmônicos múltiplos de 5 também são suprimidos, ele permite melhorar ainda mais a medição do componente linear. No projeto do sinal de excitação, a escolha do período N é afetada pela supressão de harmônicos. Por exemplo, se a resposta do sistema é medida nos primeiros $N/2$ harmônicos e R medições são feitas para caracterizar o sistema, então, sem supressão de harmônicos, N deve ser considerado $2R$. Quando os harmônicos são suprimidos, as medições são feitas em apenas 1 de cada 2 harmônicos, então N deve ser par e aproximadamente $4R$. Se os múltiplos harmônicos de 2 e 3 forem suprimidos, então as medições são feitas só em 2 de 6 harmônicos, então N deve ser múltiplo de 6 e aproximadamente $6R$ (BARKER; GODFREY, 1999).

Ao se medir a componente linear exclusivamente, deseja-se que a distribuição necessária da potência do sinal de excitação entre os harmônicos seja alcançada sem níveis de sinal desnecessariamente altos. Um indicador adimensional da extensão em que isso é atingido é o fator de pico (*peak factor*, FP) (BARKER; ZHUANG, 1997), dado por:

$$PF = \frac{u(t)_{max} - u(t)_{min}}{2\sqrt{2}u(t)_{rms}} = \frac{u(i)_{max} - u(i)_{min}}{2\sqrt{2}u(i)_{rms}} \quad (4.25)$$

Sinais com um pequeno número de níveis são favorecidos ao se buscar um valor baixo de PF. Para sinais binários, o PF mais baixo possível obtido é $1/\sqrt{2}$. Cita-se que para medir uma componente não linear de ordem n , o número de níveis de sinal deve ser pelo menos $n + 1$.

4.4 Fator de crista (CF)

O fator de crista (*crest factor*, CF) é definido como a razão entre seu valor máximo (u_{max}) e seu valor de RMS (*root mean square*, u_{rms}) na banda de frequência de pico de interesse (GUILLAUME *et al.*, 1991).

$$CF = \frac{u_{max}}{u_{rms}} \quad (4.26)$$

Analisando-se (4.26), o limite inferior teórico de CF seria 1, como é o caso de um sinal binário balanceado. De acordo com (SCHOUKENS *et al.*, 1988), o número de médias necessárias para medir um sinal com uma precisão especificada é proporcional ao quadrado do fator de crista, demonstrando a melhoria de um sinal com menos CF e a importância da minimização do CF nos problemas de medição. Por exemplo, no controle de qualidade, é necessário verificar as especificações de dispositivos idênticos, portanto, projetar um sinal de teste ideal que tenha um baixo CF pode resultar em um ganho de tempo significativo ou um aumento na precisão. O uso de sinais com valores altos de CF (com comportamento impulsivo) injeta muito menos energia no sistema do que sinais que geralmente têm o mesmo valor máximo e um pequeno fator de crista.

Em (PINTLETON, 2001) se apresenta uma variação da Expressão (4.26), onde ao invés de usar u_{rms} , usa-se seu valor efetivo (u_{rmse}), o que expressa que apenas a potência na banda de frequência de interesse contribui para o conhecimento do sistema.

$$CF = Cr(u) = \frac{u_{max}}{u_{rmse}} \begin{cases} u_{rmse} = u_{rms} \sqrt{\frac{P_i}{P_T}} \\ u_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt \end{cases} \quad (4.27)$$

onde T é o tempo de medição, P_T é a potência total do sinal e P_i é a potência na banda de frequência de interesse, considerando a identificação de um sistema com resposta constante neste conjunto de frequências.

4.5 Time Factor (TF)

Outro índice de desempenho importante é o fator de tempo (*time factor*, TF) (PINTLETON, 2001), projetado para indicar o tempo necessário para atingir uma estimativa de precisão mínima da resposta em frequência de um sistema em qualquer dos harmônicos especificados; portanto, está relacionado com a distribuição de potência do sinal nas frequências de interesse. A seguinte subseção explica como obter a expressão para calcular este índice.

4.5.1 Time Factor (TF)

Para projetar um sinal de excitação otimizado, é necessário especificar o objetivo final. Para o caso não paramétrico, são buscados sinais que maximizem a precisão mínima obtida em um tempo de medição fixo para um valor de pico máximo específico da excitação (PINTLETON, 2001)):

$$\min(\max_{k \in F}(\sigma_G^2(k)) \quad ; \quad \max_t |u(t)| \leq u_{max} \quad (4.28)$$

onde F é o conjunto de frequências nas quais a resposta em frequência é medida. Supondo que as seguintes expressões: $|G_0(jw_k)|^2$, $\sigma_U^2(k)$, $\sigma_Y^2(k)$, $\sigma_{YU}^2(k)$, sejam constantes, a Equação (4.28) seria:

$$\sigma_G^2(k) \sim \frac{1}{M|U(k)|^2} \quad (4.29)$$

e o número de repetições M para atingir uma variação específica é proporcional ao tempo T total do experimento e à potência do sinal $M \sim 1/|U(k)|^2$. Considerando:

$$Cr^2(u) = \frac{u_{max}^2}{u_{rmse}^2} \quad (4.30)$$

$$u_{rmse}^2 = 2FU_{rmse}^2 \quad (4.31)$$

$$U_{rmse}^2 = \sum_{k=1}^F |U(k)|^2 / F \quad (4.32)$$

onde F é considerado como o conjunto de frequências nas quais a resposta em frequência é medida, então:

$$T \sim \max_k \frac{1}{|U(k)|^2} \sim \max_k \frac{U_{rmse}^2}{|U(k)|^2 U_{rmse}^2} \sim \max_k \frac{Cr^2(u)}{\frac{|U(k)|^2}{U_{rmse}^2} \frac{u_{max}^2}{F}} \quad (4.33)$$

e o tempo de medição necessário por linha de frequência para um valor de pico especificado, u_{max} torna-se proporcional a:

$$\frac{T}{F} = Tf(u) \sim \max_k \frac{Cr^2(u) U_{rmse}^2}{|U(k)|^2} \quad (4.34)$$

Normalizando-se o fator de proporcionalidade $Tf(u) = 1$ para uma senoide, define-se:

$$TF = 0.5 \max_{k \in F} \frac{Cr^2(u)U_{rmse}^2}{|U(k)|^2} \quad (4.35)$$

Portanto, o fator de tempo indica o tempo de medição necessário por ponto de frequência que é preciso para garantir um SNR mínimo na medição de FRF (*frequency response function*) e isso é comparado com a excitação senoidal escalonada. Para um sinal simétrico, onde $u_{min} = -u_{max}$, TF pode ser expresso em termos dos índices EMINE e PIPSE (GODFREY *et al.*, 2005), onde um alto valor de TF pode resultar de um baixo valor de PIPSE ou EMINE.

$$TF = 0.5 \left(\frac{100}{EMINE} \right)^2 \left(\frac{100}{PIPSE} \right)^2 \quad (4.36)$$

4.6 Índice de comparação de conjuntos de sinais para excitação (CISS)

Em (KURAMOTO, 2012). o índice CISS (*comparison index for set of signals*) é proposto para comparar conjuntos de sinais de excitação. Esta proposta caracteriza-se por não possuir limite inferior ou superior, pelo que não é considerada uma medida absoluta.

Ao realizar dois experimentos de identificação com condições semelhantes, mas usando dois conjuntos de sinais de identificação (A e B), e estimando seus parâmetros com estimadores não polarizados, a variância dos parâmetros estimados para o conjunto de sinais A foi menor do que para o conjunto B . Esse resultado permitiu ao autor comparar a eficiência dos estimadores, por meio do determinante da variância obtido ao estimar os parâmetros com estimadores não polarizados:

$$\det [cov[\hat{\theta}_A]] < \det [cov[\hat{\theta}_B]] \quad (4.37)$$

Esta expressão dá uma ideia da eficiência do estimador, a partir do determinante da matriz de correlações do conjunto de sinais de excitação. Com base nisso, o CISS é calculado como:

$$CISS(X, n_r, d_1, d_2, \dots, d_{n_r}) = \log_e(\det[R_x^{-1}]) \quad (4.38)$$

Nesta expressão os seguintes termos são definidos:

$$R_x = \frac{1}{N_s} X^T X \quad (4.38)$$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{X_1^{(0)}}{\|X_1\|_\infty} & \frac{X_1^{(-1)}}{\|X_1\|_\infty} & \frac{X_1^{(-2)}}{\|X_1\|_\infty} & \dots & \frac{X_1^{(-d_1)}}{\|X_1\|_\infty} & \dots \\ \frac{X_2^{(0)}}{\|X_2\|_\infty} & \frac{X_2^{(-1)}}{\|X_2\|_\infty} & \frac{X_2^{(-2)}}{\|X_2\|_\infty} & \dots & \frac{X_2^{(-d_2)}}{\|X_2\|_\infty} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{X_{n_r}^{(0)}}{\|X_{n_r}\|_\infty} & \frac{X_{n_r}^{(-1)}}{\|X_{n_r}\|_\infty} & \frac{X_{n_r}^{(-2)}}{\|X_{n_r}\|_\infty} & \dots & \frac{X_{n_r}^{(-d_r)}}{\|X_{n_r}\|_\infty} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

O termo $\|X_r\|_\infty = \max_i |x_r(i)|$ é a norma infinita de x_r , e o termo $x_r^{(-d_r)}$ o sinal relativo à r -ésima entrada deslocado d_r amostras, com a característica de ser feito ciclicamente para a direita, ou seja $x_r^{(-d_r)}$ subtraída a sua média x_r .

$$x_r^{(-d_r)} = [x_r(-d_r) \ x_r(-d_r + 1) \ x_r(-d_r + 2) \ \dots \ x_r(N_s - d_r)]^T \quad (4.40)$$

$$x_r = u_r(i) - \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} u_r(i) \quad (4.41)$$

Os índices CISS e EMINES compartilham a deficiência de não ter um espectro especificado e não considerar as menores constantes de tempo dominantes da planta ($\tau_{min,r}$) no seu cálculo.

4.7 Índice de desempenho conjunto nos domínios da frequência e do tempo (JIFT)

O índice de desempenho conjunto nos domínios da frequência e do tempo JIFT (*Joint Index of performance in Frequency and Time domains*) (BARKER; TAN; GODFREY, 2007) é utilizado como critério de projeto para sinais ternários, quando os valores dos índices PIPS e EMINE não apresentam os maiores valores possíveis.

$$JIFT = 100 \left(\frac{PIPS}{100} \right)^2 \left(\frac{EMINE}{100} \right)^2 \quad (4.42)$$

O JIFT tem um valor máximo de 100% para os sinais com o melhor desempenho possível, é independente tanto da média quanto da amplitude de $u(i)$ e está relacionado ao fator de tempo utilizado por (PINTELON; SCHOUKENS, 2001) e usando o resultado de (GODFREY *et al.*, 2005) o relacionamento é:

$$JIFT = \frac{50}{time\ factor} \% \quad (4.43)$$

De acordo com (BARKER; TAN; GODFREY, 2007), JIFT representa a precisão alcançável de medições da função de resposta de frequência para um determinado tempo de medição por ponto de frequência e uma dada amplitude máxima do sinal.

4.8 Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as principais medidas para a validação de sinais de excitação usados na identificação de sistemas. Pelo que foi analisado, pode-se dizer que não existe um índice único que permita avaliar plenamente a qualidade de um sinal de excitação quando pouco se sabe sobre o sistema a ser identificado, ou seja, dependendo dos critérios de projeto desejados, um determinado índice é analisado.

O cálculo de alguns índices resulta mais complexo, dependendo da quantidade de informação necessária. Para o cálculo dos índices EMINE e TF é necessário conhecer as harmônicas de interesse e especificar as amplitudes das harmônicas desejáveis para o espectro do sinal. No caso do índice PIPSE só precisa o conhecimento das harmônicas de interesse e para O PIPS e CF basta com as informações do sinal. Os índices de desempenho avaliam principalmente as relações de potência e amplitude dos sinais. Com exceção do índice CISS, os demais índices ignoram as iterações que ocorrem entre sinais aplicados simultaneamente em identificações multivariáveis.

5 Estudo da correlação cruzada e da correlação múltipla dos sinais de ruído binário generalizado

Em sistemas multivariáveis, onde as entradas são excitadas simultaneamente, sinais de excitação não correlacionados são usados, para que seja atribuído a uma entrada o efeito observado em alguma saída pelo método de identificação usado (LJUNG, 2012). A baixa complexidade de geração das funções de autocorrelação e correlação cruzada, além da capacidade de ajustar seu espectro e amplitude de potência (dependendo dos critérios de projeto desejados), justificam o uso dos sinais binários na identificação de sistemas multivariáveis. O sinal binário pseudoaleatório (*Pseudo Random Binary Sequence*, PRBS) é um dos sinais de excitação para identificação de sistemas mais conhecidos. Por outro lado, o conceito de projeto do sinal GBN proposto em (TULLEKEN, 1990) destaca que o GBN é um sinal de entrada de excitação mais atraente em comparação com o PRBS (HUNG *et al.*, 2015).

Neste capítulo se estuda a correlação cruzada e a correlação múltipla entre sinais de excitação do tipo ruído binário generalizado (*Generalized Binary Noise*, GBN), usados na identificação de sistemas com múltiplas entradas.

5.1 Descrição dos benchmarks industriais

São usados como casos de estudo dois benchmarks industriais: um fracionador de óleo pesado 3x7 (HOF), aqui intitulado *benchmark Shell (ou sistema Shell)* e um craqueador catalítico fluido 6x7 (FCC), aqui denominado *FCC benchmark (ou sistema FCC)*.

5.1.1 Benchmark Shell

No ano de 1989, durante um Workshop de Controle de Processos, o grupo de pesquisa da *Shell Development*, concordou em publicar um problema de controle genérico que tivessem todas as questões de controle que são consideradas importantes pela empresa, e que serviria como um problema de controle padrão. A ideia sugerida por D. M. Prett, foi criar um problema "real", que incluiria (em uma única definição de problema) a maioria das características presentes em problemas industriais. Assim, todos os pesquisadores contariam com uma base para comparar metodologias de solução. O problema proposto tem sido objeto de estudo em muitas pesquisas, entre elas (YU *et al.*, 1994) e

(JULIANI; GARCIA, 2017). O problema consistia em desenvolver um sistema de controle para um fracionador de óleo pesado (mostrado na Figura 5.1) com cinco entradas (duas variáveis de perturbação e três manipuladas) e sete saídas (PRETT; MORARI, 1987). O fracionador era composto por três circuitos laterais de circulação (encarregados de remover o calor para obter a separação desejada do produto) e três extrações de produto. Como os trocadores de calor nesses circuitos laterais de circulação reinicializam as colunas em diferentes partes da planta, têm requisitos de troca térmica variados. Os dois circuitos superiores (*Upper reflux, Intermediate reflux*) agem como perturbações ($d1$, $d2$) para a coluna; enquanto o circuito inferior (*Bottoms reflux*) pode ser considerado como uma variável manipulada ($u3$), pois tem um controlador de entalpia que regula a remoção de calor (PRETT; MORARI, 1987). O objetivo principal de controle é manter as composições de desenho superior e lateral ($y1$ e $y2$, variáveis controladas) em seus pontos de ajuste, compensando as perturbações não medidas nas tarefas de refluxo superior e intermédio ($d1$, $d2$) (YU *et al.*, 1994). A especificação dos produtos para a extração superior e lateral são determinadas pelos requisitos econômicos e operacionais; não sendo assim para a extração inferior, pois não há especificação do produto, só uma restrição operacional na temperatura nesta parte da coluna (PRETT; MORARI, 1987). As variáveis de saída: temperaturas de refluxo superior ($y3$ e $y4$), a temperatura de extração lateral ($y5$) e a temperatura de refluxo intermediária ($y6$) são medições de temperatura secundárias que podem ser usadas para controle inferencial. A temperatura de extração de refluxo inferior ($y7$) deve ser mantida no seu ponto de ajuste. A extração superior de produto ($u1$) e a extração lateral de produto ($u2$) são consideradas variáveis manipuladas. Na Tabela 5.1 são apresentados os valores dos pontos de ajuste e das restrições.

Tabela 5.1- Restrições de variáveis HOF (YU *et al.*, 1994)

Variável	Nominal	Mínimo	Máximo
y 1	0	-0.5	0.5
y 2	0	-	-
y 3, y4, y5, y6	-	-1	1
y 6	-	-1	1
y7	0.5	-0.5	-
u1, u2, u3	-	-0.5	0.5
d1, d2	0	-0.5	0.5

O *benchmark Shell HOF* é modelado por uma matriz linear de função de transferência completa com atrasos de tempo, Equações (5.1), (5.2) e (5.3):

$$y(s) = G(s) * u(s) + H(s) * d(s) \quad (5.1)$$

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.20 * e^{-27s}}{45s + 1} & \frac{1.44 * e^{-27s}}{40s + 1} \\ \frac{1.5 * e^{-15s}}{25s + 1} & \frac{1.83 * e^{-15s}}{20s + 1} \\ \frac{1.16}{11s + 1} & \frac{1.27}{6s + 1} \\ \frac{1.73}{5s + 1} & \frac{1.79}{19s + 1} \\ \frac{1.31}{2s + 1} & \frac{1.26}{22s + 1} \\ \frac{1.19}{19s + 1} & \frac{1.17}{24s + 1} \\ \frac{1.14}{27s + 1} & \frac{1.26}{32s + 1} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{4.05 * e^{-27s}}{50s + 1} & \frac{1.77 * e^{-28s}}{60s + 1} & \frac{5.88 * e^{-27s}}{35s + 1} \\ \frac{5.39 * e^{-18s}}{50s + 1} & \frac{5.7 * e^{-14}}{60s + 1} & \frac{6.9 * e^{-15s}}{40s + 1} \\ \frac{3.66 * e^{-2s}}{9s + 1} & \frac{1.65 * e^{-20s}}{30s + 1} & \frac{5.33 * e^{-2s}}{40s + 1} \\ \frac{5.92 * e^{-11s}}{12s + 1} & \frac{2.54 * e^{-12s}}{27s + 1} & \frac{48.10 * e^{-2s}}{20s + 1} \\ \frac{4.13 * e^{-5s}}{8s + 1} & \frac{2.38 * e^{-7s}}{19s + 1} & \frac{6.23 * e^{-2s}}{10s + 1} \\ \frac{4.06 * e^{-8s}}{13s + 1} & \frac{4.18 * e^{-4s}}{33s + 1} & \frac{6.53 * e^{-1s}}{9s + 1} \\ \frac{4.38 * e^{-20s}}{33s + 1} & \frac{4.42 * e^{-22s}}{44s + 1} & \frac{7.2}{19s + 1} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

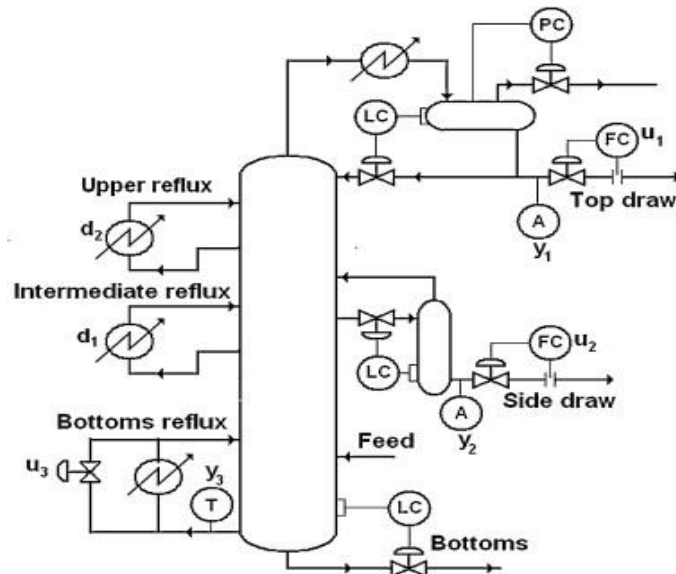


Figura 5.1: Shell HOF e problema de controle.

Fonte: (YU et al., 1994)

5.1.2 FCC benchmark

Outro benchmark a ser estudado é uma unidade de craqueamento catalítico fluido (*fluid catalytic cracking*, FCC) proposto em (GROSDIDIER *et al.*, 1993). Em sua configuração geral, a unidade mostrada na Figura 5.2, é típica de muitas unidades FCC em operação, portanto oferece uma boa oportunidade para um estudo de caso.

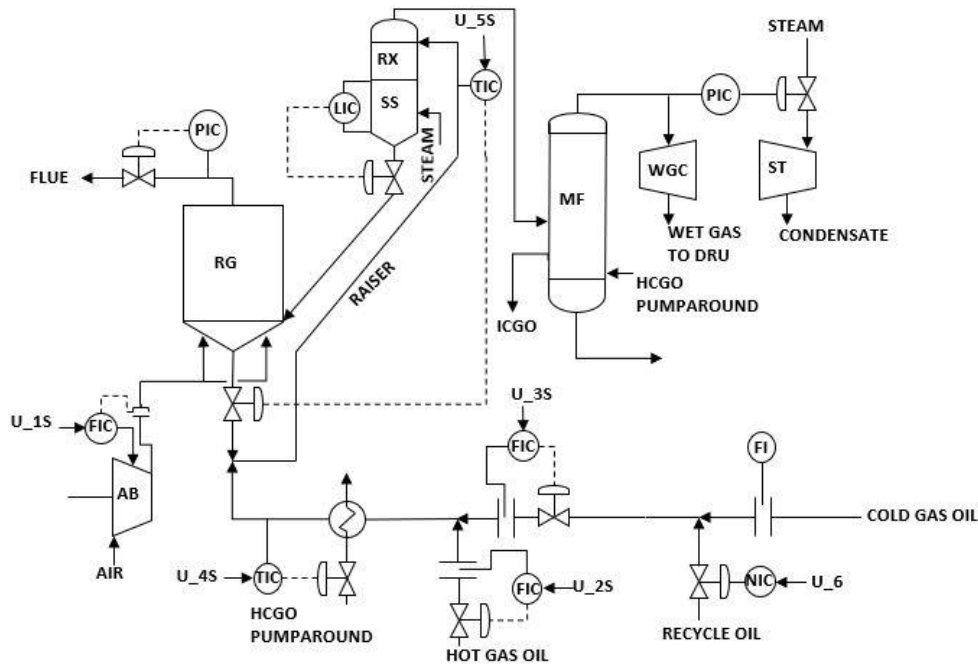


Figura 5.2: Diagrama de fluxo da unidade FCC.

Fonte: (GROSDIDIER *et al.*, 1993).

O modelo de estudo tem um total de treze variáveis, sendo seis de entrada e sete de saída (ver Tabela 5.2). As variáveis de entrada (manipuladas) são:

- fluxo de ar de combustão (u_1)
- fluxo de gasóleo quente (u_2)
- gás frio combinado e óleos recicláveis (u_3)
- temperatura de pré-aquecimento de alimentação (u_4)
- temperatura de saída do *riser* (u_5)
- e fluxo de óleo reciclado saída do controlador (u_6)

As variáveis de saída (medidas) são:

- concentração de gás combustível O_2 (y_1)
- temperatura do leito do regenerador (y_2)
- fluxo de gás combustível (y_3)
- saída do controlador de pressão de sucção do compressor de gás úmido (y_4)
- temperatura de saída do *riser* (y_5)

- catalisador regenerador diferencial de pressão da válvula deslizante (y_6)
- diferencial de pressão da válvula deslizante do catalisador gasto (y_7)

Tabela 5.2- Restrições de variáveis FCC (GROSDIDIER et al., 1993)

Variável	Nominal	Mínimo	Máximo
y1 (%)	1	-	-
y2 (°C)	711	705	735
y3 (T/s)	0.0043	0	0.5
y4 (%)	60	0	70
y5 (%)	70	0	80
y6 (kPa)	32	22	-
y7 (kPa)	020	0	24
u1 (T/h)	154.3	140	155
u2 (m³/h)	100	90	110
u3 (m³/h)	100	90	110
u4 (°C)	240	230	250
u5 (°C)	520	515	535
u6 (%)	50	20	80

O *benchmark* FCC é modelado por uma matriz de função de transferência linear e completa com atrasos de tempo, em que $C(s)$ representa os controladores locais, Equações (5.4), (5.5) e (5.6) (GROSDIDIER et al., 1993) e (JULIANI C. G., 2017):

$$y(s) = G(s) * C(s) * u(s) \quad (5.4)$$

$$C(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{(0.75s + 1)(4.5s + 1)} & \frac{1}{s + 1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{1.7s^2 + 2.1s + 1} & \frac{(3.3s + 1)e^{-s}}{40s^2 + 13s + 1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{0.64s + 1}{13s^2 + 7.0s + 1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0.87e^{-2s}}{13s^2 + 4.9s + 1} & \frac{0.092(0.25s + 1)e^{-3s}}{3.7s^2 + 4.7s + 1} & \frac{0.026e^{-7s}}{12s + 1} & \frac{-0.074(4.8s + 1)}{9.3s^2 + 3.4s + 1} & \frac{-0.48se^{-12s}}{(6.0s + 1)(8.0s + 1)} \\ \frac{0.097(1.7s + 1)e^{-2s}}{19s^2 + 6.5s + 1} & \frac{0.55e^{-4s}}{27s^2 + 8.7s + 1} & \frac{0}{10s^2 + 4.9s + 1} & \frac{0.74(1.7s + 1)e^{-2s}}{211s^2 + 7.3s + 1} & \frac{0.36e^{-11s}}{33s^2 + 6.5s + 1} \\ 0 & \frac{0.14e^{-11s}}{46s^2 + 8.5s + 1} & \frac{0}{46s^2 + 8.5s + 1} & \frac{0.27(16s + 1)}{53s^2 + 23s + 1} & \frac{0.015(12s + 1)e^{-9s}}{66s^2 + 27s + 1} \\ 0 & \frac{0.25e^{-11s}}{17s^2 + 7.0s + 1} & \frac{0.25e^{-7s}}{3.0s + 1} & \frac{0}{0.70} & \frac{0.079(6.3s + 1)e^{-10s}}{24s^2 + 12s + 1} \\ 0 & \frac{0.66e^{-s}}{25s + 1} & \frac{0.66e^{-s}}{2.5s + 1} & \frac{3.0s + 1}{0.35e^{-10s}} & \frac{-0.54e^{-11s}}{9.0s + 1} \\ 0 & \frac{-0.84e^{-s}}{6.1s + 1} & \frac{-0.90}{1.5s + 1} & \frac{5.0s + 1}{-0.36e^{-10s}} & \frac{0.023(0.5s + 1)e^{-14s}}{3.6s^2 + 11s + 1} \\ 0 & \frac{0.81}{6.0s + 1} & \frac{0.90}{s + 1} & \frac{5.0s + 1}{13s^2 + 7s + 1} & \frac{-0.26e^{-18s}}{7.1s + 1} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

5.2 Geração dos sinais de excitação

Partindo do conhecimento das principais características dos dois benchmarks industriais, são projetados diferentes conjuntos de sinais de excitação. Para cada caso de estudo são gerados três conjuntos de sinais *GBN*, com diferentes tempos mínimos

de chaveamento. O tempo mínimo de chaveamento (T_{min}) em intervalos de amostragem (T_{amos}), é o tempo em que o sinal se mantém constante até um novo chaveamento. Estudos teóricos recomendam utilizar um tempo de mínimo de 3 a 5 vezes o tempo de amostragem. Neste trabalho assume-se de 3 a 5 intervalos de amostragem: ($T_{min}=3*T_{amos}$, $T_{min}=4*T_{amos}$, $T_{min}=5*T_{amos}$). Uma regra razoável para a escolha do intervalo de amostragem (T_{amos}) é usar cerca de 1/10 da maior constante de tempo (GUSTAVSSON, 1975). Neste estudo, são gerados 3 conjuntos de sinais caracterizados por ter 199 combinações de sinais distintos, obtidos ao variar a probabilidade de não chaveamento em 0,005, desde $p=0,005$ até $p=0,995$. Visando analisar o efeito do aumento da probabilidade de não chaveamento, se utilizaram as mesmas sementes para obter cada um dos 199 grupos.

5.2.1 Geração de sinais de excitação para o benchmark Shell

Ao excitar este sistema em malha aberta com um sinal degrau, são obtidos diferentes valores para as saídas atingirem 95% de seu valor final, obtendo-se um valor máximo $T_{max,r}^{set}=8,85$ min. Para um sistema aproximado de primeira ordem, a constante de tempo máxima pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$\tau_{max,r} = \frac{T_{max,r}^{set}}{\beta_s} \quad (5.7)$$

onde $\beta_s = 3$ representa o fator de tempo para a resposta atingir 95% de seu valor final. Ao substituir os valores na Equação (5.7), o valor da constante de tempo máxima foi de 2,95 min e ao dividir esse valor por 10, resulta um intervalo de amostragem de 0,295 min. O comprimento dos sinais (N_s) foi calculado pela seguinte expressão:

$$N_s \geq 2\pi * \beta_s * \tau_{max,r} \quad (5.8)$$

$$N_s \geq 2\pi * 3 * 2.95$$

$$N_s \geq 55.6$$

$$N_s = 100$$

De modo geral, são obtidos três conjuntos de sinais (um para cada valor de tempo mínimo escolhido), onde cada conjunto está formado por 199 combinações de três sinais, obtidas pela variação da probabilidade de não chaveamento em 0,005, desde $p=0,005$ até $p=0,995$. A Figura 5.3 mostra o esquema dos conjuntos de sinais gerados. Nas Figuras 5.4, 5.5 e 5.6 se apresentam 3 das 199 combinações de três sinais obtidas para os três valores de T_{min} , respectivamente. As combinações apresentadas são obtidas para $p=0,2$, $p=0,5$ e $p=0,8$.

Analisando esses exemplos nota-se como à medida que aumenta a probabilidade de não chaveamento diminui o número de transições (chaveamentos) entre os níveis dos sinais. Para pequenos valores de p , o aumento do tempo mínimo gerou uma evidente diminuição dos chaveamentos, mas para valores maiores de p não foi tão perceptível a diminuição dos chaveamentos.

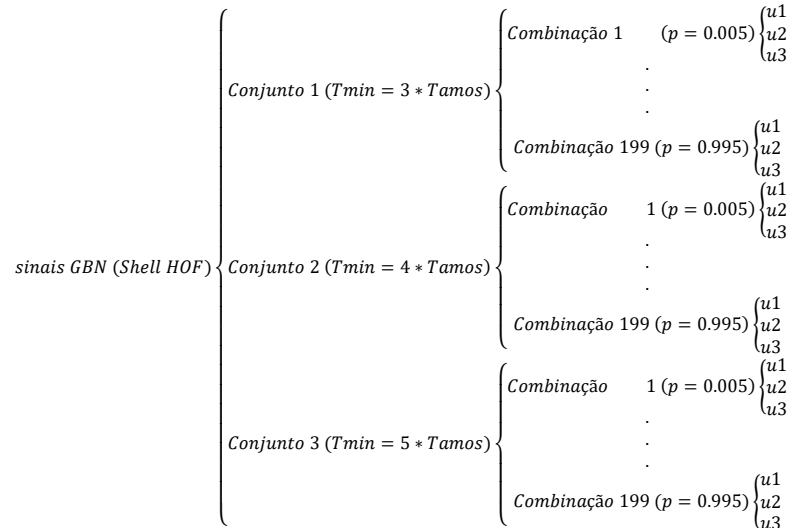


Figura 5.3: Esquema dos conjuntos de sinais para o sistema Shell.

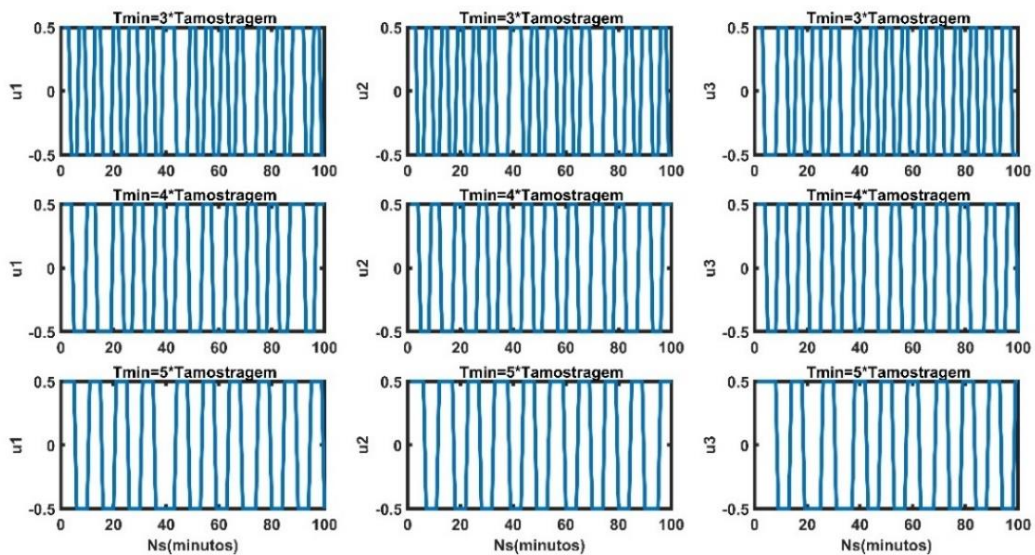


Figura 5.4: Exemplo de 3 combinações ($T_{\min}=3 * T_{\text{amos}}$, $T_{\min}=4 * T_{\text{amos}}$, $T_{\min}=5 * T_{\text{amos}}$) de 3 sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0,2$.

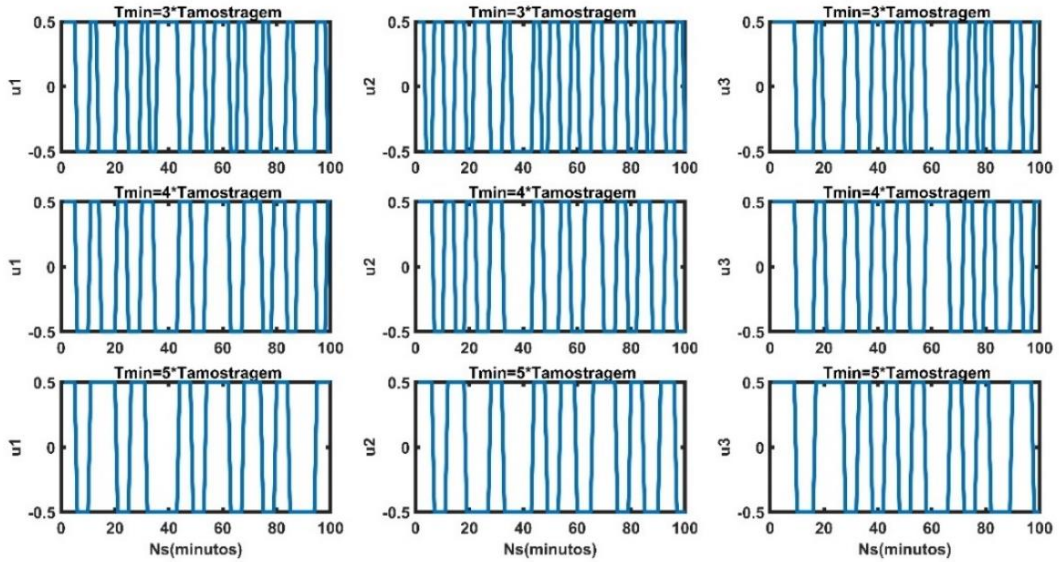


Figura 5.5: Exemplo de 3 combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amostragem}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amostragem}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amostragem}$) de 3 sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0,5$.

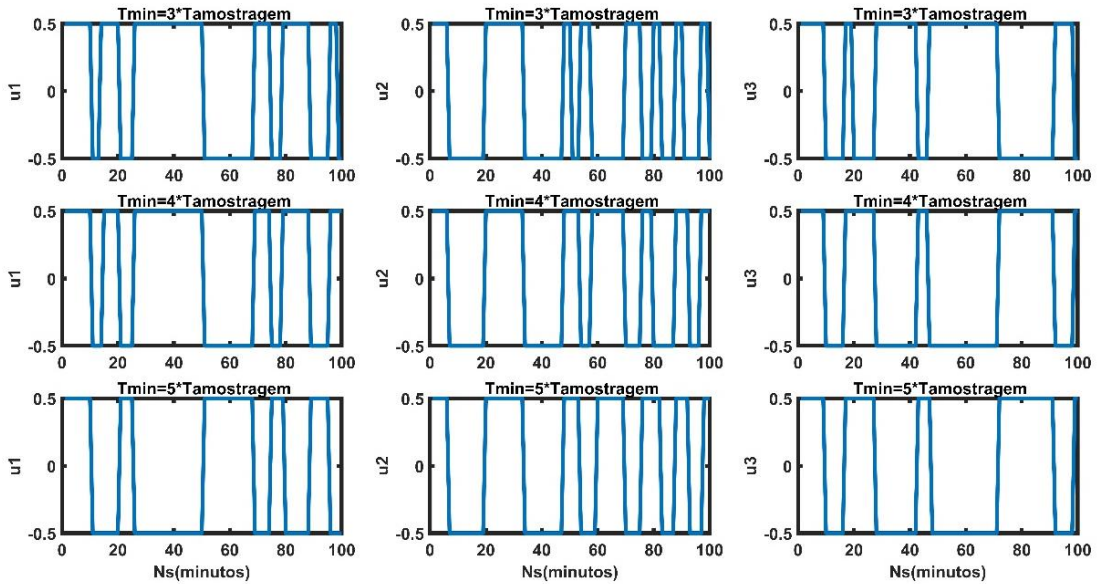


Figura 5.6: Exemplo de 3 combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amostragem}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amostragem}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amostragem}$) de 3 sinais (u_1 , u_2 , u_3) para $p=0,8$.

5.2.2 Geração de sinais de excitação para o FCC benchmark

Uma vez excitado este sistema em malha aberta com um sinal degrau, obteve-se um tempo máximo de acomodação de $T_{max,r}^{set} = 66,5$ min para as saídas atingirem 95% de seu valor final. Ao substituir este valor e $\beta_s = 3$ na Equação (5.7), obteve-se uma constante de tempo máxima de 22,17 min e, portanto, um intervalo de amostragem de 2,217 min=132 seg, porém adotou-se o intervalo de amostragem de $T_{amostragem}=150$ seg.

O comprimento dos sinais (N_s) calculado pela Equação (5.2) resultou $N_s \geq 417,89$ e conseqüentemente foi escolhido $N_s = 500$. Analogamente como foi feito para o sistema Shell, são obtidos três conjuntos de sinais, onde cada conjunto é formado por 199

combinações de três sinais, obtidas pela variação da probabilidade de não chaveamento em 0,005, desde $p=0,005$ até $p=0,995$. Na Figura 5.7 se mostra o esquema dos conjuntos de sinais gerados.

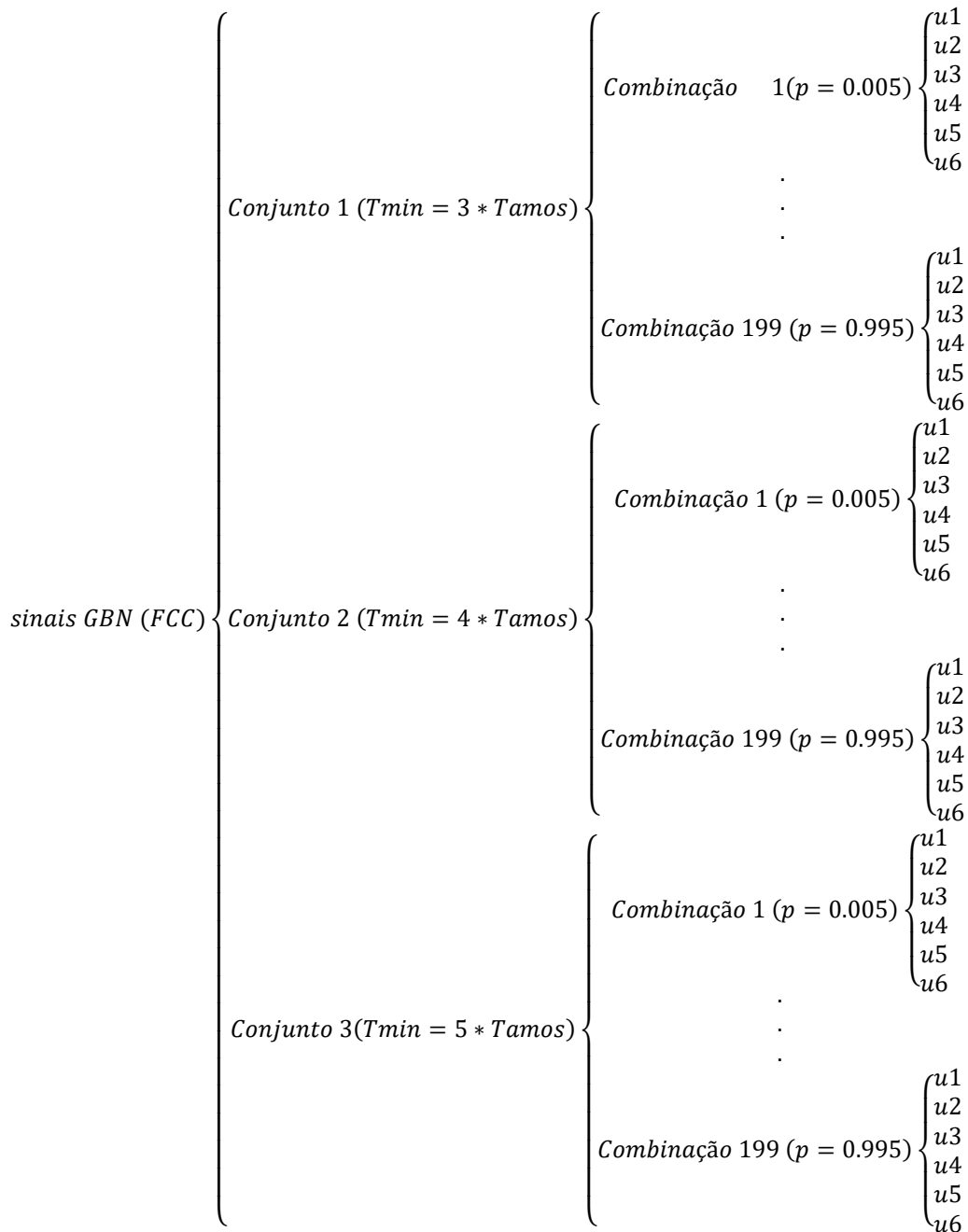


Figura 5.7: Esquema dos conjuntos de sinais para o sistema FCC.

Nas Figuras 5.8 a 5.10 se apresentam 3 das 199 combinações de seis sinais obtidas para os três valores de T_{min} . Essas combinações são obtidas para $p=0,2$, $p=0,5$ e $p=0,8$.

Analisando esses exemplos, percebem-se resultados bem parecidos aos obtidos para o sistema Shell. Um aumento da probabilidade de não chaveamento diminuiu o número

de transições e o aumento do tempo mínimo gerou uma maior diminuição dos chaveamentos para pequenos valores de p , em comparação com os maiores.

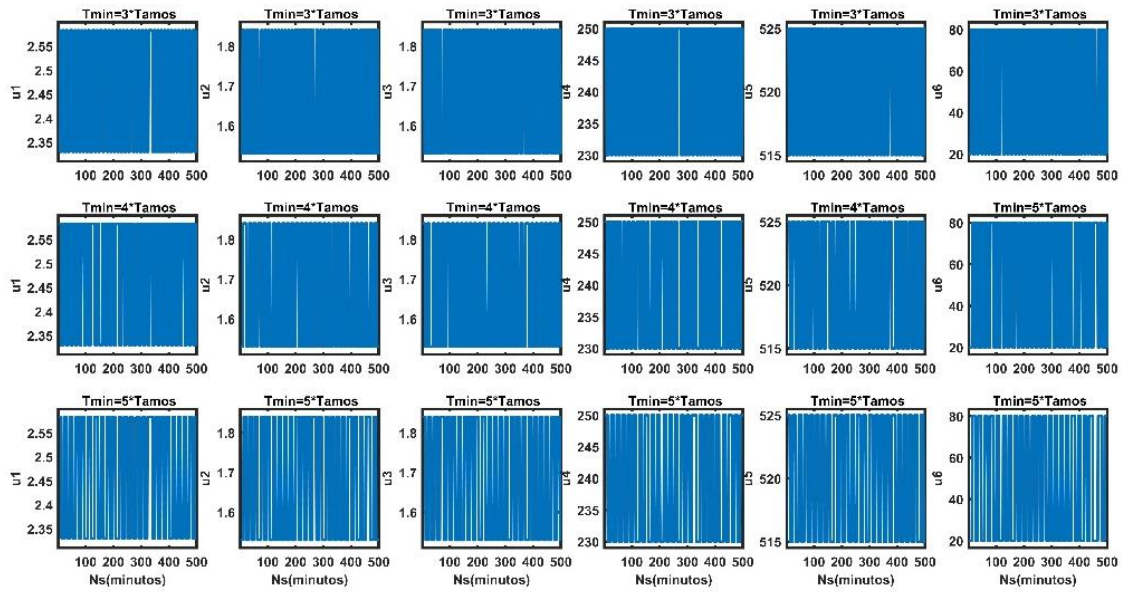


Figura 5.8: Exemplo de 3 combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) de 6 sinais ($u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$) para $p=0,2$.

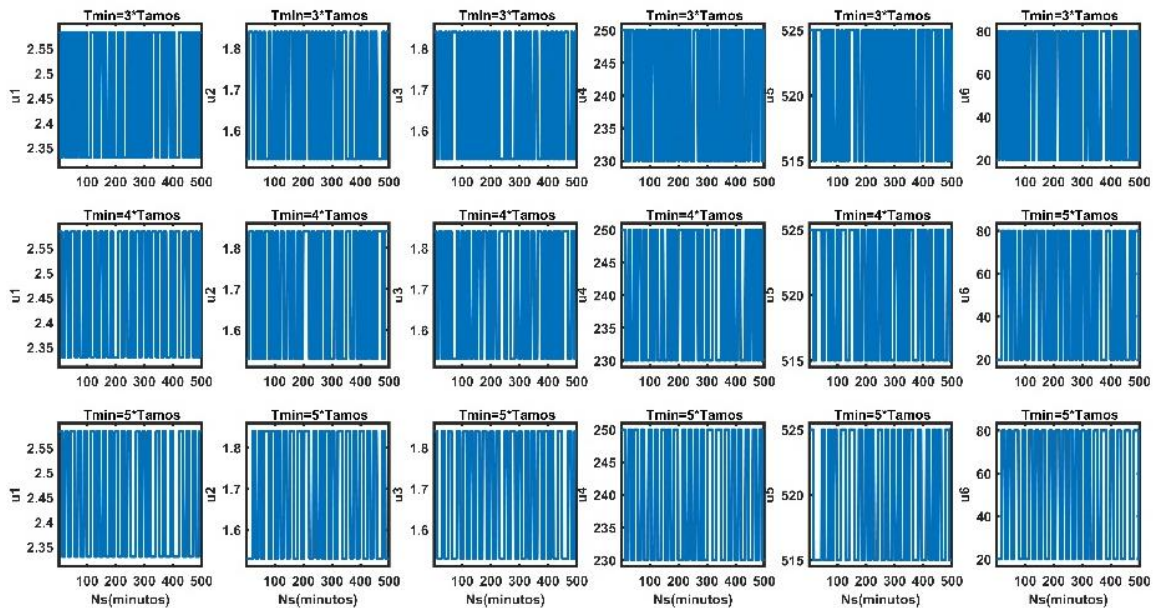


Figura 5.9: Exemplo de 3 combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) de 6 sinais ($u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$) para $p=0,5$.

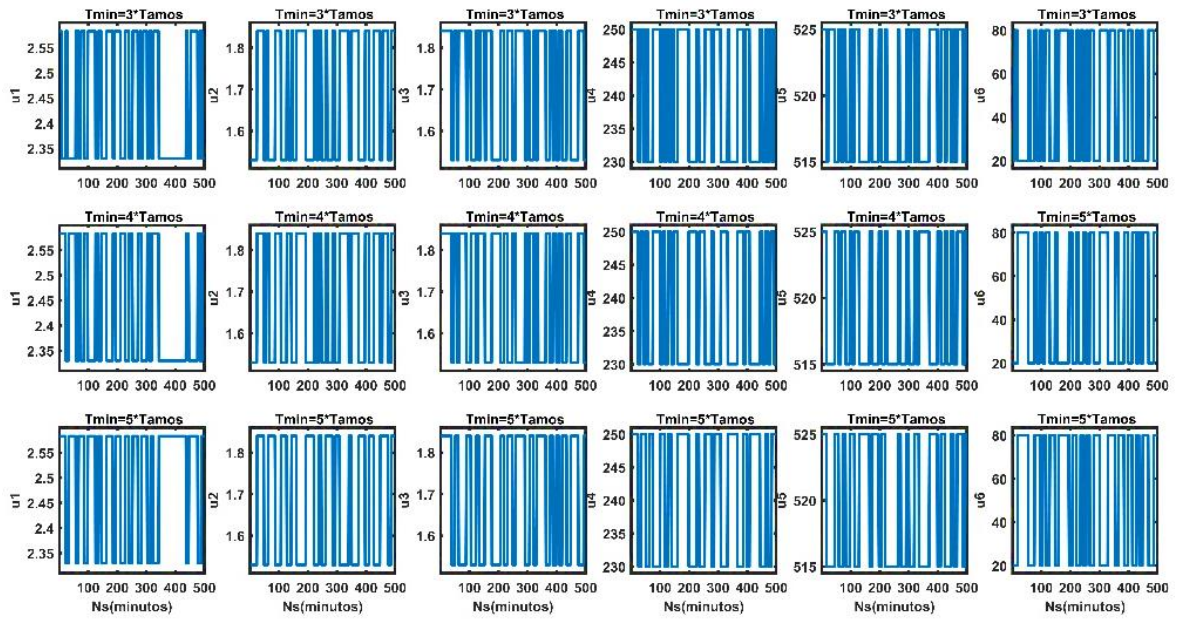


Figura 5.10: Exemplo de 3 combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) de 6 sinais ($u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$) para $p=0,8$.

5.3 Estudo da correlação

Esta seção apresenta os conceitos de correlação cruzada e correlação múltipla, bem como os resultados obtidos ao calcular estes índices para as entradas dos sistemas estudados.

5.3.1 Correlação Cruzada

O coeficiente de correlação de Pearson (PEARSON, 1999), também conhecido como coeficiente de correlação, é a medida mais usada para analisar a dependência entre dois conjuntos de dados, com a característica de ter valores absolutos entre 0 e 1. No domínio do tempo para dois sinais (X, Y), o coeficiente r_{xy} é calculado em diferentes pontos de deslocamento, obtendo-se uma função de correlação cruzada (F_{cc}). A função de correlação cruzada entre dois sinais $x(t)$ e $y(t)$ é definida segundo (AGUIRRE, 2013) como:

$$r_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t + \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)y(i + k) \quad (5.9)$$

O valor r_{xy} indica quão forte é a correlação entre os sinais, mas é preciso conhecer se os sinais estão realmente relacionados ou apenas se eles apresentam essa relação como uma consequência do acaso, porém sua validade depende da probabilidade de afirmar que seu valor é diferente de zero. Do ponto de vista estatístico, um coeficiente de correlação cruzada é significativo (sinais descorrelacionados) a 95% de confiança se os limites da função de correlação cruzada obedecem à seguinte condição:

$$r_{lim} = \frac{\pm 1.96}{\sqrt{2 + N}} \approx \frac{2}{\sqrt{N}} \quad (5.10)$$

5.3.2 Correlação Múltipla

O coeficiente de correlação múltipla R^2 (geralmente, o que é informado e interpretado é R^2) é um parâmetro cujo valor absoluto varia entre 0 e 1. Quanto mais próximo da unidade, maior o grau de associatividade entre as variáveis e, à medida que se aproxima de zero, a relação tende a desaparecer. Se houver três variáveis, haverá três correlações simples (r_{12} , r_{13} , r_{23}) entre elas, que representam a relação linear que há entre essas variáveis, duas a duas, sem considerar a possível influência da terceira. Neste caso, é possível saber o valor de correlação múltipla pela seguinte expressão:

$$R_{1,23} = \sqrt{\frac{r_{12}^2 + r_{13}^2 - 2r_{12}r_{13}r_{23}}{1 - r_{23}^2}} \quad (5.11)$$

Existe uma relação entre o coeficiente de correlação múltipla e os diferentes coeficientes de correlação parcial, que pode facilitar seu cálculo:

$$1 - R_{1,23}^2 = (1 - r_{12}^2)(1 - r_{13,2}^2) \quad (5.12)$$

onde:

$$r_{13,2} = \frac{r_{13} - r_{12}r_{23}}{\sqrt{(1 - r_{12}^2)(1 - r_{23}^2)}} \quad (5.13)$$

De forma geral:

$$1 - R_{1,23\dots k}^2 = (1 - r_{12}^2)(1 - r_{13,2}^2)(1 - r_{1k,23\dots(k-1)}^2) \quad (5.14)$$

onde:

$$r_{12,34\dots k} = \frac{r_{12,34\dots(k-1)} - r_{1k,34\dots(k-1)}r_{2k,34\dots(k-1)}}{\sqrt{(1 - r_{1k,34\dots(k-1)}^2)(1 - r_{2k,34\dots(k-1)}^2)}} \quad (5.15)$$

5.3.3 Análise dos resultados

Para analisar o fator de correlação múltipla, é preciso conhecer os valores das diferentes correlações intermediárias (simples) e as dos resíduos. Em um sistema de três sinais, a correlação parcial entre dois sinais $r_{12,3}$ é a correlação linear entre as variáveis 1 e 2, mantendo-se constante a variável 3. Porém, uma estimativa $r_{12,3}$ pode ser obtida mediante o desvio ou resíduo e_{13} e o desvio e_{23} . Neste trabalho, primeiro são encontradas as correlações intermediárias das combinações dos sinais para cada sistema, sendo 3 do *Shell HOF* e 15 do FCC. O comando *crosscorr(x,y,Lags)* do MATLAB® permite calcular os valores de correlação cruzada para dois conjuntos de dados (dependendo da quantidade de atrasos especificados. Neste trabalho utilizaram-se: 60 para o sistema Shell e 120 para o FCC, garantindo um tempo maior que os tempos

mortos das dinâmicas dos sistemas). A relação entre os conjuntos de correlações parciais e múltipla para uma combinação de sinais é apresentada na Figura 5.11.

$$\text{Combinação } x (Tmin = z)(p = y) \left\{ \begin{array}{l} u1 \left\{ \begin{array}{l} r12 \\ r13 \\ \cdot \\ r1n \end{array} \right\} \\ u2 \left\{ \begin{array}{l} r23 \\ r24 \\ \cdot \\ r2n \end{array} \right\} \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n \{ r_{(n-1)n} \} \end{array} \right\} R^2$$

Figura 5.11: Conjuntos de correlações parciais e múltipla para uma combinação de sinais.

a. Correlação cruzada para o sistema Shell HOF

Ao estudar o sistema *Shell HOF*, para cada um dos 199 conjuntos de sinais gerados (Subseção 5.2.1), são obtidas 3 combinações (u_1-u_2 , u_2-u_3 , u_3-u_1). A correlação cruzada de cada combinação (r_{12} , r_{23} , r_{31}), teve como resultado um vetor de 121 valores entre -1 e 1, porém nos gráficos os resultados são apresentados com valores absolutos entre 0 e 1. De cada vetor são escolhidos o maior, o menor e o valor médio para todos os conjuntos de sinais, possibilitando a criação dos gráficos descritos a seguir.

Na Figura 5.12 se observa como os valores mínimos da correlação cruzada entre as diferentes combinações dos sinais de entrada, se encontram bem abaixo do limite (r_{lim}) para todos os valores de p e para os três conjuntos de sinais, gerados a partir de diferentes valores de $Tmin$. Nesta figura não é possível apreciar nenhuma influência do aumento de p nem de $Tmin$ sobre os valores da correlação cruzada, não ocorrendo o mesmo para os valores médios, Figura 5.13. Para os três casos de estudo da Figura 5.13 (a), (b), (c) os valores médios de correlação cruzada não ultrapassam o limite na maioria do intervalo, mas sim para valores baixos e altos de p .

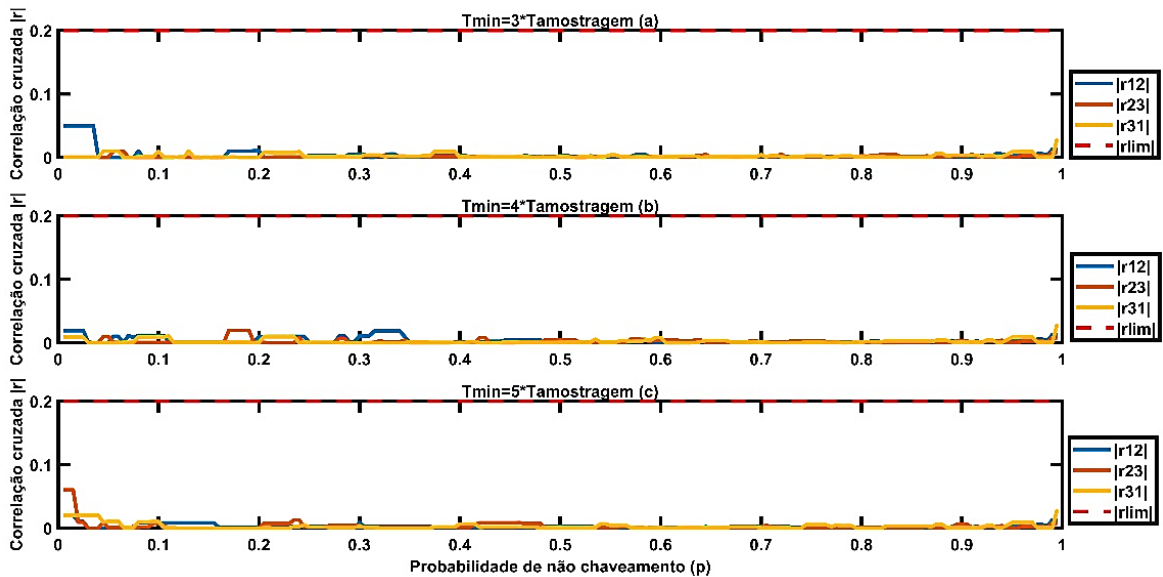


Figura 5.12: Valores absolutos mínimos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema Shell.

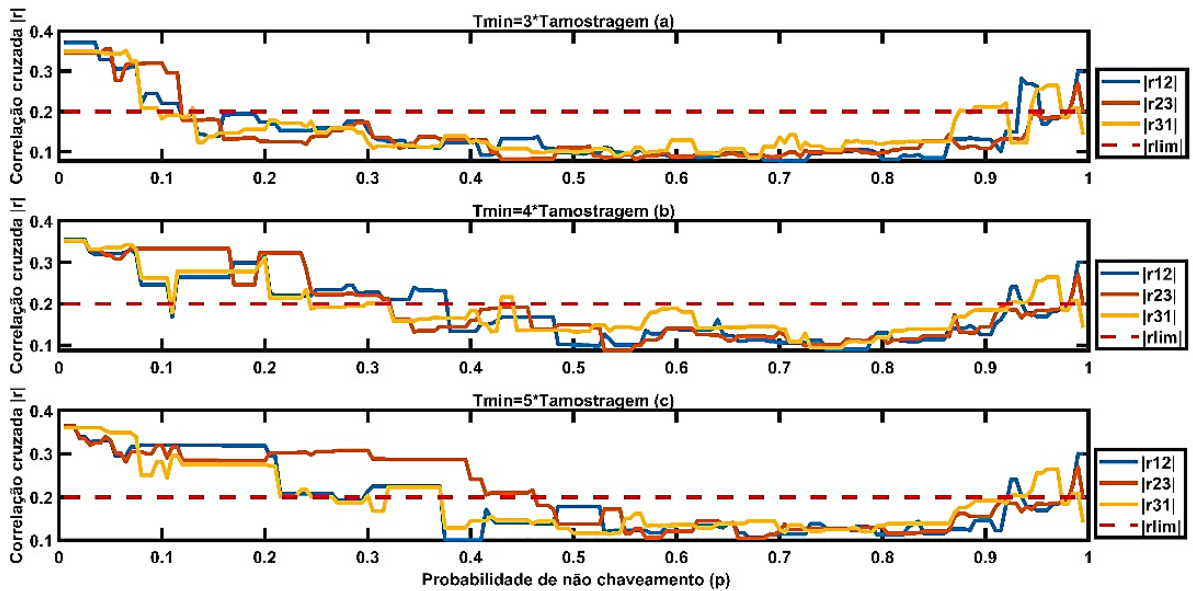


Figura 5.13: Valores absolutos médios da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema Shell.

No caso do estudo (a), o intervalo aproximado em que as três correlações se mantêm abaixo do limite encontra-se para $0,13 < p < 0,93$, já para o caso do estudo (b) este intervalo diminui para $0,38 < p < 0,93$ e para o estudo (c) diminui para $0,48 < p < 0,93$. Analisando estes intervalos, nota-se que o aumento de T_{min} foi a causa da diminuição, mas só influenciou para os valores pequenos de p , pois os três intervalos terminam aproximadamente em $p=0,93$. Para $p > 0,93$ percebe-se que os valores da correlação são bem parecidos nos três casos (a, b, c). Isso acontece porque como vimos na Figura 5.6, o aumento de T_{min} para valores altos de p não influenciou na quantidade de chaveamentos, e como foi utilizada a mesma semente, os sinais obtidos são bem parecidos e seus valores de correlação têm certa similitude. Um fato interessante é que nos três casos os

valores da correlação começam altos e vão diminuindo (à medida que aumenta p) até um ponto aproximado de inflexão ($p \approx 0,5$ (a), $p \approx 0,75$ (b), $p \approx 0,8$ (c)) e logo aumentam até o final do intervalo. Visualmente obtidos como melhor intervalo para cada caso, podemos selecionar:

- $0,5 < p < 0,7$, para $T_{min} = 3 * T_{amos}$
- $0,7 < p < 0,85$, para $T_{min} = 4 * T_{amos}$
- $0,6 < p < 0,8$, para $T_{min} = 5 * T_{amos}$

Os resultados obtidos para os valores máximos (Figura 5.14) são bem similares aos da Figura 5.13, pois para valores pequenos de p ($p < 0,1$) a correlação é alta, e à medida que p aumenta até determinado valor ($p \approx 0,53$ (a), $p \approx 0,7$ (b), $p \approx 0,75$ (c)), a correlação diminui, logo após desse valor a correlação aumenta até o final do intervalo. Além disso, verifica-se que para todos os valores de p , os valores máximos de correlação ultrapassam o limite de correlação.

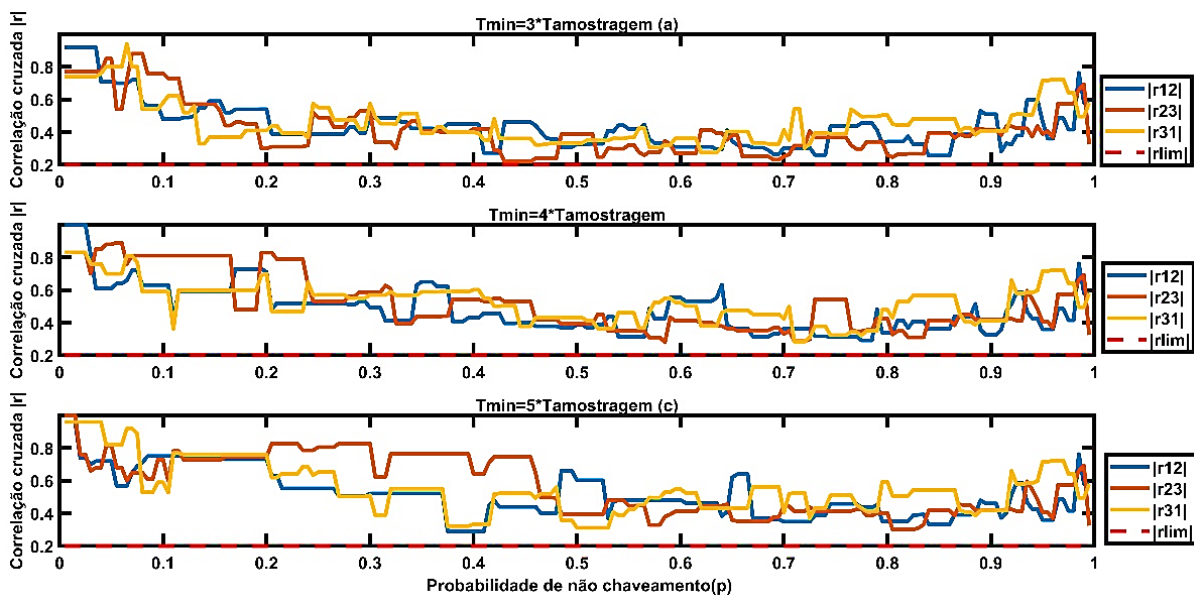


Figura 5.14: Valores absolutos máximos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min} = 3 * T_{amos}$, $T_{min} = 4 * T_{amos}$, $T_{min} = 5 * T_{amos}$) do sistema Shell.

Ao comparar os valores das 3 combinações (r_{12} , r_{23} , r_{31}) para cada valor de T_{min} , é possível apreciar um aumento da correlação à medida que aumenta T_{min} , indicando uma certa dependência. Visualmente obtidos como melhor intervalo para cada caso, pode-se selecionar:

- $0,4 < p < 0,7$, para $T_{min} = 3 * T_{amos}$
- $0,5 < p < 0,7$, para $T_{min} = 4 * T_{amos}$
- $0,6 < p < 0,8$, para $T_{min} = 5 * T_{amos}$

b. Correlação cruzada para o sistema FCC

Para o estudo do sistema FCC são geradas 15 combinações entre as 6 entradas do sistema para os 199 conjuntos de sinais (Subseção 5.2.2), onde cada conjunto foi obtido ao aumentar p em 0,005 desde $p=0,005$ até $p=0,995$. As Figuras 5.15 a 5.17 exibem os valores das correlações cruzadas mínimos, médios e máximos, respectivamente, das 15 combinações de sinais, criadas a partir das 6 entradas do sistema FCC. Como no sistema anterior, os valores mínimos na Figura 5.15 não ultrapassam o limite da correlação para todos os valores de p , mas é possível notar um leve incremento dos valores nos extremos do intervalo de p , esta última característica também ocorre nas demais figuras. No caso dos valores médios (Figura 5.16), as correlações se mantêm levemente acima do limite na maioria do intervalo, e os melhores valores de correlação são obtidos em torno dos intervalos $0,4 < p < 0,9$ para $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$ (a), $0,6 < p < 0,9$ para $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$ (b) e $0,7 < p < 0,9$ para $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$ (c). O aumento de T_{min} gerou um leve aumento nos valores de correlação, e como no sistema anterior, a correlação começa máxima e vai diminuindo até um valor e logo passa a aumentar até o final do intervalo. Visualmente obtidos como melhor intervalo para cada caso, pode-se selecionar:

- $0.60 < p < 0.9$, para $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$
- $0.65 < p < 0.9$, para $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$
- $0.80 < p < 0.9$, para $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$

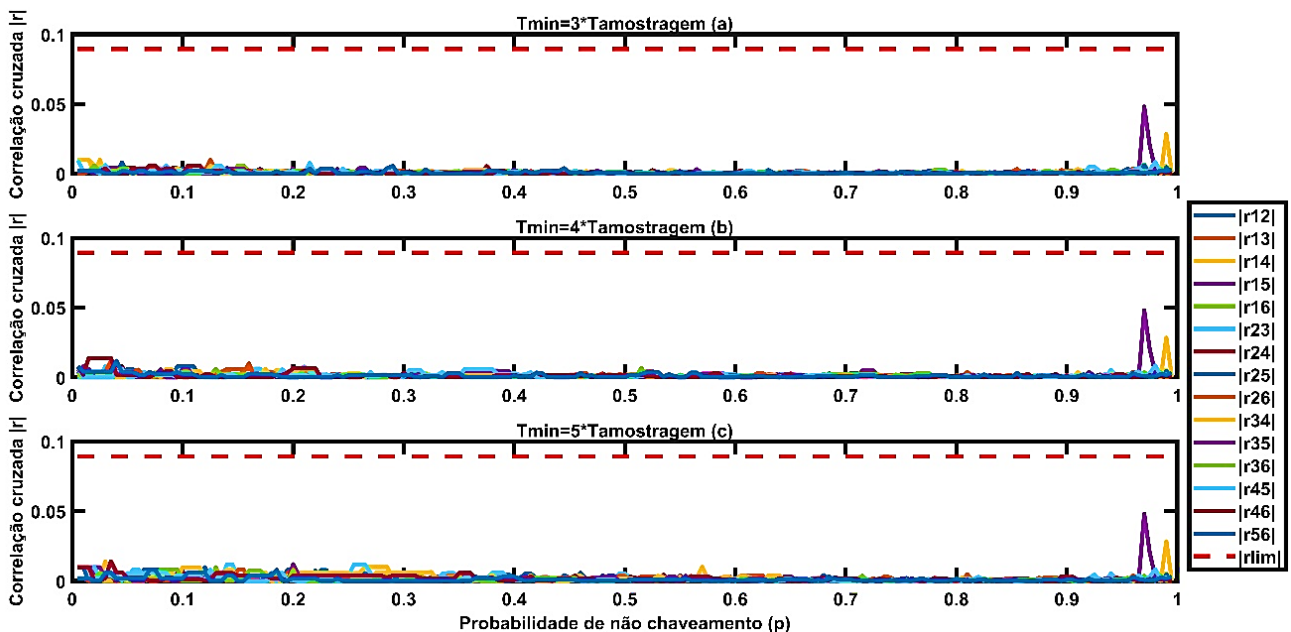


Figura 5.15: Valores absolutos mínimos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.

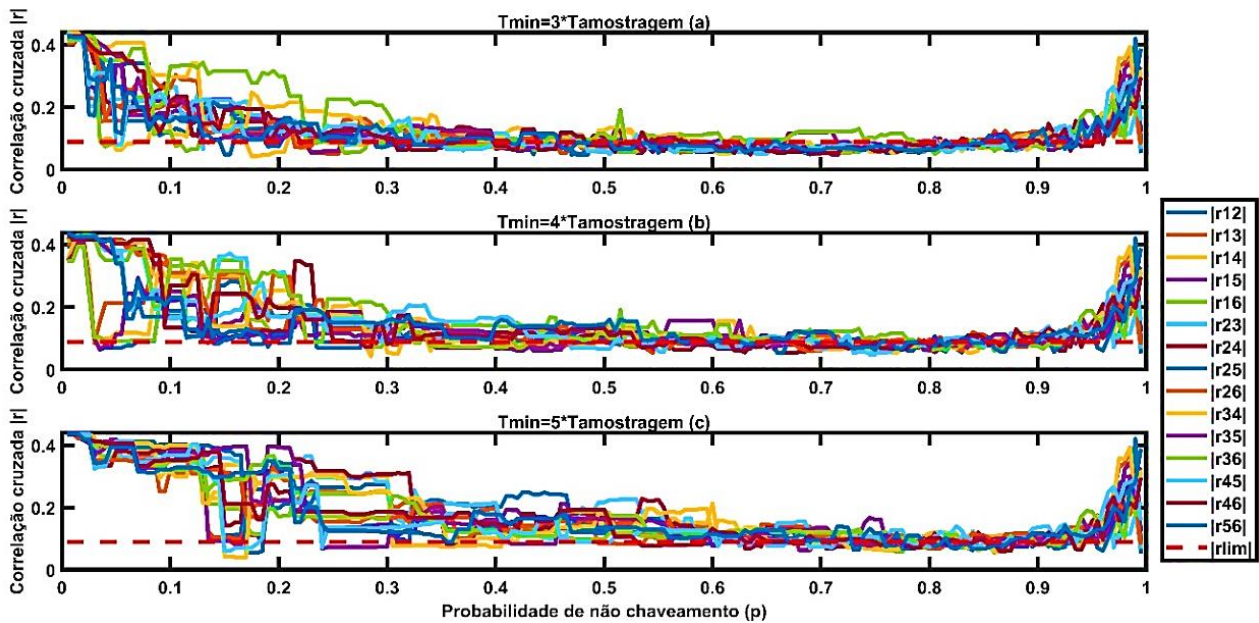


Figura 5.16: Valores absolutos médios da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.

A Figura 5.17 mostra os valores máximos obtidos para os diferentes valores de T_{min} , em função de p . Nesta figura nota-se que todos os valores da correlação ultrapassam o limite da correlação. Similar aos resultados obtidos para os valores médios, os valores da correlação são maiores nos extremos do intervalo de p e aumentam levemente com o aumento de T_{min} . Visualmente escolhem-se como melhores intervalos:

- $0,5 < p < 0,8$, para $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$
- $0,7 < p < 0,85$, para $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$
- $0,75 < p < 0,85$, para $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$

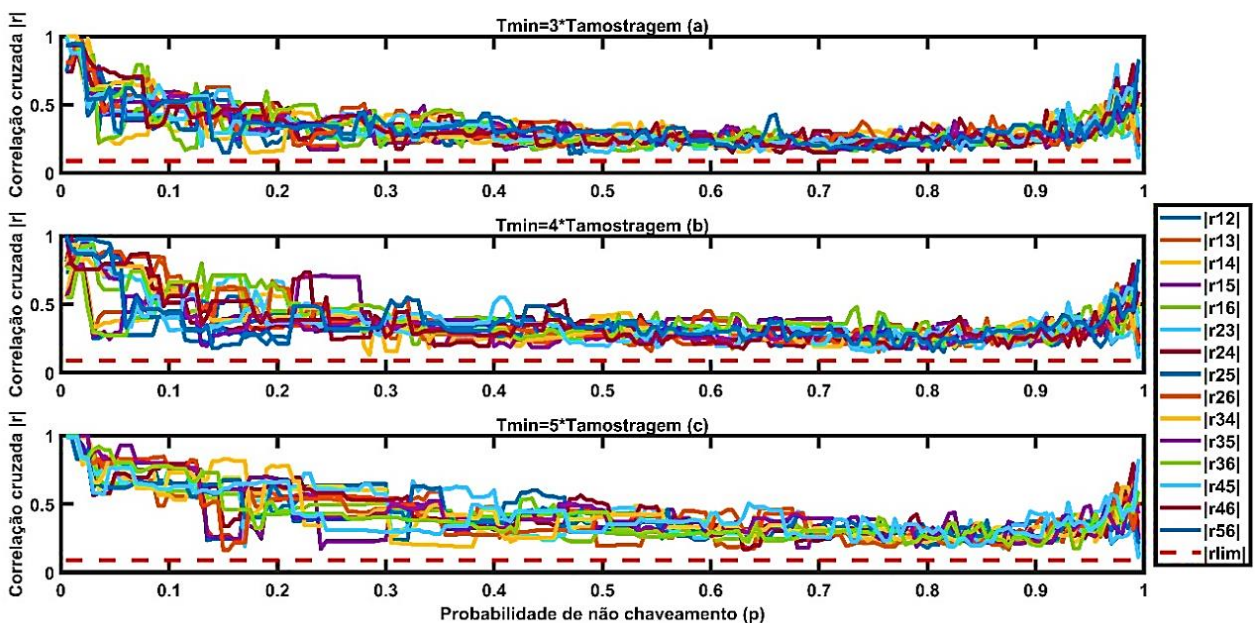


Figura 5.17: Valores absolutos máximos da correlação cruzada para as três combinações ($T_{min}=3 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$, $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$) do sistema FCC.

c. Correlação Múltipla

Ao calcular a correlação múltipla entre 3 sinais (*Shell HOF*) ou 6 sinais (*FCC*), é obtido um vetor de R^2 para cada um dos 199 conjuntos de sinais gerados para cada *benchmark*. Tomando o valor médio de cada vetor, foi possível gerar os gráficos das Figuras 5.18 e 5.19, que apresentam os resultados para os 3 estudos realizados para cada sistema. Os resultados apresentados mostram como a correlação múltipla apresenta valores máximos para valores mínimos de p , e vão diminuindo à medida que aumenta p (até $p \approx 0,7$) e logo começam a aumentar moderadamente até o final do intervalo. Para os dois sistemas, o aumento de T_{min} provocou um aumento de R^2 , demonstrando ter certa dependência. Os melhores valores de correlação múltipla são obtidos no intervalo de $0,6 < p < 0,9$ aproximadamente. Para os dois sistemas os melhores valores resultados são obtidos para $T_{min} = 3 * T_{amos}$.

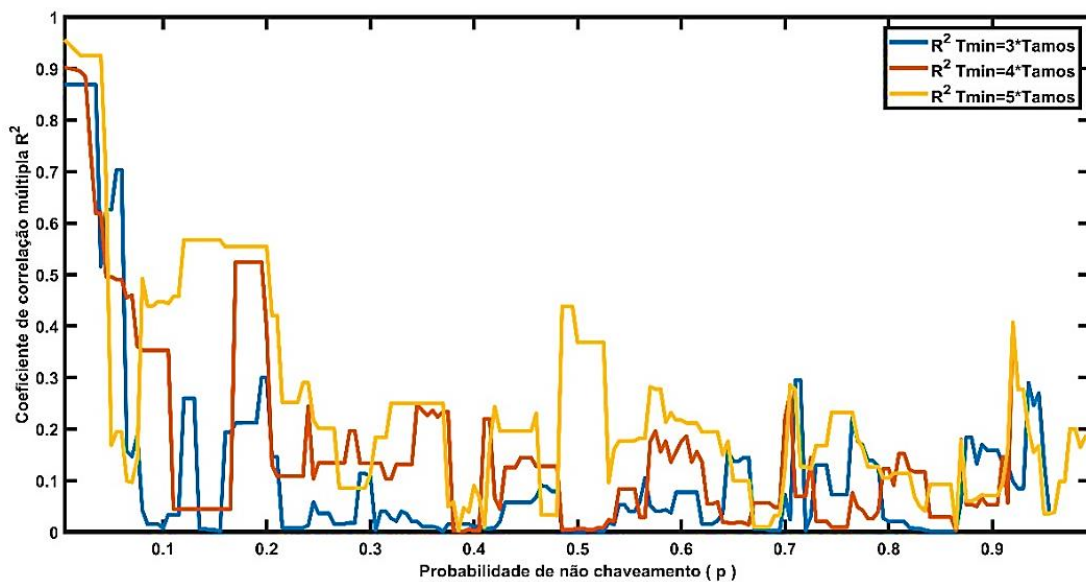


Figura 5.18: Média dos valores da correlação múltipla para o Shell HOF.

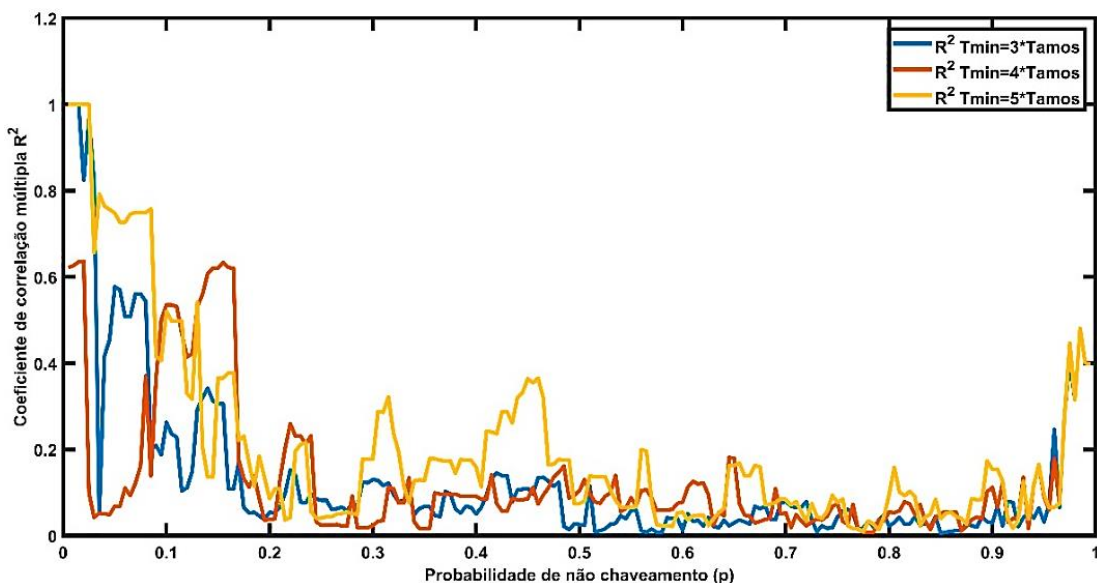


Figura 5.19: Média dos valores da correlação múltipla para o FCC HOF.

5.4 Conclusões

Este capítulo aborda um estudo das correlações entre os sinais de excitação de dois benchmarks industriais, uma unidade 3x7 HOF e uma unidade 6x7 FCC. O efeito de aumentar a probabilidade de não chaveamento, bem como o tempo mínimo de chaveamento em sinais GBN gerados para identificar os sistemas de estudo, provocou um aumento da correlação cruzada e da correlação múltipla entre os sinais de entrada. Resultou interessante a exibição gráfica de um conjunto de valores de probabilidades de não chaveamento, que permitem gerar sinais de excitação com valores razoáveis de correlação e que possibilitam atribuir a uma entrada um efeito observado em alguma saída pelo método de identificação usado.

Foi possível apreciar como os valores de correlação cruzada máximo são obtidos para os valores máximos e mínimos de p , que um aumento de p levou a uma diminuição do número de transições nos sinais gerados e o aumento do T_{min} gerou uma maior diminuição dos chaveamentos nos sinais para pequenos valores de p , em comparação com os maiores. Partindo dos resultados obtidos recomendasse utilizar um tempo mínimo de não chaveamento de três vezes o tempo de amostragem e um valor de probabilidade de não chaveamento no intervalo de entre $0,6 < p < 0,8$ no projeto de sinais GBN para a identificação de sistemas de múltiplas entradas.

6 Estudo dos índices de desempenho e identificação de sistemas

O Capítulo 4 discute um conjunto de índices que permitem comparar o desempenho entre sinais de excitação usados na identificação de sistemas. Alguns desses índices se selecionam para fazer um estudo do seu comportamento, ao variar diferentes parâmetros de sinais GBN, gerados para identificar dois sistemas multivariáveis. A descrição desses sistemas, bem como a geração dos sinais, é vista no Capítulo 5.

Neste capítulo, além de estudar o comportamento dos índices, os dois sistemas se excitam com os sinais gerados. Uma vez concluídas as simulações, são feitas as respectivas identificações e a validação dos modelos obtidos, mediante o índice de ajuste de erro quadrático médio de aproximação (RMSEA), também conhecido como índice FIT.

6.1 Estudo dos índices de desempenho

Neste estudo se analisam três medidas de desempenho de sinais de excitação usados na identificação de sistemas: PIPS (Subseção 4.2.1), PIPSE (Subseção 4.2.2) e EMINE (Subseção 4.2.3). Os conjuntos de sinais estudados são obtidos variando a probabilidade de não chaveamento de $p=0,005$ até $p=0,995$ e variando o tempo mínimo de não chaveamento, como foi apresentado na Seção 5.2:

- Para o sistema Shell (Subseção 5.1.1) são obtidos três conjuntos (Subseção 5.2.1):
 1. Conjunto para $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$
 2. Conjunto para $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$
 3. Conjunto para $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$
- Para o sistema FCC (Subseção 5.1.2) são obtidos três conjuntos (Subseção 5.2.2):
 1. Conjunto para $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$
 2. Conjunto para $T_{min}=4 \cdot T_{amos}$
 3. Conjunto para $T_{min}=5 \cdot T_{amos}$

6.1.1 PIPS

As Figuras 6.1 e 6.2 s mostram os respectivos valores do índice PIPS dos sinais obtidos para os diferentes valores de p , nos três conjuntos de sinais (obtidos pela variação de

T_{min}) e nos respectivos sistemas de estudo. Nas duas figuras prevalecem valores aproximados de 100% na maioria dos intervalos de p , para os três valores de T_{min} usados e segundo o apresentado no Capítulo 4, que um PIPS de 100% pode ser alcançado por sinais binários com uma distribuição de amplitude uniforme entre os níveis máximo e mínimo. Confirma-se que o aumento da probabilidade de não chaveamento diminui a uniformidade entre os níveis máximo e mínimo dos sinais gerados.

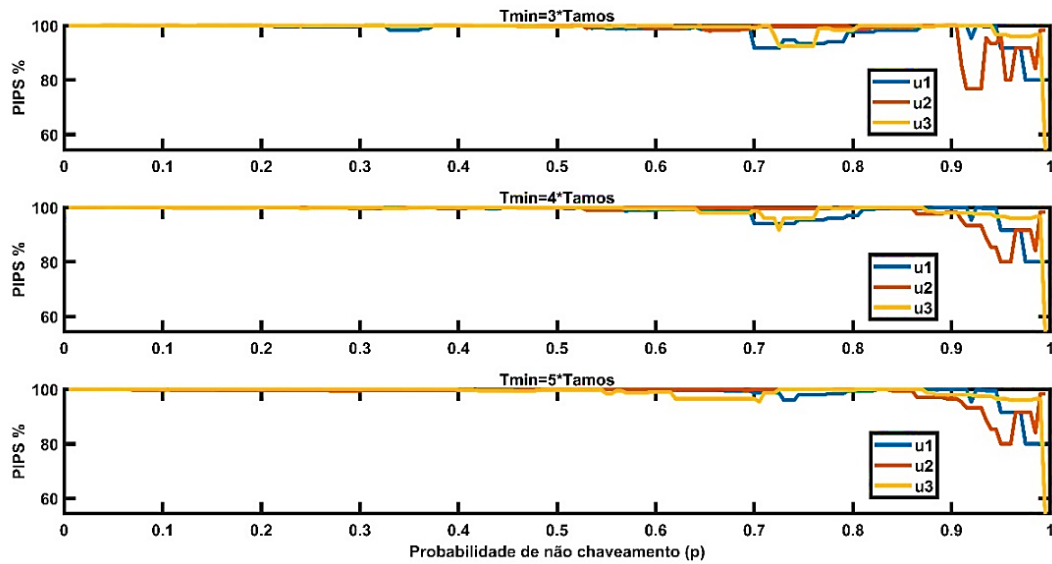


Figura 6.1: Valores do índice PIPS (%) em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.

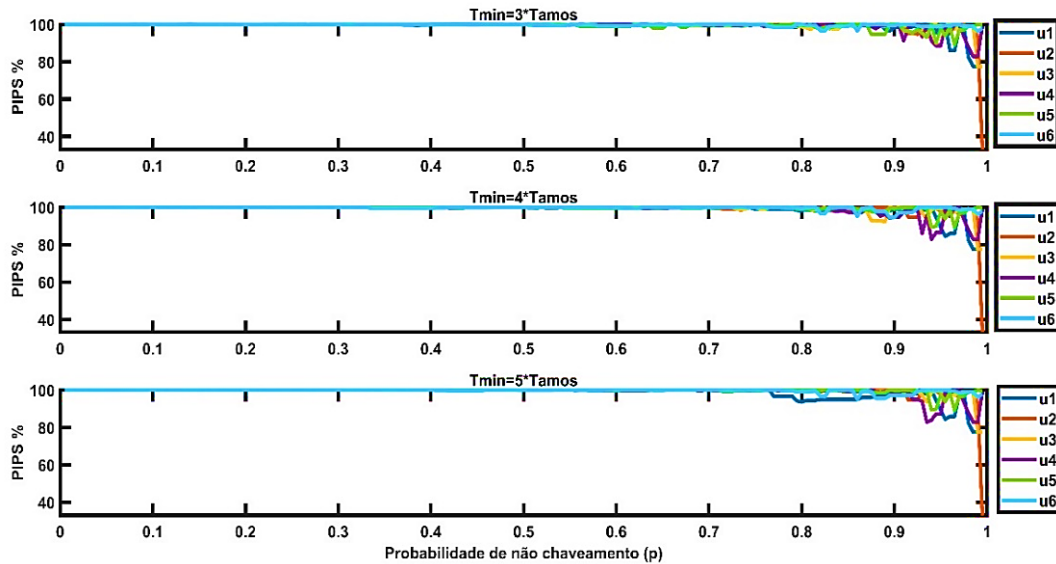


Figura 6.2: Valores do índice PIPS (%) em função de p para os sinais do sistema FCC HOF.

No caso do sistema Shell HOF, vê-se como as diminuições perceptíveis do PIPS começam a partir de $p \approx 0,7$ e se fazem mais visíveis para $p > 0,9$. No sistema FCC HOF ocorre de modo similar, os valores do PIPS se mantêm próximos ao máximo (PIPS $\approx 100\%$) e para valores de $p > 0,8$ começam a diminuir, piorando para $p > 0,9$. Desta análise, deduz-se que o aumento da probabilidade de não chaveamento influi na diminuição do índice PIPS, não acontecendo assim com o aumento de T_{min} .

6.1.2 PIPSE

Para a análise do índice PIPSE, foi obtido seu valor maximizado para cada sinal analisado. O índice PIPSE é maximizado quando os harmônicos especificados contêm a maior proporção da potência do sinal, ou seja, quando é utilizado $R = \frac{N_s-2}{2}$ na Equação (4.20) (para sinais de comprimento par) ou $R = \frac{N_s-1}{2}$ (para sinais de comprimento ímpar).

As Figuras 6.3 e 6.4 apresentam os resultados obtidos ao calcular o índice PIPSE para os diferentes sinais gerados dos sistemas estudados. Os valores obtidos de PIPSE são bem similares aos obtidos para o índice PIPS, sendo visível uma redução de aproximadamente de 5% no caso do sistema Shell e de 1% no sistema FCC.

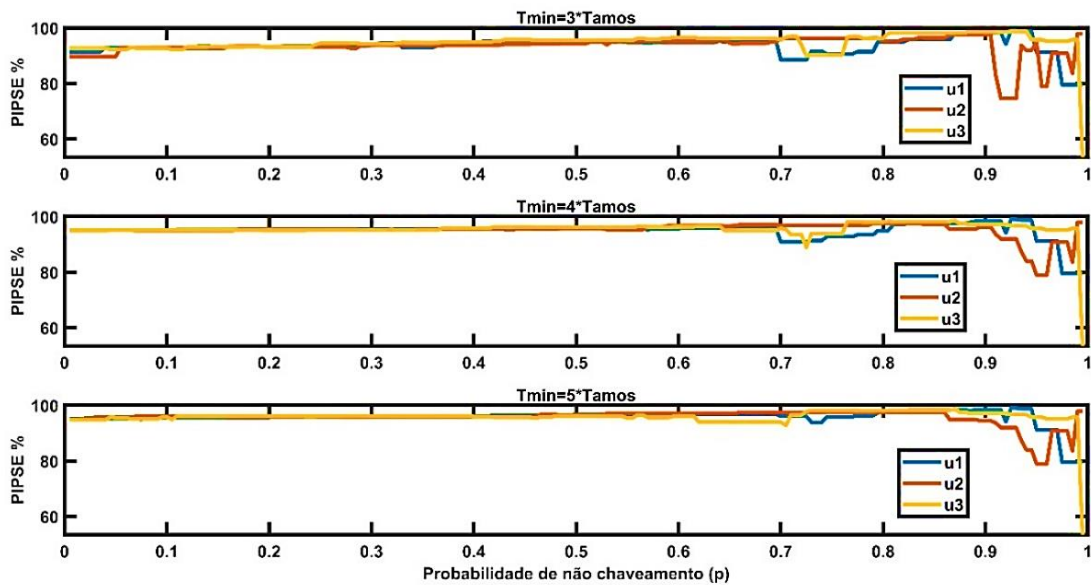


Figura 6.3: Valores do índice PIPSE (%) em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.

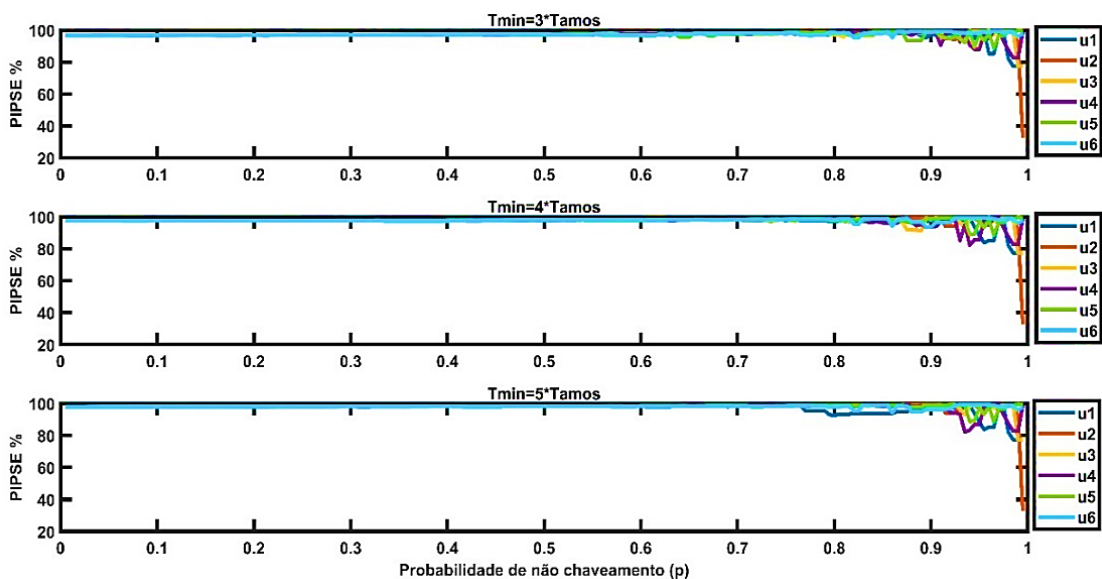


Figura 6.4: Valores do índice PIPSE (%) em função de p para os sinais do sistema FCC HOF.

Similar ao ocorrido com o aumento de p e $Tmin$ para o índice PIPS, acontece o mesmo com o índice PIPSE. Na Figura 6.3 (sistema Shell HOF) nota-se como as diminuições perceptíveis do PIPSE começam a partir de $p \approx 0,7$ e ficam mais acentuadas para $p > 0,9$ e na Figura 6.4 percebe-se como os valores do PIPSE se mantêm na faixa de 99% e para valores de $p > 0,8$ passam a diminuir, piorando para $p > 0,9$. Destes gráficos conclui-se também que o aumento de $Tmin$ não influenciou fortemente na variação do índice PIPSE.

6.1.3 EMINE

Diferente do que ocorre com os índices PIPS e PIPSE, os valores obtidos para o índice EMINE são bem reduzidos. Esta redução é resultado do espectro do sinal ter alguns valores nulos para alguns harmônicos especificados com amplitude não nula. Nas Figuras 6.5 e 6.6 exibem-se os valores do índice EMINE para cada sinal dos sistemas em estudo, em função da variação da probabilidade de não chaveamento p . A Figura 6.5 indica como o aumento de p causa variações nos valores de EMINE, mas não se observa certa uniformidade. Resultou interessante que para os três sinais (u_1, u_2, u_3), os piores valores de EMINE são obtidos para o intervalo de $p > 0,9$ aproximadamente. Por outro lado, o aumento de $Tmin$ alterou os resultados obtidos, pois para os três sinais o aumento de $Tmin$ provocou uma leve diminuição do índice analisado.

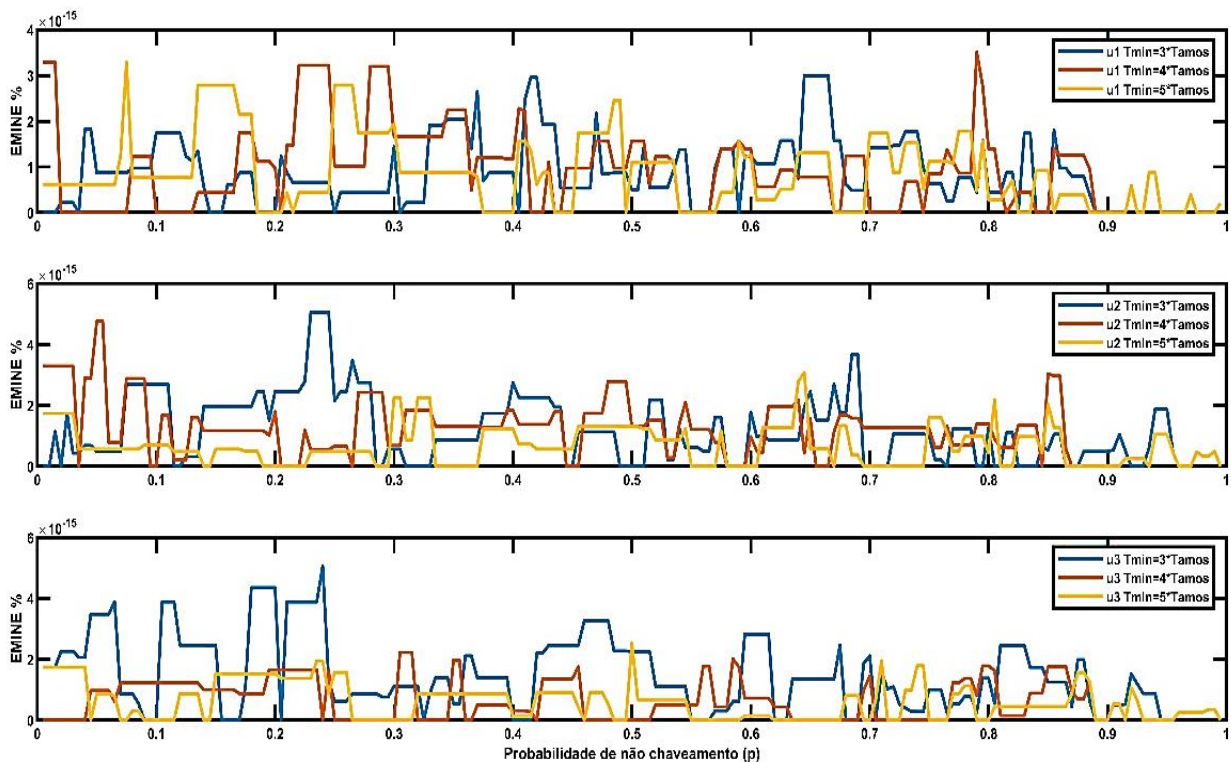


Figura 6.5: Valores do índice EMINE (%) em função de p para os sinais do sistema Shell HOF.

Para o sistema FCC (Figura 6.6) obtiveram-se resultados similares aos do sistema Shell. Para os sinais gerados, os valores do índice EMINE são bem baixos e pioram pa-

ra valores de p maiores que 0,9. O aumento de p não gerou uma variação uniforme dos valores de EMINE, não sendo assim para o aumento de $Tmin$, que provocou uma redução dos resultados obtidos na maioria dos intervalos de p para os seis sinais gerados.

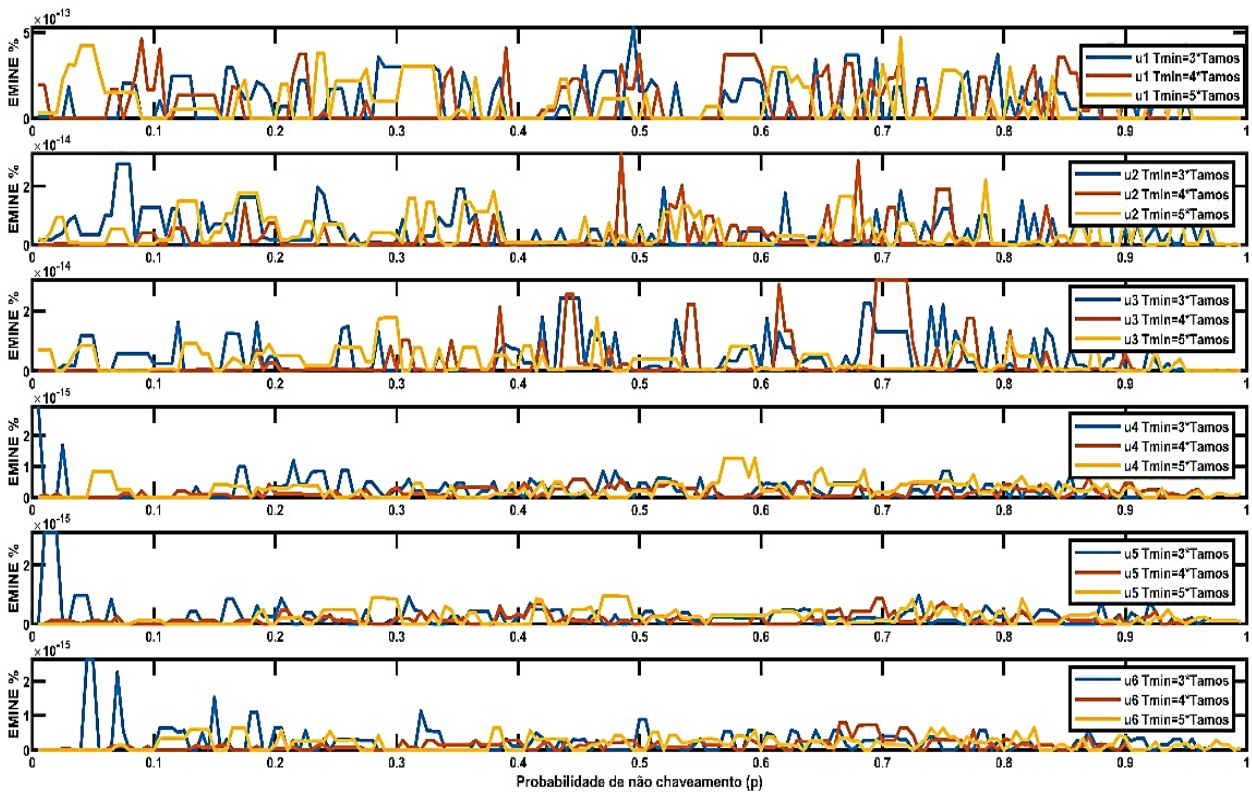


Figura 6.6: Valores do índice EMINE (%) em função de p para os sinais do sistema FCC HOF.

6.2 Identificação

No Capítulo 5 concluiu-se que os piores valores de correlação cruzada e correlação múltipla são obtidos nos extremos do intervalo da probabilidade de não chaveamento e na Seção 6.1 concluiu-se que os piores resultados são obtidos para $p > 0,9$, mas foi escolhido um intervalo de $0,2 < p < 0,8$, especificamente $p = (0,2, 0,3, 0,4, 0,5, 0,6, 0,7, 0,8)$ para a análise do comportamento deste índice. Os sinais obtidos para estes valores de p (para os três valores de $Tmin$ citados na Seção 6.1) são usados para excitar os dois sistemas em estudo. Uma vez feitas as respectivas simulações, são identificados esses sistemas, obtendo-se os respectivos valores do índice FIT (%) para cada identificação.

Os dois sistemas em estudo possuem sete saídas, as quais são identificadas uma a uma utilizando uma estrutura ARMAX (*auto-regressive moving average with exogenous inputs model*, modelo auto-regressivo com média móvel e entradas exógenas) (Åström and Torsten, 1965), descrita na Equação (6.1):

$$[1 - a_1 q^{-1} + \dots - a_{n_a} q^{-n_a}]y(k) = [b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b}]u(k) + [1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c}]e(k) \quad (6.1)$$

Ou na forma compacta:

$$y(k) = \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{C(q)}{A(q)}e(k) \quad (6.2)$$

Segundo os resultados vistos na Figura 6.7, é apreciável como o aumento de p e de $Tmin$ geraram variações nos valores do FIT ao identificar as saídas do sistema Shell HOF. Para os três valores de $Tmin$ usados, os melhores valores de FIT para as sete saídas são obtidos aproximadamente para valores de $0,6 < p < 0,8$. Ao analisar os valores mínimos obtidos, vê-se como o aumento de $Tmin$ gerou os piores valores do FIT.

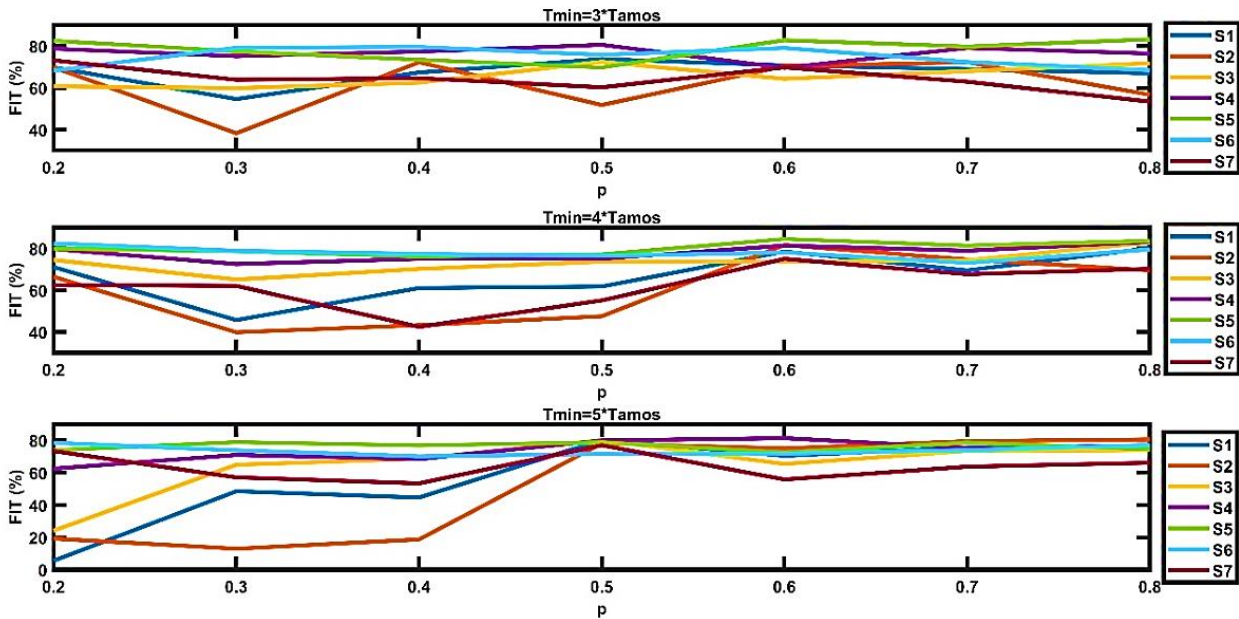


Figura 6.7: Valores do FIT obtidos na identificação das 7 saídas do sistema Shell HOF em função de p .

Diferentemente dos resultados obtidos para o sistema Shell, os valores do FIT para o sistema FCC (Figura 6.8) apresentam certa uniformidade à variação de p . Para este sistema, o aumento de $Tmin$ gerou resultados levemente inferiores, diferente do que ocorreu com o sistema Shell, no qual foi perceptível a diminuição.

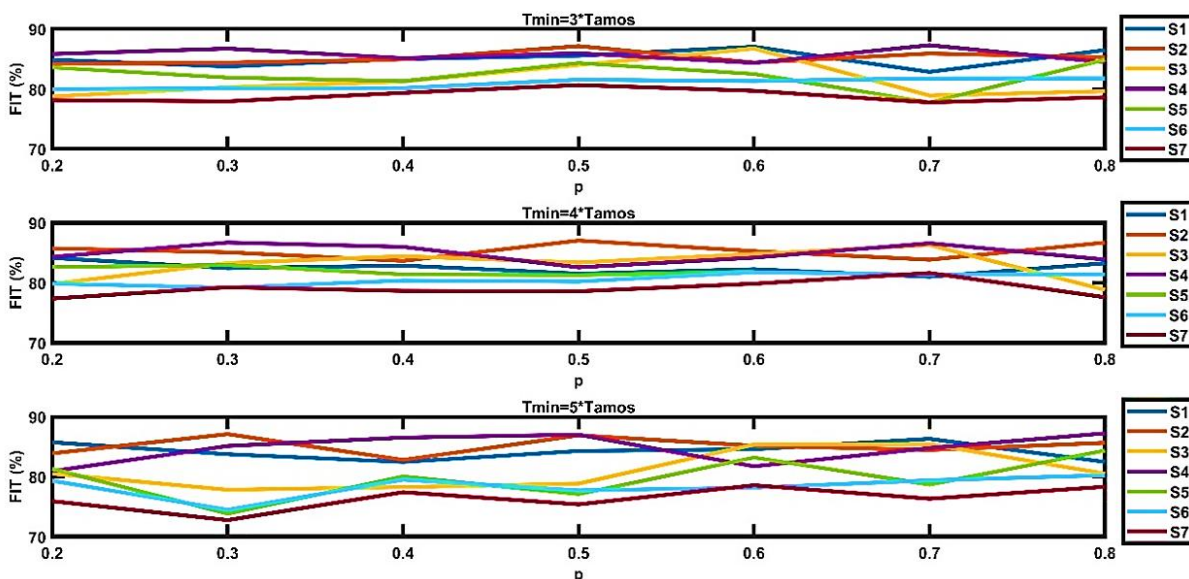


Figura 6.8: Valores do FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema FCC HOF em função de p .

6.3 Conclusões

Neste capítulo é analisado o comportamento dos índices PIPS, PISE e EMINE ao aumentar a probabilidade de não chaveamento p e o tempo mínimo de chaveamento T_{min} ao gerar sinais GBN para identificar os dois sistemas em estudo. Além disso, são excitados os dois sistemas em estudo, utilizando sinais geradas partindo de diferentes valores de probabilidade de não chaveamento. Realizadas as simulações, são feitas as respectivas identificações e analisados os valores obtidos do FIT.

Baseado no comportamento dos índices PIPS e PIPSE dos sinais projetados para os dois sistemas de estudo, são comprovadas as boas características dos espectros de potência dos sinais GBN. Ao analisar o índice EMINE percebe-se que os valores obtidos são praticamente nulos, e não apresentam grandes mudanças ante aumento do tempo mínimo de chaveamento e a probabilidade de não chaveamento. Para cálculo de este índice foi escolhido um espectro máximo, sendo pouco compatível com o espectro dos sinais GBN, o que permite obter valores quase nulos. Para obter valores maiores é preciso minimizar o espectro nas baixas frequências, ficando mais compatível para este tipo de sinal.

Ao identificar os sistemas de estudo com diferentes sinais obtidos para cada valor de probabilidade de não chaveamento e os três casos de tempo mínimo de chaveamento, os melhores resultados do FIT são obtidos aproximadamente para os valores da probabilidade de não chaveamento no intervalo $(0,6 < p < 0,8)$ e um tempo mínimo de chaveamento de três vezes o tempo de amostragem, pelo que se recomenda seu uso na identificação de sistemas similares aos estudados.

7 Identificação dos benchmarks industriais Shell HOF e FCC

HOF

Este capítulo apresenta o procedimento para identificar dois benchmarks industriais, desde o projeto do experimento até a validação dos modelos obtidos. Para a geração dos sinais de excitação (GBN) se utilizam duas probabilidades de não chaveamento obtidas por diferentes vias. Os resultados obtidos ao utilizar cada conjunto de sinais gerados se apresentam e analisam.

7.1 Projeto e realização do experimento

Ao excitar os sistemas em estudo (descritos no Capítulo 5) em malha aberta com um sinal degrau, são obtidos os maiores e menores tempos de acomodação dominantes nas saídas das plantas (com um critério de 95% do valor final da saída), de acordo com as seguintes expressões:

$$T_{min,r}^{set} = \min_{1 \leq p \leq n_p} \{T_{p,r}^{set}\} \quad (7.1)$$

$$T_{max,r}^{set} = \max_{1 \leq p \leq n_p} \{T_{p,r}^{set}\} \quad (7.2)$$

onde $T_{p,r}^{set}$ é o tempo de acomodação do par p -ésima saída e r -ésima entrada com $0 \leq r \leq n_r$.

Nas Tabelas 7.1 e 7.2 são apresentados os valores máximos e mínimos obtidos nas saídas dos respectivos sinais de entrada para cada sistema.

Tabela 7.1: Maiores e menores tempos de acomodação dominantes nas saídas da planta Shell.

Sinal	T_{max}^{set}	T_{min}^{set}
u1	7.05	0.91
u2	8.85	1.7
u3	8.32	0.92

Tabela 7.2: Maiores e menores tempos de acomodação dominantes nas saídas da planta FCC.

Sinal	T_{max}^{set}	T_{min}^{set}
u1	31.5	30.8
u2	54.4	29.2
u3	66.5	17.3
u4	64.5	36.6
u5	52.4	21.3
u6	65.8	33.1

Para um sistema aproximado de primeira ordem, as constantes de tempo máxima e mínima podem ser obtidas a partir das seguintes equações:

$$\tau_{max,r} = \frac{T_{max,r}^{set}}{\beta_s} \quad (7.3)$$

$$\tau_{min,r} = \frac{T_{min,r}^{set}}{\beta_s} \quad (7.4)$$

onde $\beta_s = 3$ é o fator de tempo para a resposta atingir 95% de seu valor final. Nas Tabelas 7.3 e 7.4 são mostradas as maiores e menores constantes de tempo para cada sistema.

Tabela 7.3: Maiores e menores constantes de tempo da planta Shell.

Sinal	$\tau(max,r)$	$\tau(min,r)$
u1	2.35	0.303
u2	2.95	0.567
u3	2.77	0.307

Tabela 7.4: Maiores e menores constantes de tempo da planta FCC.

Sinal	$\tau(max,r)$	$\tau(min,r)$
u1	10.5	10.3
u2	18.1	9.7
u3	22.2	5.8
u4	21.5	12.2
u5	17.5	7.1
u6	21.9	11

O próximo passo é calcular a probabilidade de não chaveamento para a geração dos sinais (Tabelas 7.5 e 7.6). Para o cálculo da probabilidade de não chaveamento dos sinais GBN são utilizadas as seguintes equações (TULLEKEN, 1990):

$$p = 1 - T_{min}/ET_{sw} \quad (7.5)$$

$$T_{min} = 3 * T_{amos} \quad (7.6)$$

$$T_{amos} = \tau_{max,r}/10 \quad (7.7)$$

$$ET_{sw} = \frac{98\%T_{max,r}^{set}}{3} \quad (7.8)$$

Para o cálculo da probabilidade de não chaveamento ótima dos sinais GBN são utilizadas as seguintes equações (Hung *et al.*, 2015):

$$p_o = \frac{1}{1 + \sqrt{\tan\left(\frac{\omega_{max}T_{min}}{2}\right) * \tan\left(\frac{\omega_{min}T_{min}}{2}\right)}} \quad (7.9)$$

$$\omega_{min,r} = \frac{1}{\beta\tau_{max,r}}; \beta = 3 \quad (7.10)$$

$$\omega_{max,r} = \frac{\alpha}{\tau_{min,r}}; \alpha = 1 \quad (7.11)$$

Tabela 7.5: Probabilidades de não chaveamento calculadas para a planta Shell.

Sinal	p	p_o
u1	0.6092	0.7460
u2	0.6887	0.8149
u3	0.6689	0.6775

Tabela 7.6: Probabilidades de não chaveamento calculadas para a planta FCC.

Sinal	p	p_o
u1	0.5862	0.8426
u2	0.6286	0.8720
u3	0.6962	0.8488
u4	0.6868	0.8935
u5	0.6144	0.8491
u6	0.6929	0.8891

7.1.1 Geração dos sinais de excitação

Uma vez obtidos o parâmetros anteriores, o próximo passo é definir os comprimentos dos sinais e a duração dos experimentos. No Capítulo 5 foi obtido que para a planta Shell deve ter um sinal de excitação com o seguinte comprimento $N_{s_{Shell}} \geq 55.60$ e para a planta FCC $N_{s_{FCC}} \geq 418.46$. Assumindo $N_{s_{Shell}} = 80$ e $N_{s_{FCC}} = 430$ e a duração do experimento de pelo menos três vezes os comprimentos citados, obtiveram-se os seguintes tempos de duração dos experimentos: $T_{Ns_{Shell}} = 240 * 60$ seg e $T_{Ns_{FCC}} = 1290 * 60$ seg.

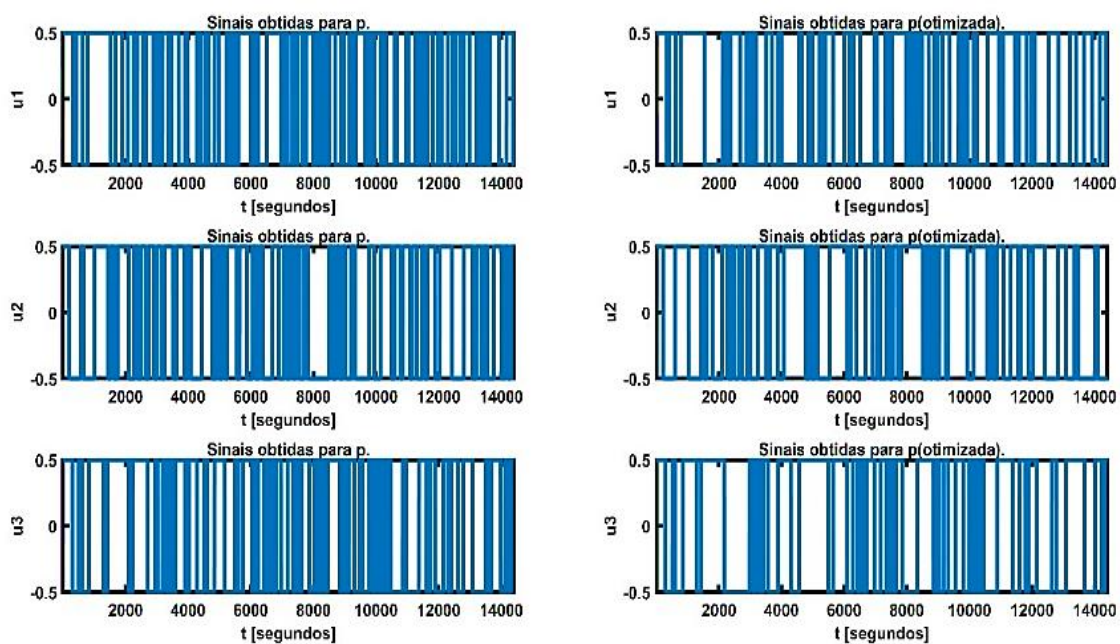


Figura 7.1: Sinais de excitação gerados para p e $p_{otimizado}$ para o sistema Shell.

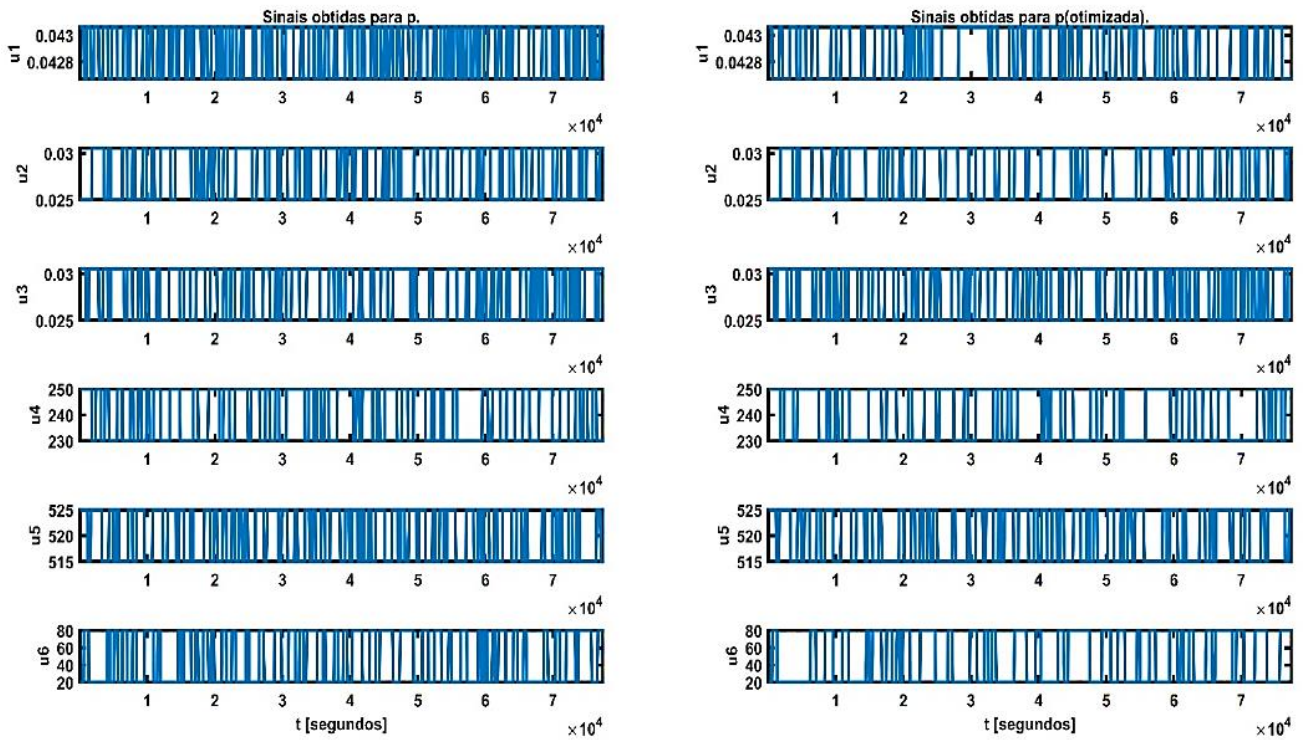


Figura 7.2: Sinais de excitação gerados para p e $p_{otimizado}$ para o sistema FCC.

7.1.2 Análises dos sinais de excitação

a. Índices de desempenho

Uma vez gerados os dois conjuntos de sinais para cada sistema em estudo, são calculados seus respectivos índices de desempenho (Tabela 7.7 e 7.8). No caso do PIPS os valores são aproximadamente máximos, porém os sinais gerados têm uma distribuição de amplitude quase uniforme entre os níveis máximo e mínimo. Os valores do PIPSE ficaram um pouco reduzidos, mostrando a insuficiência dos valores de p para concentrar uma parte significativa da potência dos sinais na faixa de interesse.

Os sinais aleatórios se caracterizam por ter espectros aleatórios, porém seus respectivos valores de EMINE são reduzidos. Para os sinais gerados, os valores de EMINE são bem reduzidos, pois o espectro destes sinais apresenta valores nulos para alguns harmônicos especificados com amplitude não nula.

Tabela 7.7: Índices de desempenho dos sinais de excitação gerados para p e $p_{otimizado}$ para o sistema Shell.

	p			p_o		
	u1	u2	u3	u1	u2	u3
PIPS %	99.80	99.65	99.85	99.99	99.75	99.85
PIPSE %	83.98	83.85	84.02	84.15	83.94	84.02
EMINE %	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0

Tabela 7.8: Índices de desempenho dos sinais de excitação gerados para p e $p_{\text{otimizado}}$ para o sistema FCC.

Sinais	u1	u2	u3	u4	u5	u6
p						
PIPS %	99.99	99.99	99.41	99.90	99.87	99.97
PIPSE %	84.14	84.14	83.65	84.06	84.04	84.12
EMINE %	1.6e-13	1.1e-15	1.3e-14	4.4e-16	4.2e-16	2.8e-16
p_o						
PIPS %	99.32	99.98	99.85	98.79	99.49	99.45
PIPSE %	83.58	84.13	84.02	83.12	83.72	83.69
EMINE %	7.4e-16	1.4e-16	1.9e-16	2.1e-16	1.1e-16	1.4e-16

Atendendo aos resultados obtidos nas tabelas anteriores, nota-se que os valores dos índices de desempenho dos dois conjuntos de sinais gerados (usando p e $p_{\text{otimizado}}$) são bem similares, não sendo possível definir um melhor conjunto de sinais, sendo que as probabilidades de não chaveamento calculadas pelas duas vias estudadas permitem gerar sinais GBN com altos valores de PIPS e PIPSE e reduzidos valores de EMINE.

b. **Correlação cruzada e correlação múltipla**

As Figuras 7.3 e 7.4 mostram as funções de correlação cruzada das respectivas combinações de sinais, para cada sistema em estudo. Nos resultados obtidos é visível como a maioria dos valores da correlação das combinações são superiores ao valor limite da correlação, mesmo sendo valores bem baixos. Comparando os resultados obtidos para os dois conjuntos de sinais gerados, percebe-se que são bem similares, porém atendendo este índice, qualquer um dos conjuntos de sinais pode ser utilizado para excitar o sistema estudado.

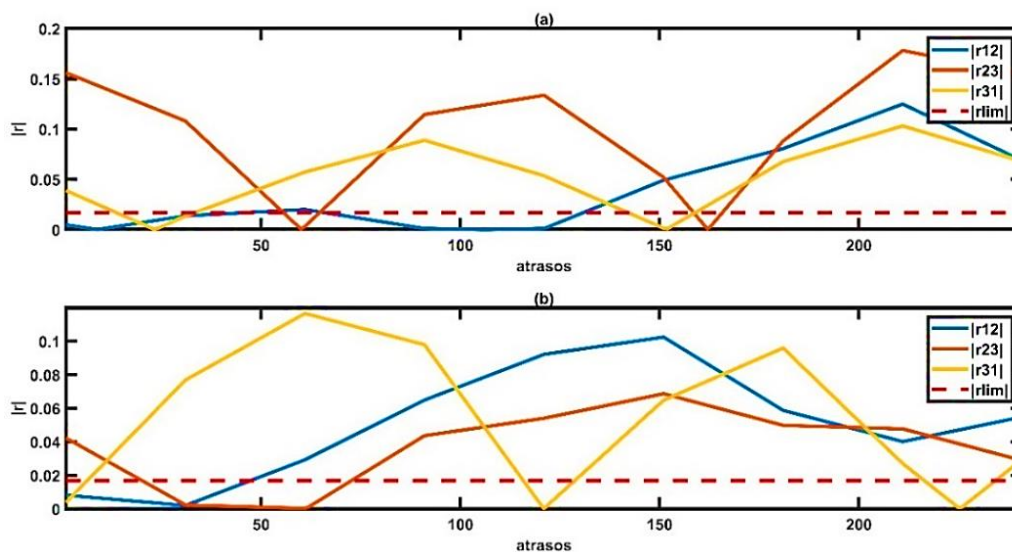


Figura 7.3: Função de correlação cruzada das 3 combinações de sinais para o sistema Shell, (a) para sinais obtidas a partir de p , (b) para sinais obtidas a partir de $p_{\text{otimizado}}$.

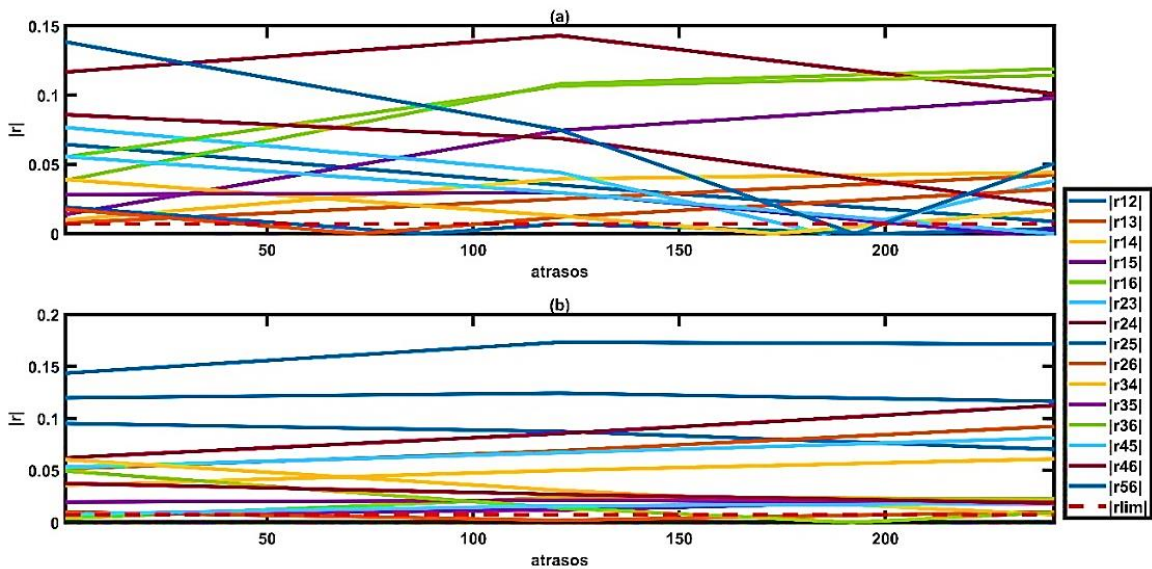


Figura 7.4: Função de correlação cruzada das 15 combinações de sinais para o sistema FCC, (a) para sinais obtidas a partir de p , (b) para sinais obtidas a partir de $p_{otimizado}$.

Na Tabela 7.9 se apresentam os valores da correlação múltipla dos sinais gerados para os sistemas em estudo, usando diferentes valores da probabilidade de não chaveamento. Para os dois sistemas, os resultados são melhores para o conjunto (a) (sinais obtidos para p calculado pela Equação (7.5)) em comparação com o conjunto (b) sinais obtidos para $p_{otimizado}$ calculado pela Equação (7.9)), que apresentaram uma maior correlação múltipla.

Tabela 7.9: Valores da correlação múltipla para os sinais gerados para excitar os sistemas Shell e FCC, (a) para sinais obtidos a partir de p , (b) para sinais obtidas a partir de $p_{otimizado}$.

Planta	R^2 (a)	R^2 (b)
Shell	0.0029	0.0085
FCC	0.0131	0.0189

c. *Análise em frequência*

Comparando-se os casos (a) e (b) das Figuras 7.5 e 7.6, onde se apresentam os espectros de potência dos sinais gerados na Subseção 7.1.1, nota-se que o espectro de potência para p (a) e $p_{otimizado}$ (b) não apresentam diferenças consideráveis, confirmando que as duas variantes do cálculo da probabilidade de não chaveamento podem ser utilizadas.

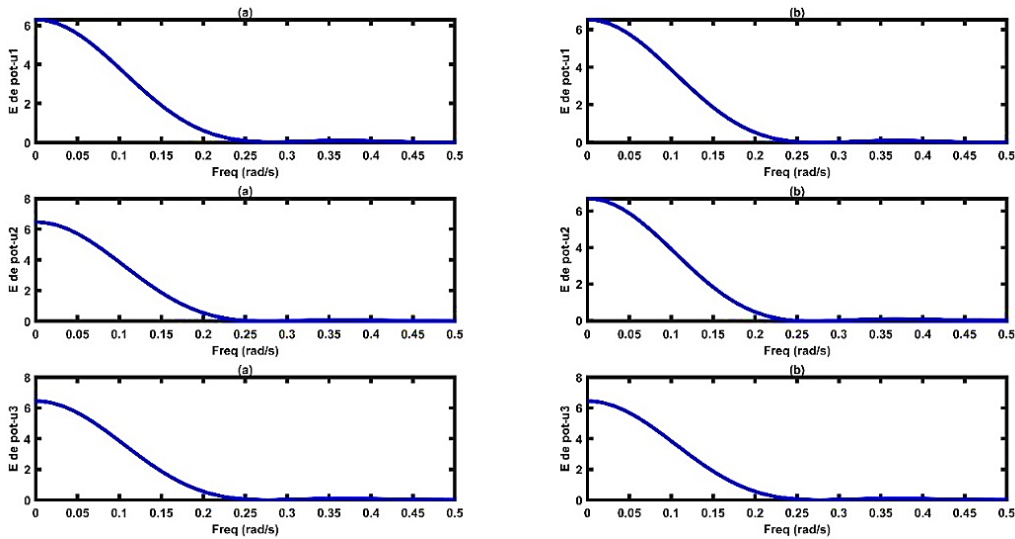


Figura 7.5: Espectro de potência dos sinais de excitação gerados para p (a) e $p_{\text{otimizado}}$ (b) para o sistema Shell.

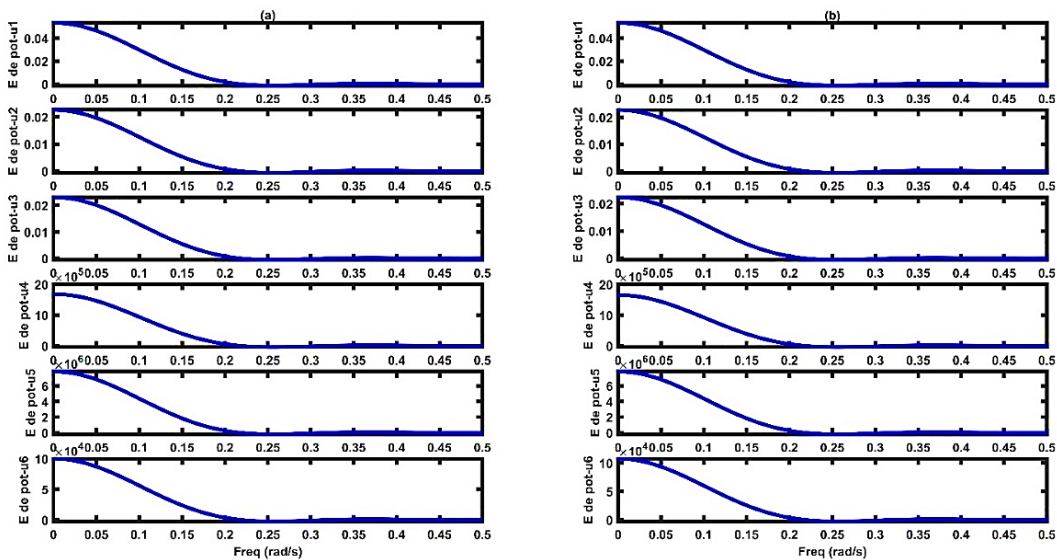


Figura 7.6: Espectro de potência dos sinais de excitação gerados para p (a) e $p_{\text{otimizado}}$ (b) para o sistema FCC.

Nas Figuras 7.5 e 7.6 não é apreciável a ocorrência de mínimos locais, mesmo tendo valores bem próximos. Além disso, observa-se que o espectro de potência exhibe potência em todas as frequências, que há uma tendência da queda da potência nas frequências mais altas e um aumento da potência nas frequências mais baixas. Esta última característica do espectro é bem interessante, pois na geração de sinais de identificação aconselha-se gerar sinais em que predominem as baixas frequências.

7.2 Identificação e validação dos resultados

Uma vez feitas as respectivas simulações com os dois conjuntos (para p e $p_{\text{otimizado}}$) com os sinais projetados para os sistemas Shell e FCC, são identificados os sistemas em estudo. Os dois sistemas têm um total de sete saídas, as quais são identificadas

uma a uma utilizando uma estrutura ARMAX (Equação (6.2)), obtendo os respectivos valores de FIT apresentados nas Tabelas 7.10 e 7.11.

Tabela 7.10: Valores do FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema Shell para p e $p_{otimizado}$.

	p	p_o
	%FIT	
Saída 1	80.36	82.93
Saída 2	77.71	78.31
Saída 3	81.92	81.37
Saída 4	82.64	80.43
Saída 5	82.62	81.82
Saída 6	82.25	82.28
Saída 7	79.61	79.55

Tabela 7.11: Valores do FIT obtidos na identificação das sete saídas do sistema FCC para p e $p_{otimizado}$.

	p	p_o
	%FIT	
Saída 1	81.94	82.85
Saída 2	83.47	83.40
Saída 3	82.84	83.08
Saída 4	83.84	84.43
Saída 5	83.59	83.69
Saída 6	83.90	82.75
Saída 7	83.02	82.87

Os resultados obtidos são relativamente bons. No caso do sistema Shell os valores variaram entre 77% e 83% e para o sistema FCC entre 81% e 85%, aproximadamente. Nas Tabelas 7.10 e 7.11 também é possível observar como os sinais gerados utilizando p geraram resultados bem parecidos que os sinais gerados utilizando $p_{otimizado}$.

7.3 Conclusões

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para identificação de dois benchmarks industriais, começando pelo projeto dos experimentos até a validação dos modelos obtidos. São utilizadas duas variantes para o cálculo das probabilidades de não chaveamento, utilizadas na geração dos sinais de excitação (GBN).

Realizou-se uma análise e uma comparação dos índices de desempenho, das correlações cruzadas e múltiplas, e dos espectros de frequência dos sinais gerados utilizando os diferentes valores de probabilidade de não chaveamento.

Os sinais gerados são utilizados para excitar os dois sistemas em estudo (Shell e FCC), gerando diferentes conjuntos de dados de entradas e saídas utilizados na identificação desses sistemas.

Ao comparar os resultados obtidos para cada conjunto de sinais, considerando, as respectivas análises dos sinais bem como os resultados obtidos ao identificar os sistemas, conclui-se que as duas variantes de cálculo da probabilidade de não chaveamento apresentadas no trabalho permitem obter bons resultados.

8 Conclusões

Os Capítulos 1 e 2, referente a uma introdução dos sinais de excitação na identificação de sistemas, apresentam os diferentes tópicos introdutórios (metas, motivações, objetivos, estrutura), além de uma revisão bibliográfica sobre os sinais de excitação e seus índices de desempenho. Nesta revisão bibliográfica se identifica o sinal GBN como um dos sinais de excitação mais usados na identificação de sistemas multivariáveis.

O Capítulo 3 apresenta os principais métodos de construção de sinais de excitação presentes na literatura. Além da explicação dos métodos e das características dos sinais, apresenta se algumas ferramentas computacionais utilizadas no projeto e análise de sinais de excitação.

As principais medidas para a avaliação dos sinais de excitação se analisam no Capítulo 4, o que permite concluir que não há um índice único que permita avaliar plenamente a qualidade de um sinal de excitação quando pouco se sabe sobre o sistema a ser identificado, ou seja, dependendo dos critérios de projeto desejados, um determinado índice é analisado.

O Capítulo 5 aborda um estudo da correlação cruzada e da correlação múltipla dos sinais GBN projetados a partir das características de dois benchmarks industriais. A descrição dos benchmarks (uma unidade fracionadora de óleo pesado 3x7 HOF e uma unidade de craqueamento catalítico fluido 6x7 FCC) é feita neste capítulo e as correlações são estudadas ao variar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento dos sinais GBN. O efeito de aumentar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento em sinais GBN, provoca um aumento da correlação cruzada e da correlação múltipla entre os sinais de entrada gerados. Com base nos resultados obtidos é possível definir aproximadamente um conjunto de valores de probabilidades de não chaveamento, que permitem gerar sinais de excitação com valores razoáveis da correlação e que permitem atribuir a uma entrada um efeito observado em alguma saída pelo método de identificação usado. Os valores máximos de correlação cruzada são obtidos para os valores posicionados nos extremos do intervalo da probabilidade de não chaveamento (p), o aumento de p levou a uma diminuição do número de transições nos sinais gerados e o aumento do T_{min} gerou uma maior diminuição dos chaveamentos nos sinais para pequenos valores de p , em comparação com os maiores. Para os dois sistemas estudados os melhores resultados obtiveram-se ao gerar sinais com $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$.

O comportamento dos índices PIPS, PIPSE e EMINE, ao aumentar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento ao gerar sinais GBN, analisa-se no Capítulo 6. Os sinais estudados têm valores máximos do índice PIPS na maioria do intervalo da probabilidade de não chaveamento, excetuando-se os maiores valores, aonde foi possível apreciar uma diminuição. O comportamento do índice PIPSE resulta bem semelhante ao do índice PIPS, mas obtiveram-se valores menores. Nos dois índices, o aumento do tempo mínimo de chaveamento não influi nos resultados. Ao analisar o índice EMINE são obtidos valores muito baixos, com a particularidade de diminuir ainda mais com o aumento do tempo mínimo de chaveamento para a maioria dos valores da probabilidade de não chaveamento. Junto com este estudo, são excitados os dois benchmarks industriais usando os sinais gerados no Capítulo 4. Uma vez feitas as simulações, são realizadas as respectivas identificações e analisados os valores do índice FIT obtidos ao variar as características dos sinais GBN. Os melhores resultados do FIT são obtidos aproximadamente para os valores da probabilidade de não chaveamento dentro do seguinte intervalo ($0,6 < p < 0,8$) e o aumento do tempo mínimo de chaveamento gerou uma diminuição nos valores do índice FIT.

Partindo dos resultados dos Capítulos 5 e 6 foi escolhido $T_{min}=3 \cdot T_{amos}$ para ser utilizado na identificação dos sistemas em estudo. Além disso, foi sugerido utilizar uma probabilidade de não chaveamento no intervalo de ($0,6 < p < 0,85$) aproximadamente.

No Capítulo 7 são apresentados os procedimentos para identificar os dois benchmarks industriais apresentados no trabalho. Foi descrito o processo de geração dos sinais de excitação, começando pelo projeto dos experimentos até a validação dos modelos gerados. São gerados dois conjuntos de sinais para cada sistema, baseado nas duas variantes do cálculo da probabilidade de não chaveamento apresentadas.

Realizou-se uma comparação dos índices de desempenho, das correlações cruzadas e múltipla, e dos espectros de frequência dos sinais gerados utilizando os diferentes valores de probabilidade de não chaveamento. As duas variantes utilizadas para a obtenção da probabilidade de não chaveamento permitiram gerar sinais de boa qualidade e com índices bem similares. Diferentes conjuntos de dados de entradas e saídas para os dois sistemas em estudo (Shell e FCC) são obtidos ao excitá-los com os dois conjuntos de sinais projetados.

De maneira geral se conclui que:

- A revisão bibliográfica feita permite fazer um resumo dos principais métodos de geração de sinais de excitação e das medidas para sua avaliação.

- O efeito de aumentar a probabilidade de não chaveamento e o tempo mínimo de chaveamento em sinais GBN, provoca um aumento da correlação cruzada e da correlação múltipla entre os sinais de entrada gerados.
- O aumento do tempo mínimo de chaveamento não influi consideravelmente no comportamento dos índices PIPS e PIPSE, mas para valores da probabilidade de não chaveamento maiores que 0,9 estes índices são reduzidos.
- É possível definir aproximadamente um conjunto de valores de probabilidades de não chaveamento, ($0,6 < p < 0,85$) que permitem gerar sinais de excitação com valores razoáveis das correlações cruzada e múltipla, dos índices de desempenho e o do índice FIT (%), otimizando a geração dos sinais GBN.
- Para os dois sistemas estudados os melhores resultados são obtidos ao gerar sinais com tempo mínimo de chaveamento de aproximadamente três vezes o tempo de amostragem.
- As duas variantes apresentadas para a obtenção da probabilidade de não chaveamento permitem gerar sinais de boa qualidade, com índices de desempenho bem similares e a obtenção de bons modelos dos sistemas.

8.1 Recomendações

Para trabalhos futuros recomenda-se realizar os mesmos estudos utilizando plantas reais e analisar o comportamento dos demais índices de desempenho apresentados. Recomendasse também utilizar diferentes estruturas de modelos (ARX, OE, BJ,) para o estudo de identificação e validar os modelos obtidos por diferentes métodos. Neste trabalho analisa-se a influência do sinal em função do experimento, porém analisar o reverso seria uma boa recomendação.

Referências Bibliográficas

AGUIRRE, L. A. *Fundamentos De Instrumentação*. Edited By R. Trimer And K. Tavares. Pearson Education Do Brasil, p. 13–14, 2013.

AI-ARAJI, A. S; AI-ZANGANA, S. J. 'Design Of New Hybrid Neural Controller For Nonlinear CSTR System Based On Identification', *Journal Of Engineering*, v.25, n.4, p. 70–89, 2019. Doi: 10.31026/J.Eng.2019.04.06.

ÅSTRÖM, K.-J.; TORSTEN, B. 'Numerical Identification Of Linear Dynamic Systems From Normal Operating Records', *Ifac Proceedings Volumes*. Elsevier, v.2, n.2, p. 96–111, 1965. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)69024-4.

BARKER, H. A. 'Galois - A Program For Generating Pseudo-Random Perturbation Signals', *Ifac Proceedings Volumes*. v. 33, n.15, p. 505–507, 2000. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)39800-2.

BARKER, H. A. *Et Al*. 'Perturbation Signal Design', *Ifac Proceedings Volumes*. Elsevier, v. 39, n.1, p. 1121–1126, 2006. Doi: 10.3182/20060329-3-Au-2901.00180.

BARKER, H. A.; GODFREY, K. R. 'System Identification With MultiLevel Periodic Perturbation Signals', *Control Engineering Practice*. Elsevier Ltd, v.7, n.6, p. 717–726, 1999. Doi: 10.1016/S0967-0661(99)00033-7.

BARKER, H. A.; GODFREY, K. R; TUCKER, A. J. (2000) 'Nonlinear System Identification With Multilevel Perturbation Signals', *Ifac Proceedings Volumes*. v.33, n.15, p. 1175–1178, 2000. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)39913-5.

BARKER, H. A., TAN, A. H.; GODFREY, K. R. 'Ternary Input Signal Design For System Identification', *Iet Control Theory And Applications*, v.1,n.5, p. 1224–1233, 2007. Doi: 10.1049/iet-Cta:20060292.

BARKER, H. A.; ZHUANG, M. 'Design Of Pseudo-Random Perturbation Signals For Frequency-Domain Identification Of Non Linear Systems', *Ifac Proceedings Volumes*. Elsevier, v.30, n.11, p. 1649–1654, 1997. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)43079-5.

DEN BOS, A. VAN; KROL, R. G. 'Synthesis Of Discrete-Interval Binary Signals With Specified Fourier Amplitude Spectra', *International Journal Of Control*, v.30, n.5, p. 871–884, 1979. Doi: 10.1080/00207177908922819.

BOYD, S. 'Multitone Signals With Low Crest Factor', *Ieee Transactions On Circuits And Systems*, v.33, n.10, p. 1018–1022, 1986. Doi: 10.1109/Tcs.1986.1085837.

BRIGGS, P. A. N.; GODFREY, K. R. 'Pseudorandom Signals For The Dynamic Analysis Of Multivariable Systems', *Proceedings Of The Institution Of Electrical Engineers*. Institution Of Engineering And Technology (Iet), v.114, n.2, p. 308, 1966. Doi: 10.1049/Piee.1967.0066.

DARNELL, M., FAN, P. Z.; JIN, F. 'Perfect Sequences Derived From M-Sequences', In *Ieee International Symposium On Information Theory - Proceedings*. Ieee, p. 461, 1995. Doi: 10.1109/Isit.1995.550448.

Du, Y. *Et Al.* 'A Novel Recursive Approach For Online Identification Of Continuous-Time Switched Nonlinear Systems', *International Journal Of Robust And Nonlinear Control*. John Wiley And Sons Ltd, v.31, n.15, p. 7546–7565, 2021. Doi: 10.1002/Rnc.5702.

Godfrey, K. R. *Et Al.* 'A Survey Of Readily Accessible Perturbation Signals For System Identification In The Frequency Domain', *Control Engineering Practice*. Elsevier Ltd, v.13, n.11, p. 1391–1402, 2005. Doi: 10.1016/J.Conengprac.2004.12.012.

GODFREY, K. R., BARKER, H. A.; TUCKER, A. J. 'Comparison Of Perturbation Signals For Linear System Identification In The Frequency Domain', *Ieee Proceedings: Control Theory And Applications*, v.146, n.6, p. 535–548, 1999. Doi: 10.1049/Ip-Cta:19990529.

GROSDIDIER, P. *ET AL.* 'Fcc Unit Reactor-Regenerator Control', *Computers And Chemical Engineering*. Pergamon, v.17, n.2, p. 165–179, 1993. Doi: 10.1016/0098-1354(93)80012-C.

GUILLAUME, P. *Et Al.* 'Crest-Factor Minimization Using Nonlinear Chebyshev Approximation Methods', *Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement*, v.40, n.6, p. 982–989, 1991. Doi: 10.1109/19.119778.

GUSTAVSSON, I. 'Survey Of Applications Of Identification In Chemical And Physical Processes', *Automatica*, v.1, n.1, p. 3–24, 1975. Doi: 10.1016/0005-1098(75)90005-9.

H.BARKER, A. T.; K. G. 'Design Of Multilevel Perturbation Signals With Harmonic Properties Suitable For Nonlinear System Identification'. 2004. Doi: 10.1049/Ip-Cta_20040201.

HUNG, N. T. *ET AL.* 'Design Of Optimal Gbn Sequences For Identification Of Mimo Systems', In *2015 10th Asian Control Conference: Emerging Control Techniques For A Sustainable World, Ascc 2015*. Institute Of Electrical And Electronics Engineers Inc. 2015. Doi: 10.1109/Ascc.2015.7244670.

JULIANI C. G., R. *Plantwide Control: A Review And Proposal Of An Augmented Hierarchical Plantwide Control Design Technique*. Biblioteca Digital De Teses E Dissertações Da Universidade De São Paulo. 2017 Doi: 10.11606/T.3.2017.Tde-07112017-140120.

KOLLÁR, I. *Et Al.* 'Frequency Domain System Identification Toolbox', p. 8--12, 1994. Available At: Doi: 10.1.1.122.6054.

KOUNG, C. W.; MACGREGOR, J. F. 'Design Of Identification Experiments For Robust Control. A Geometric Approach For Bivariate Processes', *Industrial And Engineering Chemistry Research*, v.32, n.8, p. 1658–1666, 1993 Doi: 10.1021/le00020a018.

KURAMOTO, A. S. R. *Projeto De Sinais De Excitação Para Identificação Multivariável De Plantas Industriais*. Universidade De São Paulo. 2012. Doi: 10.11606/T.3.2016.Tde-07112016-144658.

DE LA BARRA, B. A. L. *ET AL.* (2008) 'Identification Of First-Order Time-Delay Systems Using Two Different Pulse Inputs', *Ifac Proceedings Volumes*. Elsevier, v.41, n.2, p. 14366–14371, 2008. Doi: 10.3182/20080706-5-Kr-1001.02434.

LJUNG, L. 'System Identification: Theory For The User, 2nd Edition (Ljung, L.; 1999) ', *Ieee Robotics & Automation Magazine*. Institute Of Electrical And Electronics Engineers (Ieee), v.19, n.2, p. 95–96, 2012. Doi: 10.1109/Mra.2012.2192817.

Mccormack, A. S., Godfrey, K. R. And Flower, J. O. (1995) 'Design Of Multilevel Multiharmonic Signals For System Identification', *Iee Proceedings: Control Theory And Applications*. Iee, 142(3), Pp. 247–252. Doi: 10.1049/lp-Cta:19951844.

MCELIECE, R. J. *Finite Fields For Computer Scientists And Engineers*. Boston, Ma: Springer Us (The Kluwer International Series In Engineering And Computer Science). 1987. Doi: 10.1007/978-1-4613-1983-2.

DER OUDERAA, E. VAN *ET AL.* 'Peak Factor Minimization Using A Time-Frequency Domain Swapping Algorithm', *Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement*, v.37, n.1, p. 145–147, 1988. Doi: 10.1109/19.2684.

PINTELON, R. AND SCHOUKENS, J. *System Identification A Frequency Domain Approach Second Edition*. New York: Ieee Press.2001.

PRETT, D. M. AND MORARI, M. 'Introduction To Shell Control Problem', In *The Shell Process Control Workshop*. Elsevier, p. 351–362, 1987. Doi: 10.1016/B978-0-409-90136-8.40025-3.

RODRIGO, J. C. G. AND GARCIA, C. 'Applications Of An Optimal Multi-Objective Technique For Integrated Control Structure Selection And Tuning', *Ifac-Papersonline*. Elsevier, v.50, n.1, p. 7517–7522, 2017. Doi: 10.1016/J.Ifacol.2017.08.1185.

SCHOLTZ, R. A. AND WELCH, L. R. 'Gmw Sequences', *Ieee Transactions On Information Theory*, v.30,n.3, p. 548–553, 1984. Doi: 10.1109/Tit.1984.1056910.

SCHOUKENS, J. *ET AL*. 'Survey Of Excitation Signals For Fft Based Signal Analyzers', *Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement*, v.37, n.3, p. 342–352, 1988. Doi: 10.1109/19.7453.

SHANNON, R.; JOHANNES, J. D. 'Systems Simulation: The Art And Science', *Ieee Transactions On Systems, Man, And Cybernetics*. Institute Of Electrical And Electronics Engineers (Ieee),v.6, n.10, p. 723–724, 2008. Doi: 10.1109/Tsmc.1976.4309432.

SIMANCAS-GARCÍA, J. L; G. GONZÁLEZ, K. 'Signals And Linear Systems: A Novel Approach Based On Infinitesimal Calculus (Part I)', *Ieee Latin America Transactions*. Ieee Computer Society, v.18, n.11, p. 1953–1965, 2020. Doi: 10.1109/Tla.2020.9398637.

TAN, A. H. AND GODFREY, K. R. 'The Generation Of Binary And Near-Binary Pseudorandom Signals: An Overview', *Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement*, v.51, n.4, p. 583–588, 2002. Doi: 10.1109/Tim.2002.802243.

TAN, A. H; GODFREY, K. R. 'A Guide To The Design And Selection Of Perturbation Signals', In *Proceedings Of The Ieee Conference On Decision And Control*, p. 464–469, 2009. Doi: 10.1109/Cdc.2009.5400077.

TAN, A. H.; GODFREY, K. R. *Industrial Process Identification*. Cham: Springer International Publishing (Advances In Industrial Control). 2019. Doi: 10.1007/978-3-030-03661-4.

TAN, A. H., GODFREY, K. R.; BARKER, H. A. 'Design Of Computer-Optimized Pseudorandom Maximum Length Signals For Linear Identification In The Presence Of Nonlinear Distortions', *Ieee Transactions On Instrumentation And Measurement*, v.54,

n.6, p. 2513–2519, 2005. Doi: 10.1109/Tim.2005.858119.

TAN, A. H., GODFREY, K. R.; BARKER, H. A. 'Design Of Ternary Signals For MIMO Identification In The Presence Of Noise And Nonlinear Distortion', *Ieee Transactions On Control Systems Technology*, v.17, n.4, p. 926–933, 2009. Doi: 10.1109/Tcst.2009.2012424.

TULLEKEN, H. J. A. F. 'Generalized Binary Noise Test-Signal Concept For Improved Identification-Experiment Design', *Automatica*, v.26, n.1, p. 37–49, 1990. Doi: 10.1016/0005-1098(90)90156-C.

YU, Z. H. *ET AL.* 'State Estimation Based Model Predictive Control Applied To Shell Control Problem: A Case Study', *Chemical Engineering Science*. Pergamon, v.49, n.3, p. 285–301, 1994. Doi: 10.1016/0009-2509(94)87001-2.

ZHU, Y. *Multivariable System Identification For Process Control*. 1st Ed.[S. Pergamon. 2001.