

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS E PROCESSOS
INDUSTRIAIS - MESTRADO ÁREA DE CONCENTRAÇÃO EM
CONTROLE E OTIMIZAÇÃO DE PROCESSOS INDUSTRIAIS**

Rubén Eduardo Panta Romero

**ANÁLISE DE PERTURBAÇÕES NUM ELEVADOR DE TENSÃO MEDIANTE
WAVELETS**

Santa Cruz do Sul, março de 2010

Rubén Eduardo Panta Romero

**ANÁLISE DE PERTURBAÇÕES NUM ELEVADOR DE TENSÃO MEDIANTE
WAVELETS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas e Processos Industriais - Mestrado, Área de Concentração em Controle e Processos Industriais, Universidade de Santa Cruz do Sul - UNISC, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Sistemas e Processos Industriais.

Orientador: Prof. Dr. Rubén Edgardo Panta Pazos

Santa Cruz do Sul, março de 2010

Rubén Eduardo Panta Romero

**ANÁLISE DE PERTURBAÇÕES NUM ELEVADOR DE TENSÃO MEDIANTE
WAVELETS**

Esta Dissertação foi submetida ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas e Processos Industriais - Mestrado, Área de Concentração em Controle e Processos Industriais, Universidade de Santa Cruz do Sul - UNISC, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Sistemas e Processos Industriais.

Dr. Rubén Edgardo Panta Pazos
Professor orientador

Dr. Rolf Fredi Molz

Dr. José Ramón Arica Chávez

*A meus filhos Pietro Fernando e Victor Eduardo:
dedico a vocês mais esta conquista, amo vocês.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meu orientador, por todo o esforço realizado; sem sua ajuda fundamental, não teria sido suficiente para a realização deste trabalho.

Agradeço também aos meus filhos, Pietro e Victor pela paciência que tiveram nas horas em que estive trabalhando.

Agradeço a meus pais, por todo o apoio dado, durante toda a realização do trabalho.

Agradeço ao CAPES, pela bolsa concebida desde o início do curso e ter apostado neste trabalho.

RESUMO

A indústria da eletrônica de alta potência produz dispositivos diversos para elevar a tensão, entre os quais elevadores de tensão DC-DC, DC-AC, visando resolver o problema de falta de espaço em carros híbridos. Neste trabalho se analisam alguns tipos de perturbações num elevador de tensão DC-DC, especialmente do tipo distúrbios de voltagem. O objetivo é estabelecer uma análise mediante uma metodologia que utiliza transformadas discretas wavelets, experimentação, simulação, análise multivariada, na medida de obter um melhor conhecimento das perturbações mais freqüentes num elevador de tensão, e assim planejar a melhora na qualidade de sistemas de eletrônica de alta potência. Após estabelecer um estudo sobre um elevador de tensão (*boost converter*) com topologia fundamental, o propósito é estudar diversas variações na voltagem de entrada, e observar como varia a tensão de saída. Depois se aplica uma transformada discreta wavelets, cujos sub sinais de compactação a_6 , conservam propriedades características do sinal original, formando assim uma base de dados que será submetida às técnicas de análise multivariada (análise de componentes principais, PCA), o que permite uma classificação básica dos sinais. O problema inverso de reconhecimento dos sinais de entrada é realizado mediante a reconstrução do sinal aplicando a correspondente transformada inversa wavelets.

Palavras-chave: elevador de tensão, transformada discreta wavelet, análise de componentes principais, método métrico, perturbações, sistema diferencial.

ABSTRACT

The industry of the high power electronics produces diverse devices in order to raise the tension, between which the growing tension devices DC-DC, DC-AC, aiming at to decide the problem of lack of space in hybrid cars. In this work it is analyzed some types of disturbances in an elevator of tension DC-DC, especially of the type voltage disturbances. The aim is to establish an analysis by means of a methodology that uses discrete wavelets transforms, experimentation, simulation, multivariate analysis, in order to get a better knowledge of the most frequent disturbances in a tension elevator, and thus to plan the improvement in the quality of systems of high power electronics. After to establish a study on a boost converter with basic topology, the purpose is to study diverse variations in the input voltage, and to observe how it changes the output tension. Then, it is applied a discrete wavelets transform, whose average sub-signals a_6 , conserve the characteristic properties of the original signal, forming a database that, in this way, will be submitted to the techniques of multivariate analysis (principal components analysis, PCA), allowing a basic classification of the signals. The inverse problem of recognition of the input signals is carried through by means of the reconstruction of the signal having applied the corresponding inverse wavelets transform.

.

Key words: Boost converter, discrete wavelet transform, principal components analysis, metric method, perturbation, differential system.

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 1 | Evolução das publicações de wavelets na eletrônica de potência | 14 |
| Figura 2 | A função geradora Haar ψ e as funções $\psi_{1,0}$ e $\psi_{1,1}$ | 25 |
| Figura 3 | Wavelet Morlet com $\omega_0 = 6$. A linha sólida mostra a parte real, a linha tracejada a parte imaginária. | 26 |
| Figura 4 | Wavelet Shannon, funções ϕ (esquerda) e ψ (direita). | 27 |
| Figura 5 | Wavelet Daubechies, tipo Daub4, funções ϕ e ψ . | 28 |
| Figura 6 | Esquema gráfico dos espaços de resolução.. | 31 |
| Figura 7 | Sequência de espaços de detalhamento. | 32 |
| Figura 8 | Expansão de multiresolução Haar da uma função. | 32 |
| Figura 9 | A análise de componentes principais reduz a dimensionalidade do espaço original dos dados | 35 |
| Figura 10 | Conversor <i>boost</i> DC-DC | 36 |
| Figura 11 | Variedade de equilíbrios | 39 |
| Figura 12 | Quedas de voltagens e interrupção | 43 |
| Figura 13 | <i>Brownout</i> típico: no caso de um 20 % da tensão. | 44 |
| Figura 14 | <i>Spike</i> típico: no caso, a propósito de um curto-circuito. | 44 |
| Figura 15 | Comutação voluntária da fonte | 45 |
| Figura 16 | Comutação automática da fonte após uma falha externa. | 45 |
| Figura 17 | Curto circuito externo | 45 |
| Figura 18 | Energização de unidade de grande porte | 45 |
| Figura 19 | Interrupções de curta duração com motor grande | 45 |
| Figura 20 | Variações da frequência da tensão; na esquerda, uma variação linear, na direita, uma variação de caráter quadrático. | 46 |
| Figura 21 | Exemplo de distúrbio transiente | 47 |
| Figura 22 | Diagrama de fluxo correspondente à criação de Banco de Dados, visando classificação das subsinais a_6 e comparação com as sub-sinais associadas dos distúrbios reais, para sua identificação. | 52 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 23 | Elevador de tensão DC-DC, topologia básica | 53 |
| Figura 24 | Gráficos da tensão na fonte, da corrente no indutor e da tensão de saída. Correspondem ao caso em que a fonte possui tensão constante | 54 |
| Figura 25 | Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso onde a fonte de tensão constante foi submetida a dois <i>spikes</i> . | 55 |
| Figura 26 | Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que a fonte de tensão constante foi submetida a uma perturbação do tipo variante da função de Walker | 56 |
| Figura 27 | Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que a fonte de tensão constante foi submetida a uma perturbação d tipo variante de um sinal <i>multicarrier</i> | 57 |
| Figura 28 | Tensões de saída dos exemplos 6.1 – 6.4 | 57 |
| Figura 29 | Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que se aplicou um determinado controle $u(t)$ | 58 |
| Figura 30 | Diagrama do conversor DC-DC <i>Boost</i> desenvolvido no PSIM | 59 |
| Figura 31 | Gráfico da tensão de entrada V_{in} e da tensão de saída V_{out} | 59 |
| Figura 32 | Arquivo <i>twh.m</i> em Matlab para realizar três níveis da transformada discreta wavelet Haar | 60 |
| Figura 33 | Matriz de covariância dos subsinais a_6 correspondentes às tensões de saída do elevador de tensão | 62 |
| Figura 34 | Gráfico de $y = \log(x + 1)$, onde x representa o n -ésimo autovalor da matriz de covariância | 63 |
| Figura 35 | Diagrama do novo esquema dos 32 subsinais a_6 , depois de realizar a análise de componentes principais. | 63 |
| Figura 36 | Subsinais a_6 , correspondentes às tensões de saída. Na esquerda do Teste A, na direita do Teste B | 64 |
| Figura 37 | Diagrama do esquema dos 34 subsinais a_6 , incluindo os correspondentes aos testes A e B, depois de realizar a análise de componentes principais. | 65 |
| Figura 38 | Formas de Onda do Circuito <i>boost converter</i> com introdução de uma Perturbação | 66 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 39 | Decomposições com a transformada Wavelets Haar até o terceiro nível | 67 |
| Figura 40 | Terceira aplicação da transformada Haar | 67 |
| Figura 41 | Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo <i>brownout</i> (cor azul), Sinal Brown01. | 68 |
| Figura 42 | Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo <i>brownout</i> (cor azul), Sinal Brown02. | 69 |
| Figura 43 | Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo <i>spikes</i> (cor azul), Sinal Spikes01. | 69 |
| Figura 44 | Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo <i>spikes</i> (cor azul), Sinal Spikes02. | 69 |
| Figura 45 | Subsinal a_5 com perturbação do tipo dois spikes. | 77 |
| Figura 46 | O logaritmo do quadrado do módulo da transformada de Fourier do subsinal a_5 | 77 |
| Figura 47 | Cepstrum de potência do subsinal a_5 | 77 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Subsinais das tensões de saída V_{out} para fonte com V_{in} dos exemplos 6.1 – 6.4 | 61 |
|--|----|

LISTA DE TERMOS

| | |
|------------------------|--|
| <i>Boost converter</i> | Elevador de tensão. |
| <i>Blackout</i> | Apagão. |
| <i>Brownout</i> | Queda temporária de tensão. |
| <i>Chirp</i> | Perturbação especial quando a frequência muda repentinamente |
| <i>Input</i> | Entrada. |
| <i>Output</i> | Saída. |
| <i>Layout</i> | Arranjo físico. |
| <i>Spike</i> | Perturbação instantânea. |
| <i>Wavelet</i> | Ondaleta. |

SUMÁRIO

| | | |
|---------|--|----|
| 1. | INTRODUÇÃO | 13 |
| 2. | FUNDAMENTAÇÃO MATEMÁTICA | 16 |
| 2.1. | Problemas básicos do Processamento de Sinais | 16 |
| 2.1.1. | Compressão de sinais | 16 |
| 2.1.2. | Reconstrução de sinais | 17 |
| 2.1.3. | Eliminação de ruídos | 18 |
| 2.2. | Métodos de Fourier e teoria de wavelets | 19 |
| 2.3. | Wavelets e multiresolução | 22 |
| 2.4. | A noção de distância | 33 |
| 2.5. | Análise de Componentes Principais | 33 |
| 3. | SISTEMA ELEVADOR DE TENSÃO | 36 |
| 3.1. | Topologia básica de um <i>boost converter</i> | 36 |
| 3.2. | Aplicações dos elevadores de tensão | 38 |
| 4. | PERTURBAÇÕES EM SISTEMAS ELETRÔNICOS | 41 |
| 4.1. | Principais distúrbios elétricos | 42 |
| 4.2. | Perturbações mais gerais em circuitos elétricos | 48 |
| 5. | PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS | 51 |
| 6. | APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS | 53 |
| 6.1. | Procurando as respostas V_{out} no subsistema $q = 0$ | 53 |
| 6.2. | Aplicação das transformadas discretas wavelets | 60 |
| 6.3. | Construção de bases de dados com subsinais a_6 de tensões de saída | 62 |
| 6.4. | Análise de Componentes Principais para subsinais sem controle | 62 |
| | CONCLUSÕES | 70 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 71 |
| Anexo 1 | O conceito de Cepstrum de potência | 76 |
| Anexo 2 | ROMERO, R.E., Panta Pazos, R: <i>Analysis of Perturbations in a Boost Converter</i>, Enama (2009) | 78 |

1. INTRODUÇÃO

Além das dificuldades financeiras dos países desenvolvidos, o nosso mundo tecnológico é totalmente dependente da disponibilidade da energia especialmente da energia elétrica. A eletrônica de alta potência funciona – em forma renovada – para aperfeiçoar a qualidade da provisão de energia, além de gerar vários dispositivos para elevar a tensão.

Por isso, resulta de primeira ordem estudar distúrbios (e perturbações, em geral) nos circuitos elétricos e nos elevadores de tensão, de modo especial as perturbações na própria tensão. O alvo será estabelecer uma análise mediante uma metodologia que utiliza transformadas discretas wavelets, experimentação, simulação, análise multivariada, na medida de obter um melhor conhecimento das perturbações mais freqüentes num elevador de tensão, e assim planejar a melhora na qualidade de sistemas de eletrônica de alta potência.

Primeiro, será destacada a importância das *wavelets*.

Nos últimos anos, pesquisadores da matemática aplicada e do tratamento dos sinais desenvolveram as poderosas técnicas das transformadas wavelets para a representação em escalas múltiplas e na análise dos sinais, Barlaud (1994); Chui (1992); Combes e al. (1989); Daubechies e al. (1986); Daubechies, (1988, 1990, 1992); Graps (1995); Grossmann e Morlet (1984); Kaiser (1994); Koornwinder (1993); Lee e Yamamoto (1994); Mallat (1989); Meyer (1992); Motard e Joseph (1994); Newland (1993); Resnikoff e Burrus, (1990); Rioul e Vetterli (1991); Rioul e Duhamel (1992); Ruskai e al. (1992); Strange (1989, 1993); Strang e Nguyen (1996); Vaidyanathan e Djokovic (1995); Vetterli e Kovacevic (1995); Walter (1994); Williams e Amaratunga (1994). Estes novos métodos diferem das técnicas tradicionais de Fourier, pois

podem-se considerar para a análise funções mais gerais, funções de variação abrupta e de frequência não estacionária. Durante quase dois séculos a análise de Fourier tem sido uma ferramenta para analisar sinais. Mas, os sinais de variação abrupta ou de frequência dependente do tempo, não se encaixam nas condições para uma análise de Fourier com eficiência. As Wavelets localizam a informação no plano tempo-freqüência; em particular, são capazes de mudar de um tipo de resolução para outra, que as faz adequadas na análise de sinais não estacionários. Uma área importante da aplicação onde estas propriedades foram encontradas para ser relevantes é na eletrônica de potência.

A literatura sobre a aplicação das wavelets na eletrônica de potência cresceu em forma significativa desde a década de 1990, conforme se ilustra na Figura 1, (FERNANDES e ROJAS, 2002).

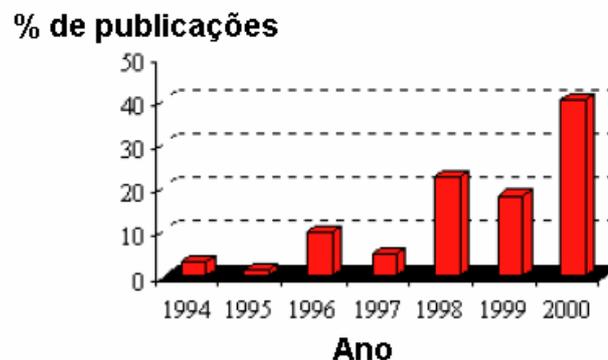


Figura 1: Evolução das publicações de wavelets na eletrônica de potência.

Devido à grande variedade de sinais e de problemas encontrados na eletrônica de potência, existem várias aplicações das transformadas wavelets. Estas variam desde a análise dos sinais de distúrbios na qualidade da potência, até mais recentemente, na retransmissão e na proteção do sistema de energia. A dificuldade principal em tratar os fenômenos da eletrônica de potência é a grande variabilidade dos sinais e da necessidade de operar-se numa base quase aleatória. Outro aspecto importante dos sinais de perturbação da eletrônica de potência é o fato que a informação de interesse é frequentemente uma combinação de características que são bem localizadas

no tempo ou no espaço (por exemplo, sinais transientes nos sistemas de potência). Isto exige o uso dos métodos de análise suficientemente versáteis para a manipulação de sinais nos termos de sua localização no tempo-freqüência. (LEE et al., 2000).

O principal objetivo do presente trabalho é o estudo de algumas perturbações no elevador de tensão DC-DC (ou *boost converter*), na fonte, com a topologia mais elementar. Para isso, se emprega um método que combina elementos da eletrônica de alta potência, processamento de sinais mediante as transformadas wavelets e métodos estatísticos (ou métricos) de classificação (como a análise de componentes principais).

O trabalho está dividido em seis capítulos distintos, sendo eles: Este capítulo 1 apresenta a parte introdutória, a caracterização do problema, os objetivos gerais e específicos, justificativas e a estrutura do trabalho; o capítulo 2 apresenta a fundamentação matemática dos tópicos pesquisados sobre temas abordados no desenvolvimento do trabalho; o capítulo 3 aborda o esquema do conversor básico de tensão, indicando a topologia geral num modo DC e um esboço das principais aplicações; no capítulo 4 se procede a uma revisão das principais perturbações elétricas, entre as quais os distúrbios, além de perturbações gerais sobre um sistema; no capítulo 5 é apresentada a metodologia proposta nesta dissertação; no capítulo 5 são mostrados os resultados sobre os objetivos propostos; finalmente, são dadas as conclusões e as considerações finais.

2. FUNDAMENTAÇÃO MATEMÁTICA

Neste capítulo são abordados os conceitos matemáticos básicos para a análise de sinais, entre os quais as perturbações num elevador de tensão. Primeiro, é dada uma introdução sobre a teoria de *wavelets*; depois, um esboço sobre um tópico de análise multivariada, a análise de componentes principais.

2.1 Problemas básicos do Processamento de Sinais

O processamento de sinais pode ser realizado em forma analógica ou digital. Entre os sinais de interesse podem citar-se o som, as imagens, os sinais biomédicos tais como eletrocardiogramas, sinais de radar e muitos mais. O processamento destes sinais inclui filtragem, armazenamento e reconstrução, separação da informação do ruído (por exemplo, identificação de aviões mediante radar), compressão de imagens, extração de características principais (por exemplo, conversão de textos para fala).

2.1.1. Compressão de sinais

Compressão de sinais (uni- ou bidimensionais), na informática, é a aplicação de compressão de dados em sinais digitais. O objetivo é reduzir a redundância dos dados, de forma a armazenar ou transmitir esses mesmos dados de forma eficiente. O tipo de compressão aplicado pode ser com ou sem perda de dados.

A compressão sem perda de dados é normalmente aplicada em sinais em que a qualidade e a fidelidade do sinal ou imagens são importantes, visando depois realizar uma descompressão livre de erros do sinal original.

Entre os métodos de compressão sem perda de dados podem mencionar-se a compressão de Huffman, a compressão LZW, a compressão dita aritmética e a compressão tipo *run-length*. Combinações destas técnicas são utilizadas em programas populares de compressão de dados, tais como o que produz arquivos *.zip. Infelizmente, as taxas de compressão destes algoritmos não superam a relação 2:1 para arquivos de áudio, de fala ou música. No que se refere às imagens, exemplos deste tipo de compressão são os formatos: GIF e TIFF (apesar de algumas variantes deste terem perda de dados).

A compressão com perda de dados utiliza-se nos casos em que a portabilidade e a redução do sinal ou imagem são mais importantes que a qualidade sem, no entanto menosprezar esta. É o caso das máquinas fotográficas digitais em geral, que gravam mais informação do que o olho humano detecta e alguns sistemas de compressão usam este fato com vantagem, podendo por isso desperdiçar dados "irrelevantes", por exemplo o formato JPEG.

2.1.2. Reconstrução de sinais

Uma das principais tarefas da análise de Fourier é a determinação dos coeficientes de Fourier para um sinal periódico, ou de achar a Transformada de Fourier, para determinado tipo de funções. Uma ferramenta notável é o chamado espectro de Fourier. O problema inverso é, partindo do espectro, determinar a determinação do sinal original. A transformada inversa de Fourier mostra a forma de achar isso.

A reconstrução de um sinal tem sido uma área de pesquisa ativa nas aplicações em muitas áreas da ciência e da técnica. Uma razão fundamental para explorar a possibilidade da reconstrução do sinal deve-se às limitações impostas em qualquer mecanismo físico na quantidade dos dados que podem gravar-se. Assim, nos sistemas de difração

limitada, o tamanho finito da abertura da lente confina a quantidade de informação da frequência que pode ser capturada.

Reconstrução de sinais significa a determinação de um sinal original (seja contínuo ou discreto) a partir de uma seqüência de amostras igualmente espaçadas.

Conforme um ponto de vista formal da matemática, mais especificamente da análise funcional.: Seja F um método arbitrário de amostragem, isto é, uma transformação linear de um espaço de Hilbert H^1 de funções de quadrado integrável a um espaço complexo C^n . Qualquer inversa R de F (dita de fórmula de reconstrução) deveria aplicar C^n em um subconjunto de H . Poderia escolher-se em forma arbitrária este subconjunto, mas o desejável é que R seja linear, então deve escolher-se um subespaço linear n -dimensional de H . O fato que as dimensões coincidam se relaciona com o teorema de amostragem de Nyquist-Shannon². Este teorema é fundamental no campo da teoria da informação, particularmente na área de telecomunicações e processamento de sinais.

2.1.3. Eliminação de ruídos

Em comunicação, ruído é todo fenômeno aleatório que perturba a transmissão correta das mensagens e que geralmente procura-se eliminar ao máximo. Em processamento de sinais o ruído pode ser considerado como um

¹ Um espaço euclídeo H se diz de **Hilbert**, se existe uma norma definida $\| \dots \|$, de forma tal que, é completo, a soma dos quadrados das componentes de qualquer $x \in H$, é limitada, e seu produto interno $\langle \dots, \dots \rangle$ é tal que $\langle x, x \rangle = \|x\|^2$ (PEDERSEN, 1989)

² O teorema afirma que dado um sinal, limitado em banda, e seu intervalo de tempo dividido em partes iguais, de forma que se obtenham intervalos tais que, cada subdivisão compreenda um intervalo com período T segundos, onde T é menor do que $1/2 \cdot f_m$, e se uma amostra instantânea é tomada arbitrariamente de cada subintervalo, então o conhecimento da amplitude instantânea de cada amostra somada ao conhecimento dos instantes em que é tomada a amostra de cada subintervalo contém toda a informação do sinal original.

conjunto de dados sem significado, isto é, dados que não devem ser considerados na transmissão de sinais, e que é produzido como subproduto desejado de outras atividades.

2.2. Métodos de Fourier e a teoria de wavelets

Correspondeu a Joseph Baptista Fourier introduzir as ferramentas de análise de funções conhecida como Análise de Fourier. Os trabalhos de Fourier sobre a propagação do calor, empreendidos a partir de 1804 quando Fourier ocupava o posto de prefeito de l' Isère, e apresentados em 1811 numa memória à *L'Académie des Sciences* e reunidos em 1822 no livro *Théorie analytique du Chaleur*, tem desempenhado um papel fundamental no desenvolvimento da análise matemática. Nessa obra ele aplicou o método de separação de variáveis para a equação unidimensional de calor, supondo expansões em séries trigonométricas como base para representar funções satisfazendo determinadas propriedades. Com certeza, a análise de Fourier tem sido utilizada em muitas áreas da ciência e técnica durante quase dois séculos com muito sucesso. (FIGUEIREDO, 2003)

Nesse esquema, uma função de quadrado integrável f definida no intervalo unitário $[0, 1]$, com valores reais, pode decompor-se em uma base de funções $e^{2\pi i k t}$ da seguinte maneira,

$$f(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} c_k e^{2\pi i k t} . \quad (2.1)$$

Esta é chamada de expansão em série de Fourier. Como tais funções formam uma base ortogonal, os coeficientes se determinam da forma seguinte:

$$c_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^1 f(t) e^{-2\pi i k t} dt . \quad (2.2)$$

O sinal negativo no expoente do integrando é pelo fato de tratar-se de números complexos e a definição apropriada do produto interno para as funções complexas, que requerem o conjugado complexo. Com certeza, as

funções em geral não se limitam a um intervalo fechado $[0, 1]$, e o cálculo de coeficientes do tipo da equação (2.2) é válido para qualquer função periódica satisfazendo as denominadas condições de Dirichlet ³. As séries de Fourier são válidas para qualquer extensão periódica de $f \in L_2([0, 1])$ em todo o eixo real.

Para funções em $L(\mathfrak{R})$ que não são periódicas nem admitem extensões periódicas, a análise da frequência emprega a transformada de Fourier, definida como ⁴

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mathfrak{R}} f(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (2.3)$$

A transformação inversa se define em forma análoga por:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (2.4)$$

Para funções com valores discretos (chamadas também como sinais discretos) se estudam as frequências. Isso se faz mediante o produto interno do sinal discreto f com o conjunto das funções $\{e^{i\omega k} | k \in Z\}$:

$$F(\omega) = \sum_{k \in Z} f_k e^{-i\omega k} \quad (2.5)$$

Esta é conhecida como a transformada discreta temporal de Fourier (TDFT). Substituindo $\omega = -2\pi t$, se observa que f_k não é mais que a expressão em série de Fourier de $F(\omega)$. Desta forma, $F(\omega)$ é uma função de período 2π e sua inversa resulta outra série de Fourier. A discretização do

³ Estas condições são:

- D1. f é uma função periódica de período T contínua em cada intervalo fundamental.
- D2. A derivada f' também é periódica em cada período fundamental.
- D3. A variação em cada ponto de descontinuidade é finita.

⁴ Sobre diversos tipos de transformadas, pode consultar-se Poularikas (1996).

parâmetro de frequência na TDFT implica uma transformada discreta de Fourier, para a qual existe um algoritmo robusto e muito rápido, a transformada rápida de Fourier (FFT, por suas siglas em inglês: *Fast Fourier Transform*). (PAZOS, 2007)

O amplo leque dos sinais que podem submeter-se a análise de Fourier tropeça quando aparecem sinais que não satisfazem a chamadas condições de Dirichlet, por exemplo, para sinais onde existam variações abruptas ou quando a frequência é não estacionária.

Frente a essas insuficiências para analisar este tipo de funções surgem as Wavelets.

As transformadas Wavelets representam uma nova ferramenta matemática cujo desenvolvimento aconteceu principalmente nos últimos 25 anos do século XX. São eficientes para a análise local de sinais dependentes do tempo, não estacionários e de variação abrupta. A primeira família de wavelets foi descoberta pelo matemático húngaro Alfred Haar em 1909, ao estudar novas famílias de funções ortogonais. O nome e a noção de wavelet – em sua forma atual – foram dados pela equipe de estudos do Centro de Física Teórica de Marselha, composto pelo geofísico Jean Morlet, o matemático Yves Meyer, que trabalharam sob a orientação do físico Alex Grossman. Criou-se a família de funções com características de ortogonalidade e com suporte compacto, que foram utilizadas para decompor um sinal transiente não estacionário e variação abrupta permitindo desta forma realizar uma análise eficiente do sinal.

Coube a Ingrid Daubechies um avanço do maior destaque na teoria de wavelets. Os estudos de Daubechies começaram a serem publicados já em 1988. Em conjunto com Stephane Mallat, Daubechies desenvolveram estudos orientados ao processamento de sinais discretos.

A idéia fundamental da teoria de wavelets é realizar análises conforme seja a escala. O interesse crescente da teoria de wavelets hoje em dia deve-se à capacidade de representar sinais que possuem características diferentes para instantes e domínios especiais diferentes. Além disso, podem implementar-se de uma maneira computacional eficiente, em virtude ao denominado análise de multiresolução.

Diversas áreas da ciência e da técnica aplicam esta teoria com muito sucesso, entre as quais estão: a astronomia, acústica, engenharia nuclear, codificação de subbandas, processamento de sinais e imagens, neurofisiologia, música, imagens de ressonância magnética, discriminação de voz, óptica, fractais, turbulência, predição sísmica, visão humana, além de aplicações na matemática pura como a solução de equações diferenciais em derivadas parciais.

2.3. Wavelets e multiresolução

Nesta seção se dá um esboço sobre a teoria de wavelets, orientado a dar a fundamentação mínima desta dissertação. (BACHMANN et al., 2000)

Por *dilatação* de uma função $\psi : D \rightarrow \mathfrak{R}$ entende-se $\psi(kt)$ para um $k \in \mathfrak{R}$

Definição 2.1 Seja $D \subset \mathfrak{R}$ um conjunto e $\psi : D \rightarrow \mathfrak{R}$ uma função de quadrado integrável, isto é, em $L_2(\mathfrak{R})$, denominada função geradora, de tal forma que as funções $\psi_{a,b}$ definidas por transformações de dilatação (ou contração) e de translação a partir de ψ

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{|a|^{1/p}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \text{ com } p > 0, \quad a, b \in \mathfrak{R}, a \neq 0 \quad (2.6)$$

formem uma base de funções. O conjunto de funções wavelets são as funções $\psi_{a,b}$, onde o valor $p = 2$ é o mais usado.

Também se amplia a fórmula geradora, para o caso discreto

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \psi(2^j t - k), \text{ com } j, k \in Z \quad (2.7)$$

Com freqüência, é preciso conhecer se dada uma determinada família de funções $\{\psi_{a,b}\}_{(a,b) \in \mathfrak{R}^* \times \mathfrak{R}}$ pode ser usada para realizar uma decomposição de uma função dada $f(t)$. Nessa direção segue a seguinte definição.

Definição 2.2 [Transformada wavelet contínua]

Seja $\{\psi_{a,b}\}_{(a,b) \in \mathfrak{R}^* \times \mathfrak{R}}$ uma família de funções definidas por (2.6) ou (2.7), e dada uma função $f(t)$ de quadrado integrável, a transformada wavelet contínua de $f \in L_2(\mathfrak{R})$ é a decomposição de f mediante o conjunto de funções bases $\psi_{a,b}$:

$$\Psi_f(a, b) = \int_D f(t) \psi_{a,b}^*(t) dt, \quad (2.8)$$

onde * representa a conjugada complexa, e D é o suporte compacto de $\psi(t)$, a função geradora.

A constante $\frac{1}{\sqrt{a}}$ em (2.6) se utiliza como constante de normalização. A

família de wavelets é normalizada quando

$$\int_{\mathfrak{R}} |\psi_{a,b}(t)|^2 dt = \int_{\mathfrak{R}} |\psi(t)|^2 dt = 1, \quad (2.9)$$

de tal forma que todas as funções wavelets mantenham a mesma energia.

Substituindo (2.6) na fórmula da transformada wavelet (2.8) pode escrever-se transformada de $f(t)$ como uma correlação entre o sinal e as wavelets do tipo $f\left(\frac{t}{a}\right)$ da seguinte maneira:

$$\Psi_f(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_D f(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2.10)$$

As transformadas de Fourier das funções wavelets são

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{a,b}(\omega) &= \int_{\mathfrak{R}} \frac{1}{\sqrt{a}} \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) e^{-i\omega t} dt \\ &= \sqrt{a} \hat{\psi}(a\omega) e^{-i\omega b} \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde $\hat{\psi}(\omega)$ representa a transformada de Fourier da função geradora $\psi(t)$. No domínio da frequência, as wavelets estão afetadas em um fator escala $\frac{1}{a}$ e estão multiplicadas por um fator de fase em $e^{-i\omega t}$ e ainda por um fator de normalização de \sqrt{a} .

Exemplo 2.1 Wavelets Haar

Considere-se a seguinte função $\psi(t) = \chi_{[0,1)}(2t) - \chi_{[0,1)}(2t-1)$, sendo $\chi_{[0,1)}$ a função característica do intervalo $[0,1)$.

As wavelets de Haar, definidas por $\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \varphi(2^j t - k)$, com $j, k \in \mathbb{Z}$ geram uma base ortogonal de $L_2(\mathfrak{R})$. Se $k=0$ considere a família

$\{\psi_{j,0} | j \in \mathbb{Z}\}$; observando-se que quanto maior é j , menor será o conjunto cozero ⁵ $\left[0, \frac{1}{2^j}\right]$.

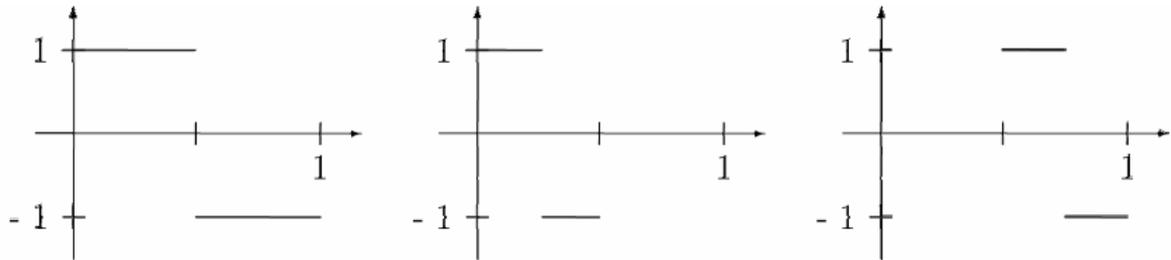


Figura 2: A função geradora Haar ψ e as funções $\psi_{1,0}$ e $\psi_{1,1}$.

A correspondente transformada wavelet discreta de Haar se define da seguinte forma para um sinal discreto $s = [s_1, s_2, \dots, s_n]$: se geram dos subsinais de comprimento $\frac{n}{2}$, denominadas a_1 e d_1 da seguinte maneira:

$$a_1 = \left[\frac{s_1 + s_2}{\sqrt{2}}, \frac{s_3 + s_4}{\sqrt{2}}, \dots, \frac{s_{n-1} + s_n}{\sqrt{2}} \right] \quad (2.12)$$

$$d_1 = \left[\frac{s_1 - s_2}{\sqrt{2}}, \frac{s_3 - s_4}{\sqrt{2}}, \dots, \frac{s_{n-1} - s_n}{\sqrt{2}} \right] \quad (2.13)$$

Exemplo 2.2 Wavelets Morlet

Esta família de wavelets foi utilizada por Martinet, Morlet e Grossmann, (1987) para analisar padrões da voz. A função geradora das wavelets de Morlet é o produto de um elemento da base de Fourier com uma função Gaussiana:

$$\psi(t) = e^{i\omega_0 t} e^{-t^2/2} \quad (2.14)$$

⁵ O conjunto **cozero** de uma função é o conjunto de todos os valores t tais que o valor $f(t)$ é diferente de zero. Simbolicamente se representa: $\{t \in \mathfrak{R} | f(t) \neq 0\}$.

Sua parte real é produto de um cosseno com uma janela Gaussiana, e sua parte imaginária é o produto de um seno com uma janela Gaussiana. As wavelets que são produto de uma função cosseno com uma janela Gaussiana formam uma família real de wavelets. Sua transformada de Fourier é a combinação linear de duas funções Gaussianas transladadas em ω_0 e $-\omega_0$ unidades respectivamente:

$$\Psi(\omega) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(e^{-\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2}} + e^{-\frac{(\omega+\omega_0)^2}{2}} \right) \quad (2.15)$$

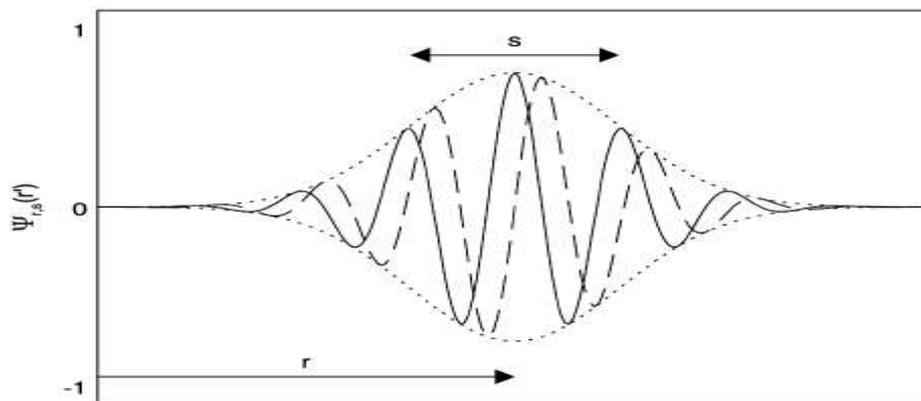


Figura 3: Wavelet Morlet com $\omega_0 = 6$. A linha sólida mostra a parte real, a linha tracejada a parte imaginária. Para uma melhor visualização, se vê o envelope Gaussiano, onde oscilam as parte real e imaginária, mediante as linhas pontilhadas.

Estas funções são reais positivas, pares, e simétricas em relação a origem $\omega = 0$.

Exemplo 2.3 Wavelets Shannon

Seja ψ a função cuja transformada de Fourier é

$$\hat{\psi}(\xi) = \begin{cases} 1, & \xi \in \left(-1, -\frac{1}{2}\right] \cup \left[\frac{1}{2}, 1\right) \\ 0, & \text{em caso contrário.} \end{cases} \quad (2.16)$$

Seja T_k o operador de translação em k unidades para a direita, então $\hat{T}_k f(\xi) = e^{-2k\pi i\xi} \hat{f}(\xi)$. Em forma similar, se D^j representa o operador de dilatação, então $\hat{D}^j f(\xi) = 2^{-j/2} \hat{f}(2^{-j}\xi)$. Desta forma, as translações em k se convertem mediante a transformada de Fourier em modulações em $-k$ (multiplicação por $e^{-2k\pi i\xi}$); as dilatações D^j se transformam em dilatações D^{-j} depois de aplicar a transformada de Fourier. O teorema de Plancherel afirma que o fato que $\{2^j S\}_{j \in \mathbb{Z}}$ seja uma partição em $\mathfrak{R} - \{0\}$, para $S = \left(-1, -\frac{1}{2}\right] \cup \left[\frac{1}{2}, 1\right)$ e a completitude do sistema $\{e^{-2k\pi i\xi}\}_{k \in \mathbb{Z}}$ em $L_2(\mathfrak{R})$, implicam em forma imediata que a função de Shannon gera uma família de wavelets.

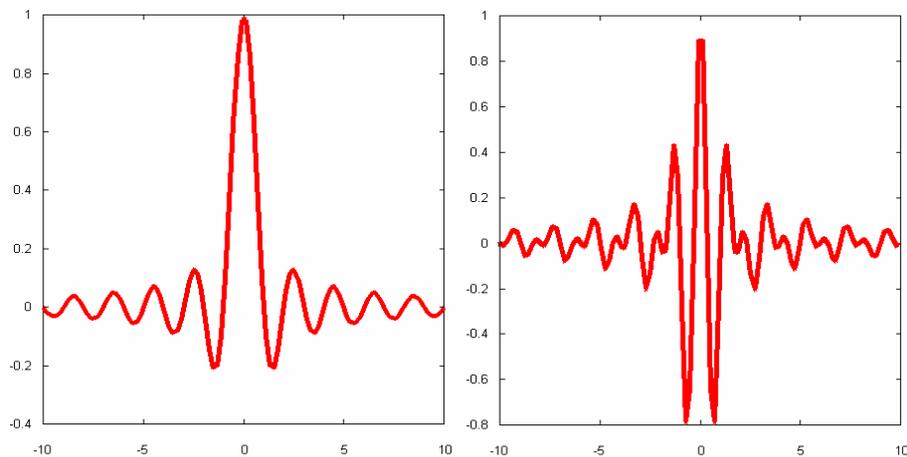


Figura 4: Wavelet Shannon, funções ϕ (esquerda) e ψ (direita).

Exemplo 2.4. Wavelets Daubechies.

As wavelets Daubechies definem uma classe de wavelets ortogonais com suporte compacto. Não podem ser escritas numa forma analítica, isto é não têm uma forma fechada escrita, mas possuem um algoritmo em cascata para serem construídas.

Do amplo leque de wavelets Daubechies, a escolha para alguns testes foi Daub 4, cujas funções ϕ e ψ podem ser apreciadas na Figura 5.

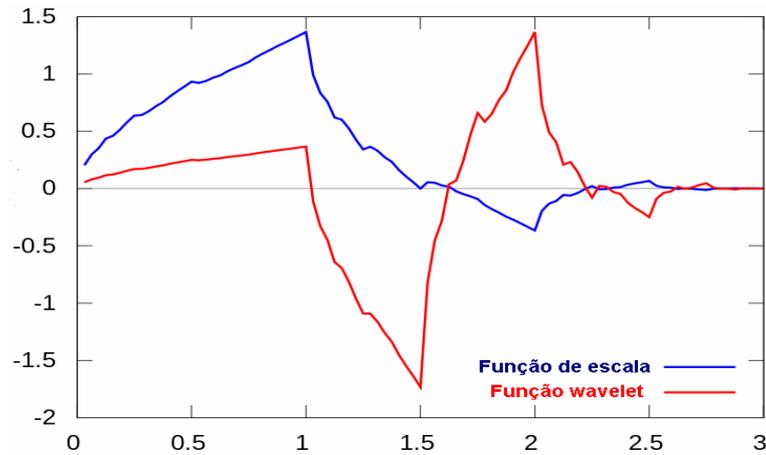


Figura 5: Wavelet Daubechies, tipo Daub4, funções ϕ e ψ .

A transformada wavelet Daubechies correspondente tem como filtro de passa baixa o seguinte vetor

$$\left[\frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{4}} \right] \quad (2.17)$$

sendo o filtro de passa alta o vetor

$$\left[\frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{4}}, -\frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, -\frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{4}} \right]. \quad (2.18)$$

2.3.1. Base ortonormal definida por uma função geradora

Uma forma de construir uma base ortonormal para D^j é converter uma base ortonormal para D^j em uma base ortonormal para $L_2(\mathfrak{R})$ mediante translação, dilatação e modulação (ou seja, multiplicando por $e^{2\pi i k t}$).

A família $\{e^{2\pi i k t} \mid k \in \mathfrak{R}\}$ é uma base ortonormal para $L_2([0, 1])$. Agora se consideram as translações truncas de $e^{2\pi i k t}$

$$g_{k,n} = e^{2\pi i k t} \chi_{[0,1]}(t-n), \text{ com } k, n \in Z, \quad (2.19)$$

sendo $\chi_{[0,1]}$ a função característica do intervalo $[0, 1]$. Para n fixo sabendo que $\{e^{2\pi i k t} | k \in Z\}$ é uma base ortonormal para $L_2([0, 1])$ somente se precisa uma mudança de variáveis para ver que $g_{k,n}$, com $k \in Z$ é uma base ortonormal para $L_2([n, n+1])$. Este fato é utilizado na seguinte proposição para obter uma base ortonormal para $L_2(\mathfrak{R})$.

Cabe recordar os seguintes critérios para que um conjunto ortonormal seja uma base ortonormal.

Lema 2.1 Um subconjunto ortonormal S de um espaço com produto interno X é uma base ortonormal:

- (a) Se, e somente se, $S^\perp = \{0\}$;
- (b) Se o espaço gerado $S_p(S)$ é denso em X .

Proposição 2.1 Base ortonormal para $L_2(\mathfrak{R})$.

O conjunto $g_{k,n}(t)$ definido em (2.19) é uma base ortonormal para $L_2(\mathfrak{R})$.

Demonstração. Ver Bachman et al. (2000).

2.3.2. Multiresolução na decomposição de um sinal

A família de funções Haar é um exemplo típico de wavelets. Cada membro da família possui uma estrutura simples e tem suporte compacto; e não são funções contínuas. Existem outras funções que geram família de wavelets e são contínuas, inclusive são suaves. O problema é: quais devem

ser as características a serem verificadas? A família das funções Haar tem a capacidade de fornecer uma estrutura de aproximações tipo encaixe. Em termos de aproximações, o conjunto de funções S_{j-1} pode dar uma melhor aproximação a um sinal mediante S_j ⁶. Resulta importante anotar que a função geradora Haar $\psi(t) \in S_{-1}$ enquanto que $\psi(t) \notin S_0$. Isto significa que a função geradora da família Haar pode encontrar no complemento de S_0 em relação a S_{-1} . Este processo pode expressar-se exatamente em termos de uma decomposição por multiresolução do sinal dado, o que é percebido pela primeira vez por Mallat e que fora depois usado por Daubechies para construir uma nova classe de wavelets. (BACHMANN et al, 2000).

Do ponto de vista da análise funcional, uma multiresolução é uma família de subespaços fechados encaixados num determinado espaço de Hilbert, duplamente infinita, mas gerados por um único operador U e um único subespaço V_0 . (JORGENSEN, 2003). O operador U representa um operador de escalamento, e o subespaço V_0 é alguma resolução fixa, por exemplo, o conjunto de funções escalonadas com valor igual à unidade; os subespaços maiores da família representam uma resolução mais fina, e os subespaços menores representam uma resolução menos fina. Quando este conceito se aplica no processamento de sinais ou na ótica, a cada espaço de resolução corresponde uma banda de frequências. Considere-se desta forma a seguinte definição.

Definição 2.3 Uma seqüência de subespaços fechados $\{V_j \mid j \in Z\}$ de $L_2(\mathfrak{R})$ junto com uma função $\psi \in V_0$ se denomina análise de multiresolução se satisfaz as seguintes condições:

⁶ Por exemplo, se medimos com uma régua em centímetros teremos melhor precisão que com uma fita dada em metros, e – claro está – com um calibrador Vernier universal a medição será muitíssimo mais precisa.

- (a) Encaixe crescente: $\dots \subset V_{-1} \subset V_0 \subset V_1 \subset \dots$
- (b) Densidade: $\overline{\bigcup_{j \in \mathbb{Z}} V_j} = L_2(\mathfrak{R})$.
- (c) Separação: $\bigcap_{j \in \mathbb{Z}} V_j = \{0\}$.
- (d) Densidade em níveis de escalas: $\psi(t) \in V_j$ se, e somente se, $\psi(2t) \in V_{j+1}$.
- (e) Base ortonormal: Existe uma função de escala $\varphi \in V_0$ cujo conjunto de translações externas $\{\varphi(t-n) \mid n \in \mathbb{Z}\}$ forma uma base ortogonal para V_0 .

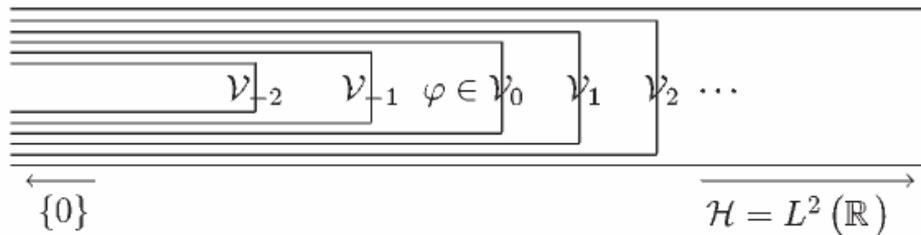


Figura 6: Esquema gráfico dos espaços de resolução. Fonte: Jorgensen, (2003).

Agora, deve considerar-se a forma de construções de wavelets a partir de uma análise de multiresolução. Seja $j \in \mathbb{Z}$, com isso $W_j = V_{j+1} \oplus V_j$ é o complemento ortogonal de V_j em V_{j+1} em relação ao produto interno de $L_2(\mathfrak{R})$. O subespaço W_j denomina-se espaço de detalhamento do nível j . Por as propriedades (b) de densidade e (c) de separação, pode escrever-se

$$L_2(\mathfrak{R}) = \bigoplus_{j \in \mathbb{Z}} W_j \quad (2.20)$$

Com isso, para que um sistema como (2.6) ou (2.7) seja uma base ortonormal de $L_2(\mathfrak{R})$ só se precisa satisfazer a propriedade (e), ou seja se deve encontrar ψ de tal maneira que $\{\psi(t-n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$ seja uma base ortonormal

de W_0 , devido a que a propriedade (d) de diversidade de escalas mostra que $\{2^{j/2}\psi(2^j t - k)\}_{k \in \mathbb{Z}}$ é uma base ortonormal de W_j para todo $j \in \mathbb{Z}$.

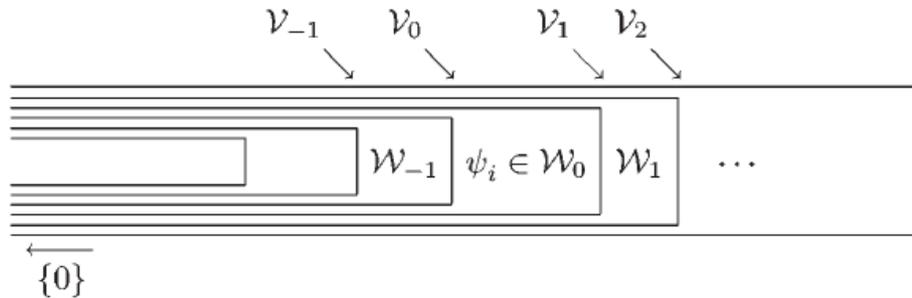


Figura 7: Sequência de espaços de detalhamento. Fonte Jorgensen, (2003).

Exemplo 2.5. Expansão de multiresolução Haar de uma função.

Considerem-se as funções Haar tratadas no Exemplo 2.1, geradas a partir da função geradora $\psi(t) = \chi_{[0,1)}(2t) - \chi_{[0,1)}(2t-1)$ mediante a fórmula $\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \varphi(2^j t - k)$. Seja $f(t) = 20t^2(1-t)^4 \cos(12\pi t)$, com $0 \leq t \leq 1$, uma função definida no intervalo unitário. A expansão da função $f(t)$ mediante as funções $\psi_{j,k}(t)$ para os níveis $j = 5$ e $j = 7$, são mostradas na Figura 8, obtidas com um sistema de computação algébrica. Em cor vermelha aparece a função original, e em cor azul suas aproximações de Haar.

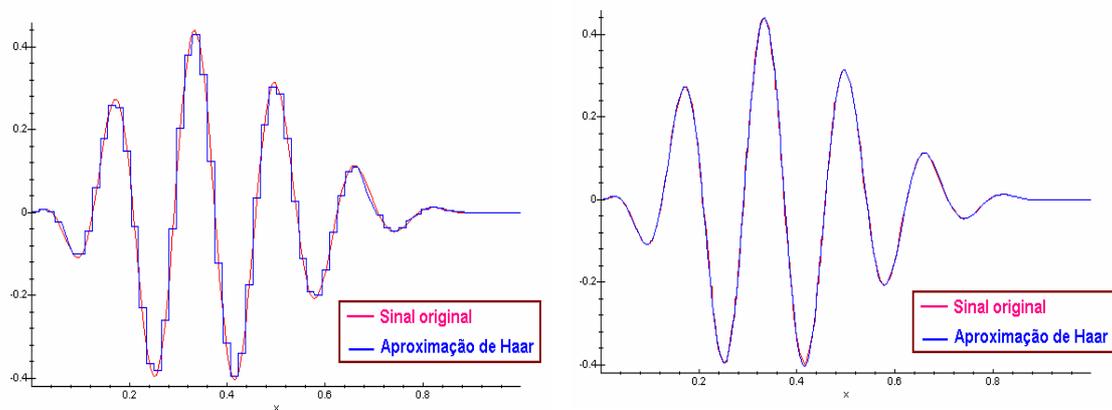


Figura 8: Expansão de multiresolução Haar da uma função.

A idéia fundamental de construir uma base de dados de subsinais a_6 para um amplo leque de sinais, serve para classificá-los mediante métodos métricos ou estatísticos.

2.4. A noção de distância

Considerem-se seqüências de n números reais (ou complexos) $S = (s_i)_{i=1..n}$ e $T = (t_i)_{i=1..n}$. Define-se a distância euclidiana entre S e T ao número:

$$d(P, Q) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (s_i - t_i)^2}. \quad (2.21)$$

Com certeza, a distância euclidiana permite dar uma estimativa da proximidade entre duas seqüências de n números reais. No caso de sinais, (de entrada ou de saída) envolvidas no projeto, a distância dada pela equação (2.21) indica a proximidade entre os sinais. No caso de subsinais a_6 é análogo.

Considerando dois sinais com 8192 pontos cada ⁷, quando se aplica uma transformada discreta wavelet, até o sexto nível, então os subsinais a_6 possuem 128 pontos. Isto quer dizer que a distância entre os correspondentes subsinais a_6 deve tomar-se entre duas seqüências com $n = 128$.

Para sinais de maior tamanho, será empregado o conceito de *cepstrum* de potência, mais adiante.

Existem diversos tipos de distâncias num espaço finito-dimensional, o qual é o caso de sinais gerados pelo sistema elevador de tensão. Para estudar a proximidade entre sinais qualquer distância pode escolher-se, porque as distâncias em espaços de dimensão finita são equivalentes. A distância também permite estudar erros e resíduos na teoria de sinais unidimensionais.

⁷ Consideram-se sinais desse porte, com um múltiplo de 2 (para transformadas discretas wavelets de tipo diádico), para obter uma resolução mais ou menos manipulável com suas subsinais a_6 .

2.7. Análise de Componentes Principais.

Dentre o vasto conjunto de ferramentas disponíveis, uma técnica que se destaca pelo seu grande potencial para o reconhecimento de padrões é a análise de componentes principais (*Principal Components Analysis – PCA*) a qual possui grande especificidade na identificação de sinais 1D e 2D, de partes do corpo humano como as impressões digitais, retina, íris e faces. O PCA (SMITH, 2002) e (HAIR et Al, 2008) envolve uma análise estatística de correlação entre as componentes que formam o objeto, nesse caso, tratados como estruturas vetoriais e, através de uma projeção dessas estruturas em subespaços vetoriais obtém-se redução da dimensionalidade da amostra, além de uma representação mais significativa do ponto de vista estrutural.

A Análise de Componentes Principais é uma técnica empregada para simplificar uma base de dados. Trata-se de uma transformação linear que escolhe um novo sistema de coordenadas, de forma tal que a maior variância para qualquer projeção se coloca como primeiro eixo coordenado (denominando-se primeira componente principal). A segunda maior variância se coloca como segundo eixo coordenado, e assim em forma sucessiva. A PCA se usa para reduzir a dimensionalidade, não considerando componentes de menor significado.

A técnica PCA se realiza mediante as seguintes etapas:

- (a) Obtenção dos dados ou amostragem, neste projeto, subsinais a_6 ;
- (b) Normalização da amostra através da subtração da média da amostra (sinal médio – Dados Ajustados);
- (c) Cálculo da matriz de covariância dada por: $M = (\text{cov}(i, j))_{1 \leq i, j \leq n}$ com n sinais, sendo

$$\text{cov}(i, j) = \frac{1}{n-1} \sum (i - \bar{i})(j - \bar{j}). \quad (2.22)$$

- (d) Cálculo dos autovalores e autovetores de M;
- (e) Indexação dos autovetores por ordem crescente de autovalores associados;
- (f) Escolha dos m autovalores e autovetores associados mais representativos (“maiores”) para formar o vetor característico:

$$(\text{Vetor de Características}) = (\text{vet}_1, \text{vet}_2, \text{vet}_3, \dots, \text{vet}_n) \quad (2.23)$$

- (g) Projeção da amostra em um novo subespaço vetorial $(n - m)$ – dimensional através da expressão:

$$\text{DF} = \text{VCT} \times \text{DAT} \quad (2.24)$$

- (h) Se necessário retornar aos dados originais, isto é, base original tal procedimento pode ser obtido através de:

$$\text{ODT} = (\text{VCT} \times \text{DF}) + \text{Sinal médio} \quad (2.25)$$

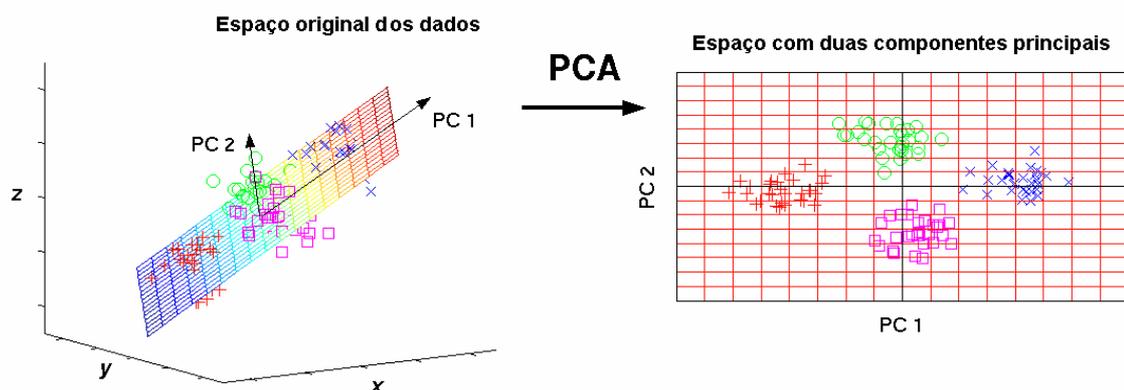


Figura 9: A análise de componentes principais reduz a dimensionalidade do espaço original dos dados.

3. SISTEMA ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST CONVERTER)

Um dos circuitos mais utilizados em eletrônica de potência é o conversor elevador de tensão ou conversor *boost*. Na Figura 10 apresenta-se a topologia básica deste circuito. (AGUIRRE, 2007)

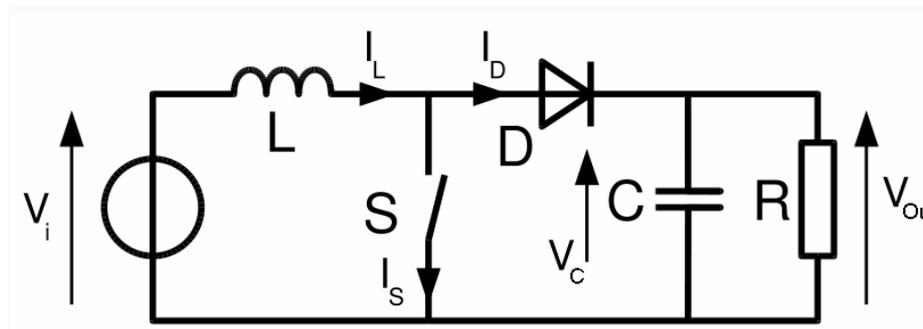


Figura 10: Conversor *boost* DC-DC.

Este tipo de conversor tem sido o mais utilizado como PFP⁸ em função de suas vantagens estruturais tais como (MAMMANO, 1991):

1. A presença do indutor na entrada absorve variações bruscas na tensão de rede (“spikes”), de modo a não afetar o restante do circuito, além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal).
2. A energia é armazenada no capacitor de saída, operando em alta tensão ($V_{out} > E = V_{in}$), permitindo valores menores da capacitância.
3. O controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero.
4. Como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínuo), as exigências de filtros de IEM⁹ são minimizadas.

⁸ Pré-regulador de Fator de Potência.

⁹ A interferência eletromagnética (IEM) é um campo ou onda elétrica ou magnética que pode ou não alterar funcionamento ou danificar um equipamento, dispositivo ou aparelho.

5. O transistor deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, uma vez que pode ser feito por um sinal de baixa tensão referenciado a terra.

Na análise deste circuito operando em modo de condução contínua, nos permite deduzir o modelo instantâneo ideal,

$$\begin{cases} L \frac{d x_1}{d t} = -u x_2 + E \\ C \frac{d x_2}{d t} = u x_1 - \frac{1}{R} x_2, \end{cases} \quad (3.1)$$

em que $x_1 = I_L$ é a corrente no indutor, $x_2 = V_C$ é a tensão no capacitor, $u = 1 - q(t, x)$ é o controle e $q(t, x)$ representa o estado discreto do interruptor eletrônico. R representa a resistência de carga e $E > 0$ é a fonte externa. A tensão $V_{\text{Out}} = x_2$ sobre R é a saída do sistema que deve ser regulada para que $V_{\text{Out}} = V_C > E$. Nas aplicações reais. Mudanças nos parâmetros R e E representam perturbações de carga e flutuações da fonte de tensão, respectivamente.

A equação (3.1) pode expressar-se como

$$\frac{d}{d t} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E/L \\ -x_2/(RC) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -x_2/L \\ x_1/C \end{bmatrix} u. \quad (3.2)$$

A equação (3.2) é conhecida na literatura como *modelo instantâneo do boost*. Esta descreve a dinâmica instantânea das variáveis $x_1(t)$ e $x_2(t)$, incluindo as componentes de alta frequência causadas pela elevada frequência de comutação do interruptor, caracterizando o *ripple* deste tipo de sinais. Estas componentes podem ser eliminadas do modelo utilizando as técnicas de *Aproximação pela Média* (ou *averaging*), descritas em Kassakian, Schlecht e Verghese, (1991), permitindo a obtenção do modelo por valores médios do boost. Este modelo assume a mesma expressão matemática que a da equação (3.2), sendo que a única diferença é a troca da variável discreta instantânea S

(ver Figura 10) pela variável contínua d , com $0 \leq d \leq 1$, (denominada comumente de razão cíclica) e o uso das variáveis x_1 e x_2 para representar as médias locais dos valores instantâneos de I_L e V_C , calculadas em um período de comutação $T = 1/f_s$, onde f_s é a frequência de comutação do interruptor. Neste caso utiliza-se um acionamento que opera a frequência constante implementada através de um Modulador por Largura de Pulsos (*Pulse-Width Modulation* – PWM). Outra forma de se acionar é com frequência variável q e dispensando o uso de PWM. Neste último caso a frequência de comutação deve ser limitada por valores máximos para não queimar o interruptor e por valores mínimos para evitar os efeitos audíveis do ruído gerado nos indutores do circuito.

Os possíveis pontos de equilíbrio são determinados a partir da equação (3.1) depois de se eliminar a variável de controle u . Todos os possíveis equilíbrios de (3.1), independentemente da função de controle u , estão sobre a variedade:

$$\Gamma = \left\{ (\bar{x}_1, \bar{x}_2) \mid \bar{x}_1 = \frac{\bar{x}_2^2}{RE} \right\} \quad (3.3)$$

Quando S é substituído pelo seu valor médio d , cada ponto em Γ corresponde a um equilíbrio associado com o valor constante $d = D$. Estes equilíbrios são (ver Figura 11)

$$\bar{X}_1 = \frac{E}{R(1-D)^2}, \quad \bar{X}_2 = \frac{E}{(1-D)}. \quad (3.4)$$

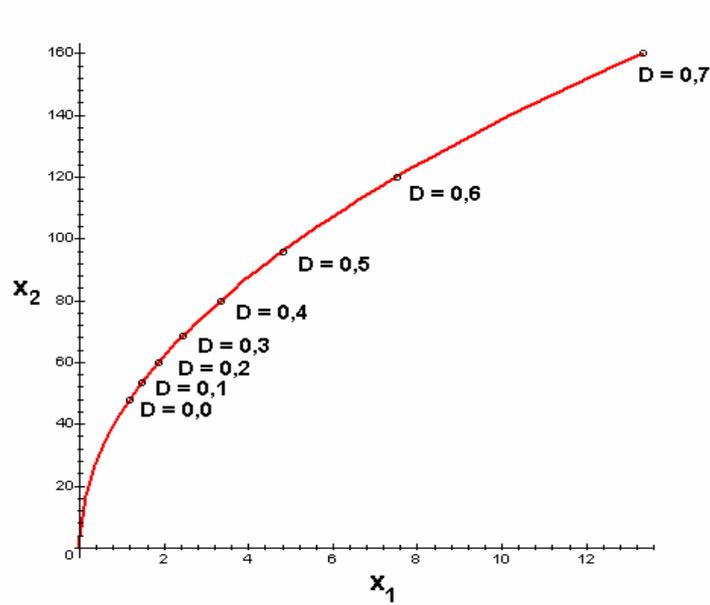


Figura 11: Variedade de equilíbrios.

Note que o conjunto Γ depende dos valores de R e E .

Para analisar a dinâmica do modelo instantâneo, cada etapa de operação do circuito deve ser considerada separadamente. Quando $q = 0$ na equação (3.1) tem-se o seguinte sistema de equações acopladas:

$$\begin{cases} \frac{d x_1}{d t} = -\frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} E \\ \frac{d x_2}{d t} = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2, \end{cases} \quad (3.5)$$

A dinâmica descrita pela equação (3.5) se conhece como a *estrutura-0* (E_0) do conversor *boost*. A estrutura E_0 exibe uma dinâmica linear ao redor do equilíbrio:

$$\bar{X}_0 = \begin{bmatrix} \bar{x}_{0_1} \\ \bar{x}_{0_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E/R \\ E \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Os autovalores associados com \bar{X}_0 , assumindo que $L < 4R^2C$ são

$$\lambda_{1,2} = -\alpha \pm j \omega = -\frac{1}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2}$$

Portanto \bar{X}_0 é um foco estável. (AGUIRRE, 2007)

Quando $q = 1$ o sistema da equação (3.1) é reduzido à

$$\begin{cases} \frac{d x_1}{d t} = \frac{1}{L} E \\ \frac{d x_2}{d t} = -\frac{1}{RC} x_2, \end{cases} \quad (3.7)$$

A equação (3.6) é denominada de *estrutura-1* (E_1) do sistema (3.1). Este subsistema não possui ponto de equilíbrio e a solução analítica é

$$x_1(t) = x_{1_0}, \quad x_2(t) = x_{2_0} e^{-\frac{1}{RC} t}. \quad (3.8)$$

Todo o funcionamento do conversor boost se resume a uma escolha adequada dos instantes em que a comutação entre as duas estruturas E_0 e E_1 deve ser realizada.

4. PERTURBAÇÕES EM SISTEMAS ELETRÔNICOS

O progresso tecnológico em sistemas eletrônicos resultou numa maior vulnerabilidade das condições de operação, especialmente devido a sua interface com o mundo externo. Hoje, mesmo com os avanços da eletrônica e as áreas que fornecem novas possibilidades nos sistemas elétricos modernos, persistem riscos de outras naturezas. Entre as interfaces mencionadas, pode considerar-se a rede de alimentação da energia elétrica, as linhas telefônicas e outras que só transportam sinais, bem como os cabos coaxiais que interligam os equipamentos aos sistemas irradiantes (antenas). As redes de Baixa Tensão são altamente poluídas e sujeitas a um grande número de agressões.

Os equipamentos eletrotécnicos e, em particular, os dispositivos eletrônicos que são cada vez mais numerosos e processam sinais cada vez mais baixos, devem resistir a um ambiente eletromagnético duro. Em forma simultânea, os requisitos de disponibilidade, seja na produção, na gestão ou no comércio, são cada vez maiores. Para melhorar a qualidade da "eletricidade (em quanto produto)" e evitar o funcionamento defeituoso e, em alguns casos, a destruição dos componentes da rede elétrica, além das cargas sensíveis, é essencial compreender a origem dos distúrbios e avaliar os seus riscos. (CALVAS, 2000).

Existem perturbações de diferente tipo que podem ser dadas por simulações predeterminadas em circuitos elétricos ou – com frequência – por anomalias denominadas distúrbios.

Será dada conta dos principais distúrbios elétricos e, depois, um modelo do enfoque de perturbações mais gerais nos circuitos elétricos.

4.1.Principais Distúrbios elétricos

Entre as principais anomalias podem citar-se as seguintes:

- De amplitude (variações, interrupções, quedas, sobre voltagens);
- De frequência (variações lineares e não lineares);
- Da própria forma de onda (harmônicos, transientes, correntes de transportação);
- De fase (desequilíbrios);
- De potência (curtos-circuitos, sobrecargas).

4.1.1. Distúrbios de amplitude

As redes de alimentação são prejudicadas não apenas por flutuações de carga, senão também por diversos fenômenos aleatórios de origem acidental, como os curtos-circuitos ou ainda os grandes blecautes que atingem cidades ou regiões inteiras. As anomalias destrutivas deste tipo são ocorrências elétricas superpostas à tensão normal ou sinal transportado pela linha, que se eleva acima do nível seguro para a operação dos equipamentos, causando danos físicos. Uma queda de tensão entre 10% até 100% pode durar uns poucos segundos até intervalos maiores. Como um nível seguro, considera-se até 20% acima da tensão de pico (não efetivo) de operação normal (por exemplo, em redes de 115 V, até 195 V ou, em redes de 220 V, até 373 V).

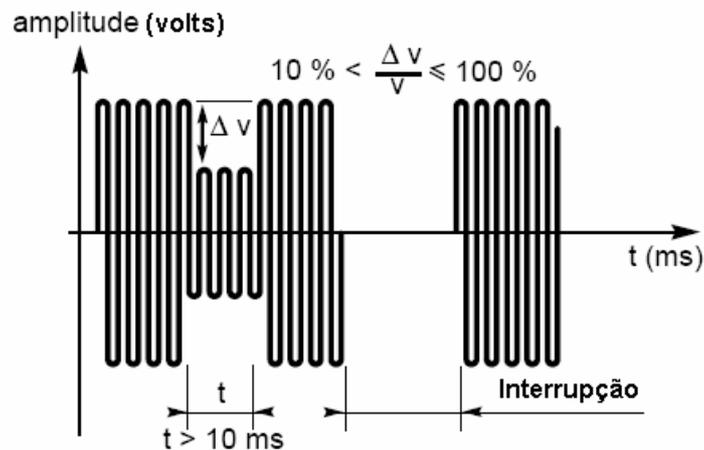


Figura 12: Quedas de voltagens e interrupção.

Brownout

É uma queda de tensão, isto é, uma perda na transmissão, que pode ser de curta duração (ou não). Também pode ser uma queda de tensão até intencional de um sistema de fornecimento de energia elétrica e usada para reduzir a carga numa emergência. A redução dura alguns minutos ou horas, em oposição ao curto prazo ou a queda de tensão por mergulho. O termo *blecaute* vem do escurecimento experimentado pela iluminação quando a tensão cai completamente. A redução de tensão pode ser um efeito da ruptura de uma rede elétrica, e pode ocasionalmente ser imposta em um esforço para reduzir a carga e evitar um apagão. A queda pode ser um percentual do total da tensão por falhas na linha de transmissão ou diversos problemas na rede.

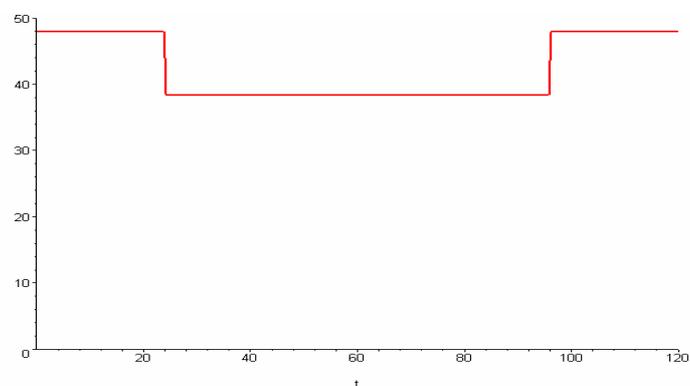


Figura 13: *Brownout* típico: no caso de um 20 % da tensão.

Picos de tensão (*spikes*)

Espículas de tensão são causadas pela ligação ou desligamento instantâneo quer de fontes de fornecimento de energia pela concessionária quer de cargas muito grandes devido a consumidores industriais.

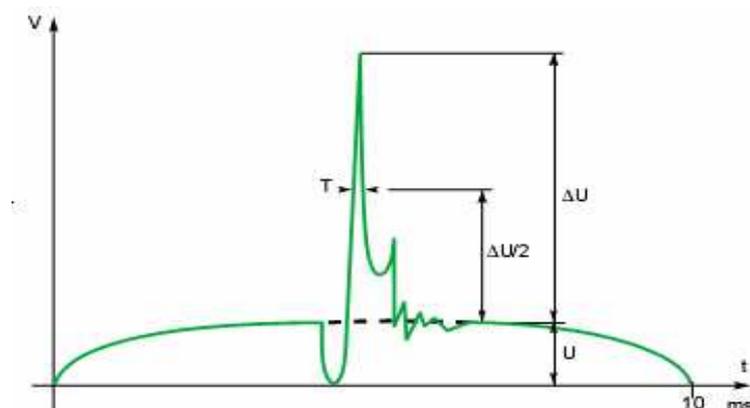


Figura 14: *Spike* típico: no caso a propósito de um curto-circuito.

Entre os distúrbios mais comuns, podem-se considerar os seguintes:

Faltas de energia são situações em que a tensão da rede cai a zero, interrompendo o fornecimento de energia aos usuários. A duração e a frequência das faltas de energia dependem da natureza de suas causas.

Interrupções mais prolongadas (blackout) são eventos mais raros e que, na maioria dos casos, atingem toda uma região.

Subtensões e sobretensões causadas usualmente por defeitos de linha no sistema de energia (curtos-circuitos, por exemplo) pela ação dos próprios dispositivos de proteção e compensação de reativos pela concessionária, ou pelo acionamento e desligamento de cargas pesadas como elevadores, compressores de ar, motores, etc.

Distúrbios pela operação das redes.

As quedas de tensão observadas nas redes, devidas a situações próprias da rede, são causadas por:

- Ativação de bobinas originando uma queda breve de tensão ou um fenômeno transiente de tipo oscilatório;
- Dirigido por motores de porte maior, que originam interrupção de curta duração.

Os distúrbios devidos a falhas das redes de tensão

Curto circuitos na distribuição principal são os responsáveis por quedas de tensão e interrupções.

Quedas internas na instalação do usuário entre o quadro de distribuição principal e os demais quadros e, destes, até o ponto de utilização. Estas quedas de tensão resultam das perdas nas impedâncias normais de cabos, conexões elétricas e fusíveis, agravadas pelos maus contatos que existem nos pontos de conexão e pela distância dos centros de distribuição até as cargas críticas.

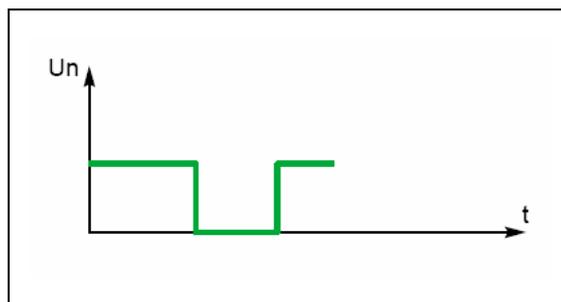


Figura 15: Comutação voluntária da fonte.

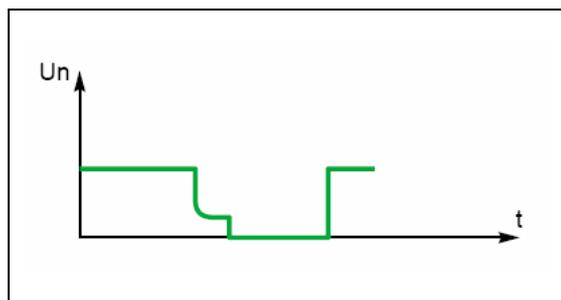


Figura 16: Comutação automática da fonte após uma falha externa.

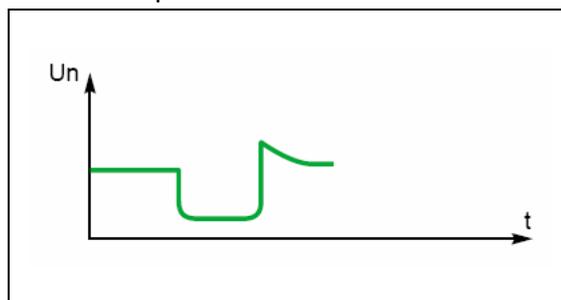


Figura 17: Curto circuito externo.

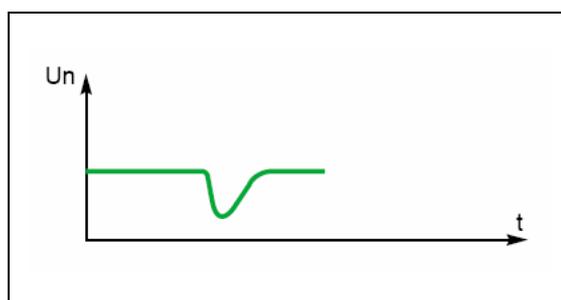


Figura 18: Energização de unidade de grande porte.

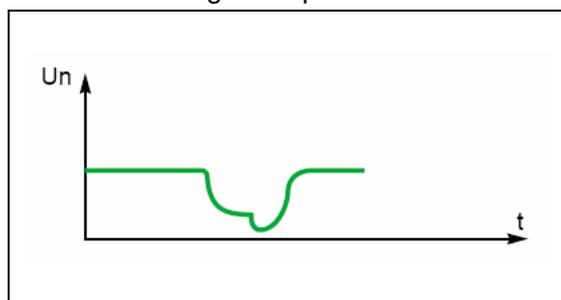


Figura 19: Interrupções de curta duração com motor grande

4.1.2. Distúrbios de frequência

São desvios no valor da frequência fundamental, que pode ser de 50 ou 60 Hz, (60 Hz no Brasil), e tem origem na geração de energia elétrica e "pode ser um grande desafio para quem encontra esse distúrbio" (MARTINHO, 2009).

Existem diversos tipos de variação da frequência, podem ser lineares, quadráticas ou de outra classe.

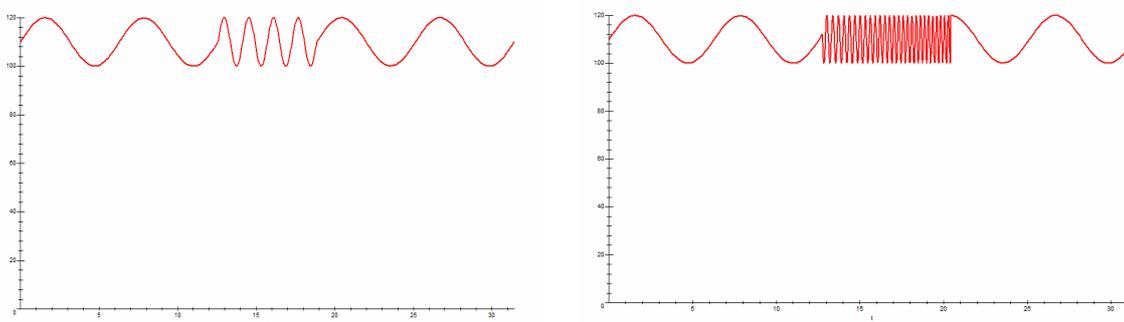


Figura 20: Variações da frequência da tensão; na esquerda, uma variação linear, na direita, uma variação de caráter quadrático.

4.1.3. Da própria forma da onda

Consideram-se as seguintes:

Distorção harmônica são deformações indesejáveis na onda senoidal da tensão alternada que ocorrem diariamente nas redes elétricas.

Cargas não lineares, tais como retificadores e máquinas de solda, introduzem distorção periódica na forma de onda fundamental da tensão de linha. A cada ciclo a senóide apresenta-se igualmente deformada. A maioria dos equipamentos eletrônicos tolera distorção harmônica de 5%.

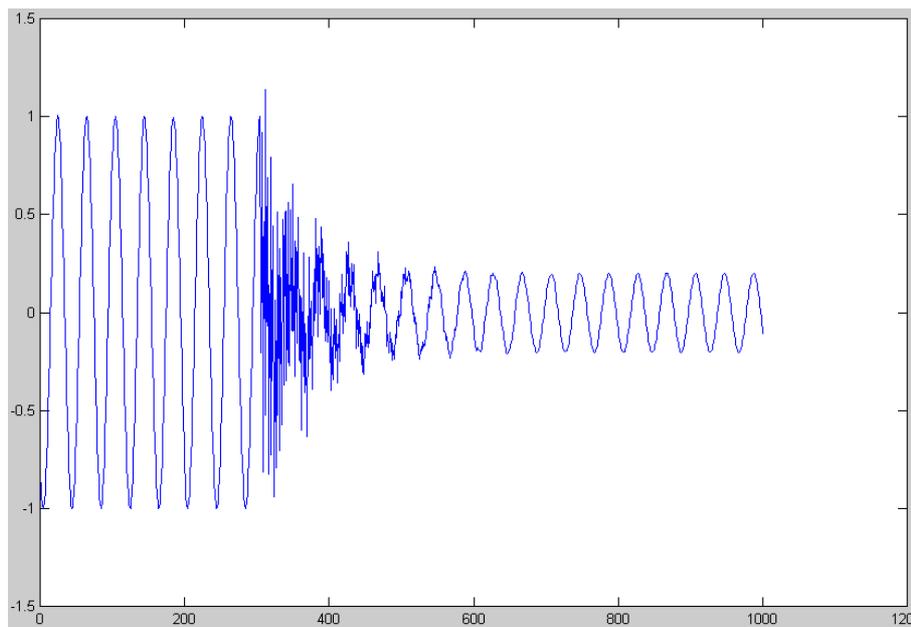


Figura 21: Exemplo de distúrbio transitente. (KASHAP et al., 2003)

- **EMP** (abreviação de *electromagnetic pulse*) são pulsos avulsos provenientes de colapso de campo magnético, provocado por queda de raio ou explosão nuclear. Sua magnitude pode variar entre insignificante e devastadora.
- **Transientes** são pulsos aleatórios de amplitude elevada, mas de duração muito curta, em geral inferior a 100 microsegundos.
- **Surtos de potência** aparecem quando um raio atinge um ou mais condutores da rede elétrica ou telefônica externa.

Observação 4.1. As quedas de tensão nas linhas de transmissão e nas instalações do usuário são permitidas e normalizadas pelas Associações Nacionais e Internacionais de Normas Técnicas. Da mesma forma, as reduções programadas pelas concessionárias estão dentro dos limites estabelecidos pelas autoridades responsáveis pela área, através de regulamentos sobre os cortes de energia e a variação de tensão permitível. Quedas e variações de

tensão são eventos comuns nas redes elétricas que algumas vezes diminuem a intensidade das luzes, outras provocam a queima de fusíveis. Nos sistemas eletrônicos sensíveis, queda e variações de tensão podem provocar sérios problemas operacionais. Valores elevados de tensão podem provocar danos aos equipamentos, valores baixos de tensão podem provocar a perda de informações e a operação inadequada dos equipamentos.

4.1. Perturbações mais gerais em circuitos elétricos

Na matemática, a teoria das perturbações é um conjunto de técnicas que tem como objetivo encontrar a solução aproximada de um problema cuja solução exata é desconhecida comparando-o com outro problema cuja solução é conhecida e que em algum sentido está "próximo" do problema original. A teoria das perturbações é aplicada para resolver diversos problemas como equações algébricas, equações diferenciais e problemas de autovalores.

Exemplo 4.1. Considere-se o problema de valor inicial não linear, com $\varepsilon > 0$:

$$\begin{cases} u'(x) + u(x) = \varepsilon u^3(x) & x > 0 \\ u(0) = 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

Procurando soluções da forma:

$$u(x) = u_0(x) + \varepsilon u_1(x) + O(\varepsilon^2) \quad (4.2)$$

Encontra-se

$$\begin{cases} u_0'(x) + u_0(x) = 0 & x > 0 \\ u_0(0) = 1 \end{cases} \quad (4.3)$$

e

$$\begin{cases} u_1'(x) + u_1(x) = u_0^3 & x > 0 \\ u_1(0) = 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

cujas soluções são

$$\begin{aligned} u_0(x) &= e^{-x} \\ u_1(x) &= \frac{1}{2}(1 - e^{-2x})e^{-x} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Isto produz uma aproximação de $u(x)$ da forma:

$$u(x) = e^{-x} + \varepsilon \frac{1}{2}(1 - e^{-2x})e^{-x} + O(\varepsilon^2) \quad (4.6)$$

Exemplo 4.2. Considere-se o problema de valor inicial (3.1), simplificada:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

sendo as condições iniciais: $x_1(0)$ e $x_2(0)$..

Acrescentando uma perturbação que depende da própria solução de (4.7), obtém-se o problema de valor inicial não linear:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \varepsilon f \left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \right) \quad (4.8)$$

E escrevendo em forma matricial

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = A_u X(t) + Y + \varepsilon f(X(t)) \\ X(0) = \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.9)$$

Nesta equação:

| | |
|---|---|
| $X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$ | Representa a solução do sistema. |
| $A_u = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$ | É a matriz do sistema linear original, que depende do parâmetro u |
| $Y = \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix}$ | A função fonte original. |
| $f(X(t)) = f\left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}\right)$ | Função de perturbação da própria solução do sistema linear (4.7). |

Então para resolver (4.9) procuram-se soluções da forma

$$X(t) = X_0(t) + \varepsilon X_1(t) + O(\varepsilon^2) \quad (4.10)$$

Encontra-se

$$\begin{cases} \frac{dX_0(t)}{dt} = A_u X_0(t) + Y & \text{com } x_1, x_2 > 0 \\ X_0(0) = \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.11)$$

e

$$\begin{cases} \frac{dX_1(t)}{dt} = A_u X_1(t) + Y + f(X_0(t)) \\ X_1(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.12)$$

5. PROCEDIMENTOS METODOLOGICOS

Este capítulo serve para introduzir a metodologia que foi empregada. Trata-se de um método que combina experimentação, aquisição de dados do elevador de tensão, simulação computacional, tratamento mediante transformadas wavelets, análise de componentes principais, classificação em grupos, geração de banco de dados, comparação e validação com novos testes.

1. Primeiro, tomaram-se sinais incluindo perturbações de diferente tipo, Foram coletadas 32 sinais dessa forma, visando formar uma base de dados depois da aplicação de transformadas discretas wavelets.
2. Foram processados em arquivos *.dat, visando empregá-las no sistema de computação algébrica Maple e PSIM ®.
3. Os resultados de Maple e PSIM em relação aos resultados sobre V_{out} e I_L foram coincidentes; a diferença é que em Maple foram coletados 8192 por cada sinal de entrada, no entanto que em PSIM foram coletados 500000 pontos para o intervalo de 5 segundos.
4. Para cada um dos subsinais aplicou-se transformadas discretas wavelets, mas para os resultados do sexto nível de compactação foram escolhidos só os dos subsinais a_6 obtidos mediante a transformada discreta wavelet Haar.
5. A seguinte fase foi aplicar a Análise de Componentes Principais (PCA) para obter uma classificação destes subsinais a_6 correspondentes as tensões de saída do elevador de tensão.

6. Após ter classificado, mediante o procedimento da análise multivariada, o PCA, foram distinguidos quatro grupos e logo se introduziram sinais testes, onde foram aplicados todos os passos anteriores, de 1 até 4. tendo agora 34 subsinais.
7. Nos novos resultados do PCA se aprecia que os sinais testes introduzidos agrupam-se num dos quatro grupos.

Foram realizados todos os passos para a estrutura E_0 , sem controle. Depois, foram realizados os testes com controle, mas utilizando apenas PSIM.

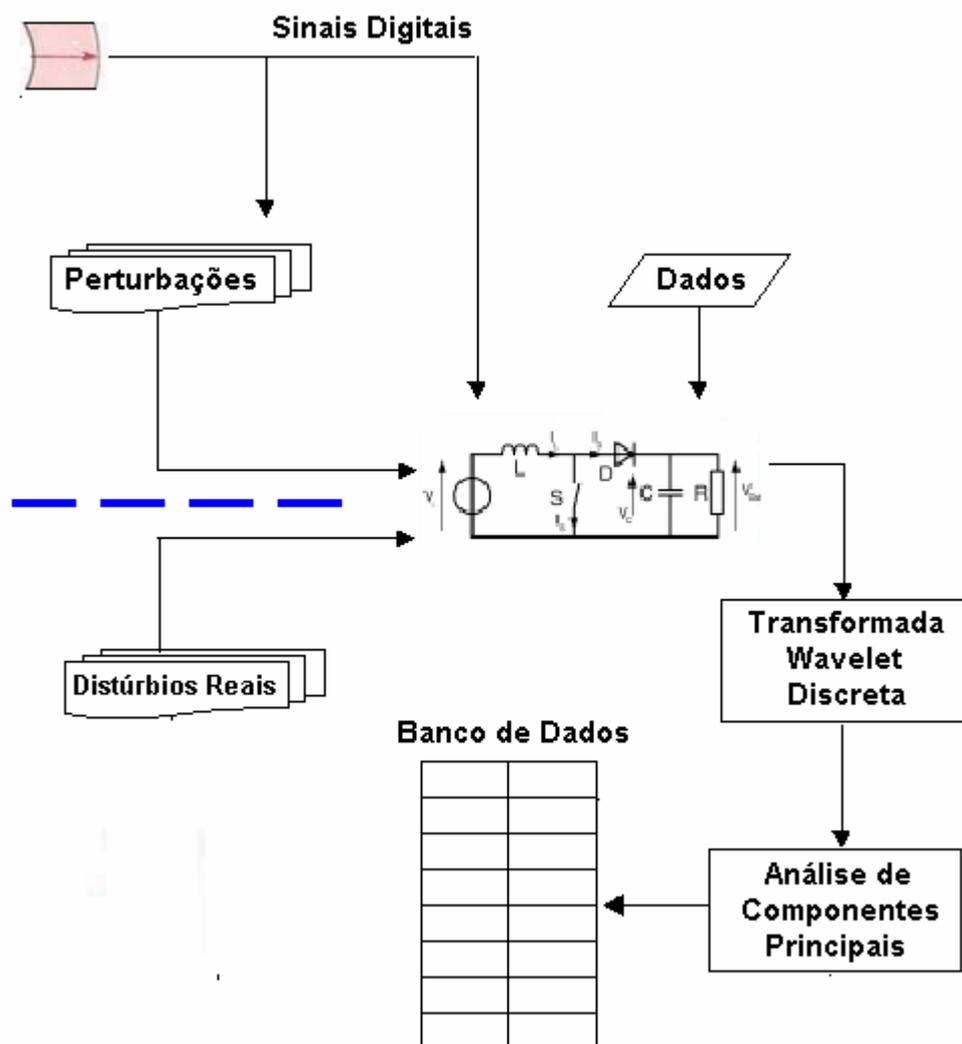


Figura 22: Diagrama de fluxo correspondente à criação de Banco de Dados, visando classificação das subsinais a_6 e comparação com as subsinais associadas dos distúrbios reais, para sua identificação.

6. APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos dos sinais e da aplicação de suas transformadas discretas wavelets mediante simulação numérica e por experimentação. No primeiro caso, empregou-se um esquema numérico para o sistema diferencial representado pela equação (3.2). O diagrama do elevador de tensão é reproduzido na Figura 23.

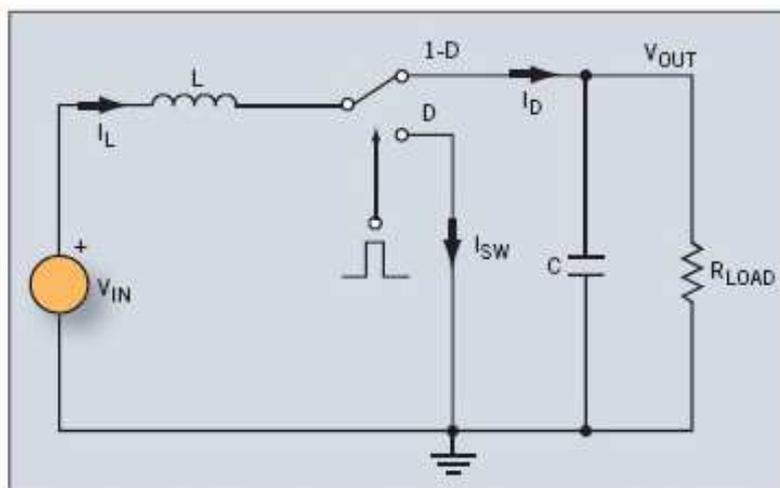


Figura 23: Elevador de tensão DC-CD, topologia básica.

6.1. Procurando as respostas V_{out} no subsistema $q = 0$.

As condições do elevador de tensão CC-CC foram as seguintes:

$$V_{in} = 48 \text{ volts};$$

$$L = 0.14 \text{ henrys};$$

$$C = 0.01 \text{ farads};$$

$$R = 40 \text{ ohms}.$$

6.1.1 Sem controle $u(t)$.

Nesta seção consideram-se os resultados do subsistema da estrutura-0 (E_0). São dados 4 exemplos ilustrativos dos tipos de respostas:

Exemplo 6.1 O interesse consiste em conhecer a resposta, especialmente a tensão de saída. Na figura 24 pode-se ver a fonte externa ($V_{in}= 48$,volts) a tensão de saída (V_{out}) e a corrente elétrica no indutor (I_L).

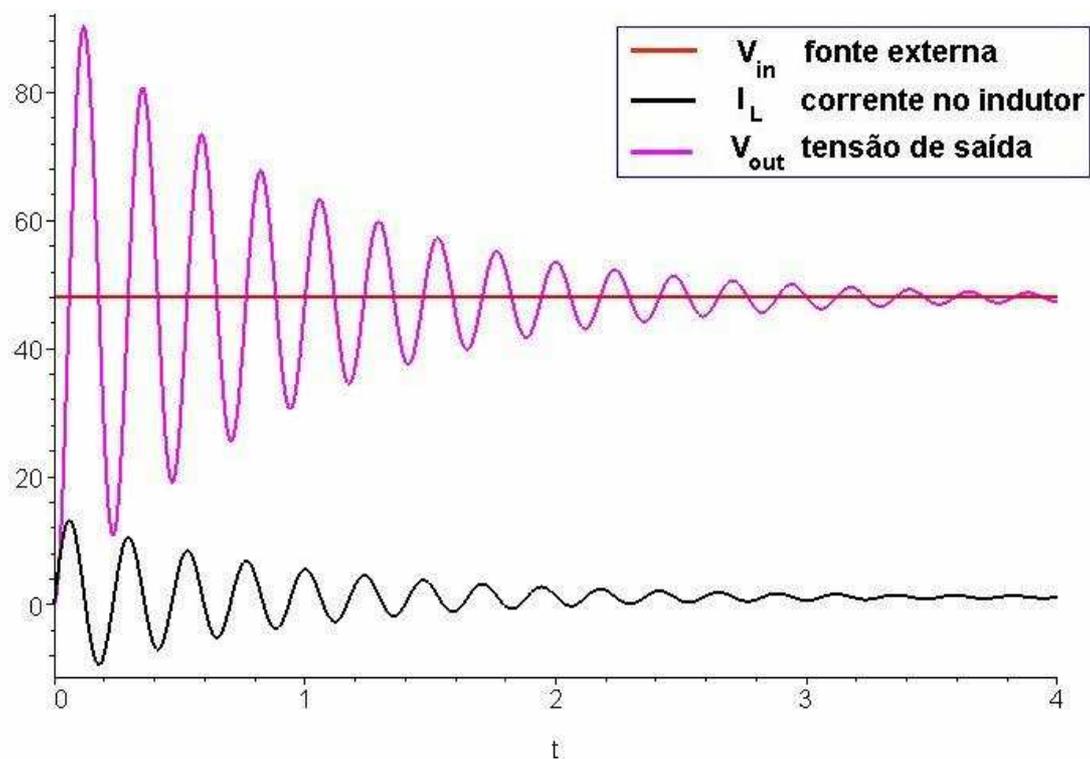


Figura 24: Gráficos da tensão na fonte, da corrente no indutor e da tensão de saída. Correspondem ao caso em que a fonte possui tensão constante.

Exemplo 6.2. Na presença de dois *spikes*, que perturbam a fonte de tensão constante, os resultados são os que aparecem na figura 25.

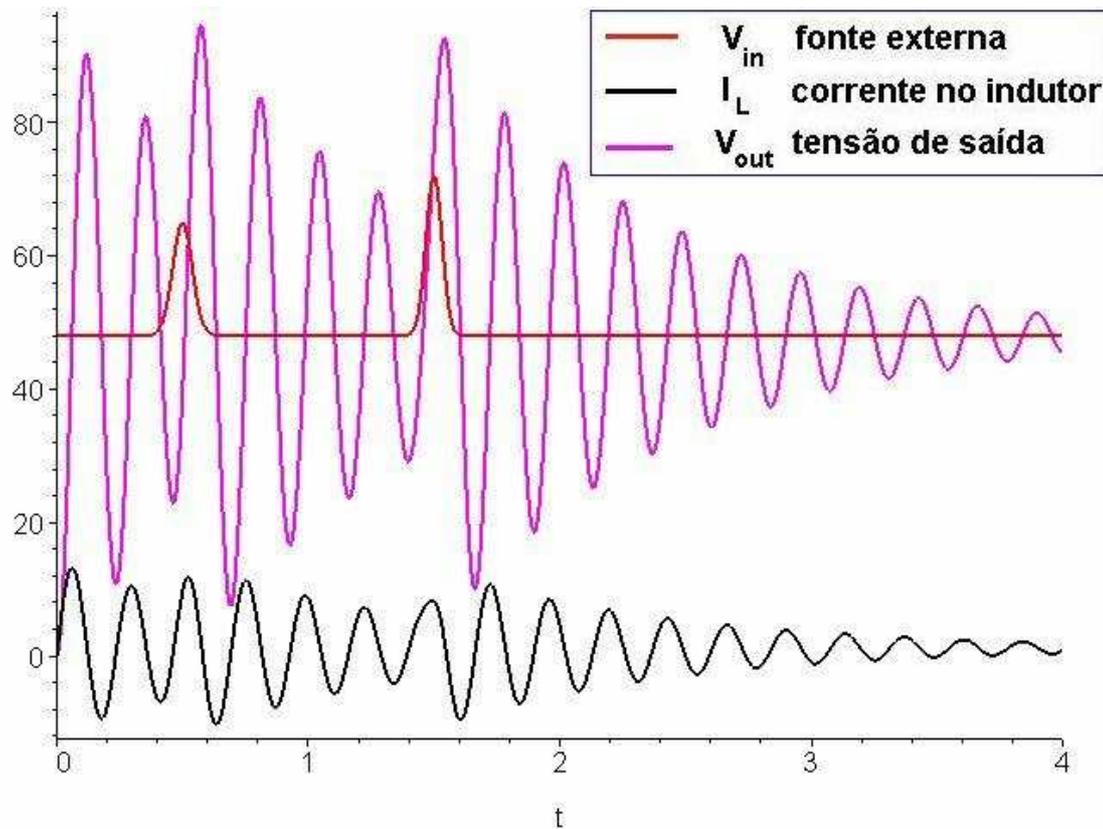


Figura 25: Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso onde a fonte de tensão constante foi submetida a dois *spikes*.

Exemplo 6.3. De outra parte uma variante da função de Walker:

$$f(t) = 20t^2(1-t)^4 \cos(12\pi t), \text{ com } 0 \leq t \leq 1 \quad (6.1)$$

consiste em acrescentar a amplitude, tomar seu valor absoluto e fazer um deslocamento. Nesse caso, os resultados obtidos estão mostrados na figura 26 para o caso quando a fonte constante está submetida a uma perturbação do tipo variante da função de Walker. (WALKER, 1999). A função definida pela equação (6.1) possui já uma amplitude dependente do tempo, um polinômio de sexto grau, mantendo uma frequência constante (12π)

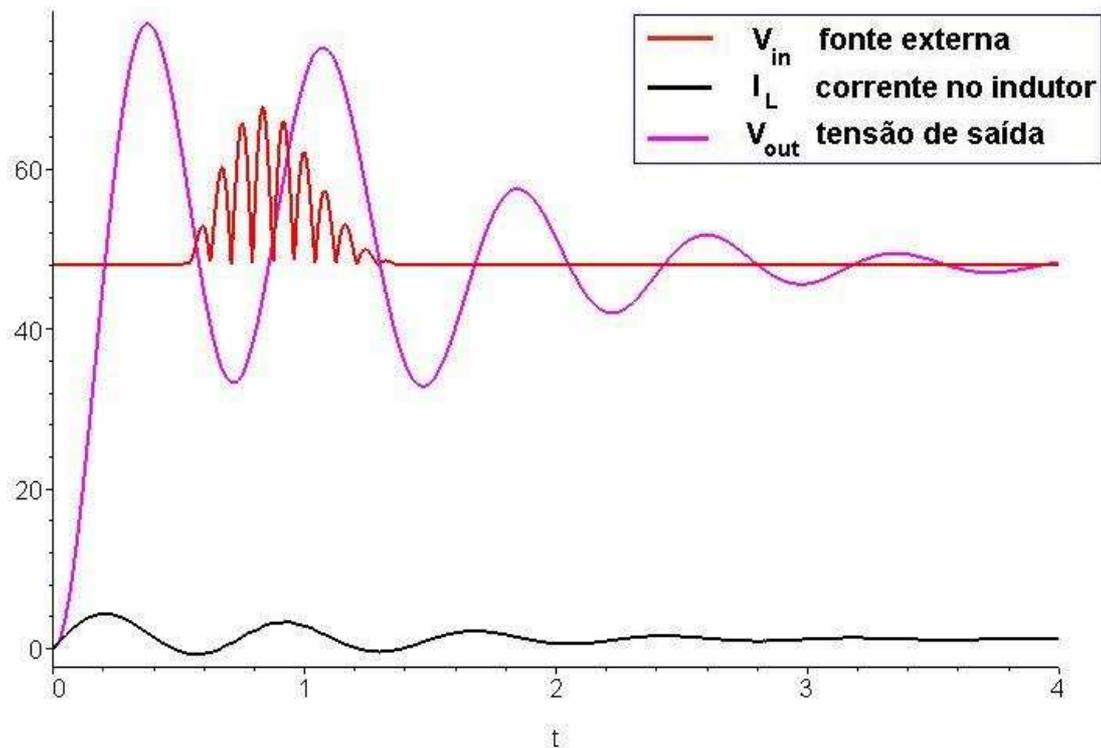


Figura 26: Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que a fonte de tensão constante foi submetida a uma perturbação tipo variante da função de Walker.

Exemplo 6.4. Chama-se sinal *multicarrier*, uma função aplicada na modulação de sinais. Na simulação numérica pode gerar-se com funções do tipo:

$$(t, T1, T2, T3, T4, T5, T6) \rightarrow \sin\left(2 \frac{\pi t}{T1}\right) \sin\left(2 \frac{\pi t}{T2}\right) + \sin\left(2 \frac{\pi t}{T3}\right) \sin\left(2 \frac{\pi t}{T4}\right) + \sin\left(2 \frac{\pi t}{T5}\right) \sin\left(2 \frac{\pi t}{T6}\right)$$

onde os $T1, T2, T3, T4, T5$ e $T6$ representam determinados períodos das funções trigonométricas envolvidas. Além disso, cada parcela pode assumir uma amplitude diferente.

Na figura 27 podem ser apreciados os resultados quando a fonte constante é alterada por uma variante de sinal *multicarrier*.

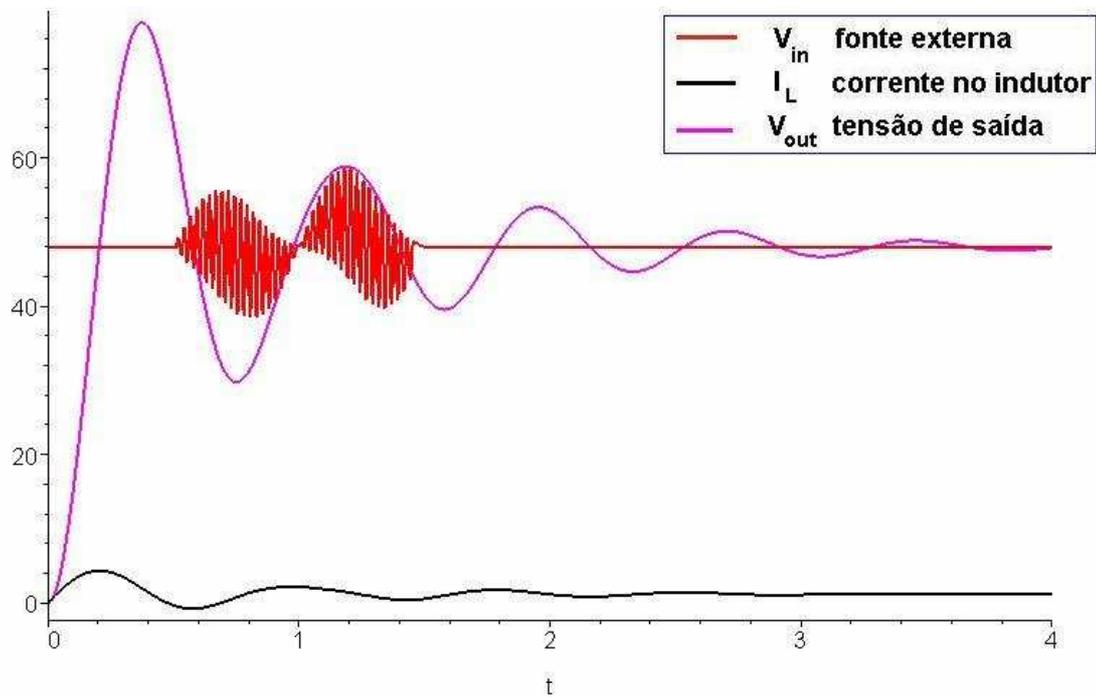


Figura 27: Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que a fonte de tensão constante foi submetida a uma perturbação do tipo variante de um sinal *multicarrier*.

Observação 6.1. Trata-se de respostas diferentes. Para ilustrar este fato, na figura 10 aparecem os gráficos das tensões de saída dos quatro exemplos.

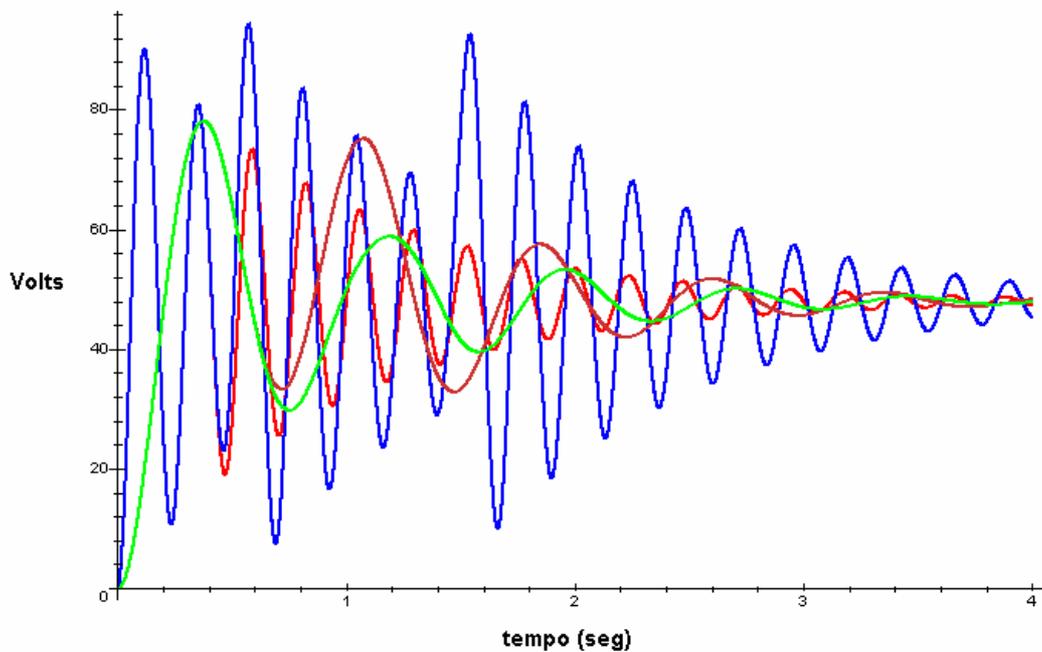


Figura 28: Tensões de saída dos exemplos 6.1 – 6.4.

6.1.2 Com controle $u(t)$.

Podem realizar-se diversos tipos de controle sobre o interruptor, de maneira a manter a tensão de saída alta. Na figura 29, se mostram os resultados quando é aplicado um determinado controle $u(t)$.

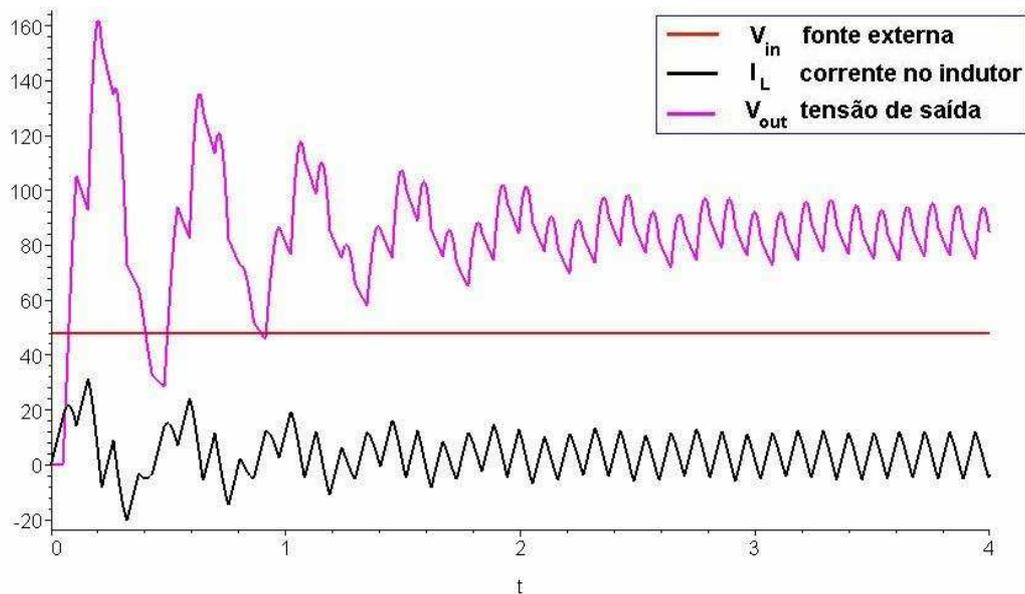


Figura 29: Gráficos de V_{in} , V_{out} e I_L correspondentes ao caso em que se aplicou um determinado controle $u(t)$. O comportamento de V_{out} numa determinada faixa é notável.

Observação 6.2. Em todos os casos foram considerados 8192 pontos para os gráficos obtidos no intervalo dos primeiros quatro segundos.

Exemplo 6.5. No software PSIM ¹⁰ tomaram-se dados visando realizar a simulação do elevador de tensão. Pode observar-se o funcionamento do sinal adquirido durante 1 segundo, utilizando-se os seguintes parâmetros: $E = 48$ V, $L = 35$ mh, $C = 3550$ μ F, $R = 250$ Ω e um controlador PWM com frequência de 1000 Hz a cada 50% de ciclo. Com o auxílio do software PSIM, montou-se o esquema elétrico conforme na figura 23, e atribuindo-se os valores

¹⁰ PSIM é um software de simulação projetado para eletrônica de potência, controle de motores, e simulação de sistemas dinâmicos. PSIM cobre o nível do circuito e a simulação do nível do sistema.

mencionados, para obter no sinal de saída o valor da tensão que se deseja elevar. A figura 30 mostra o diagrama elétrico do circuito elevador *boost*, e a figura 31, mostra as respectivas formas de onda e suas respostas com os devidos parâmetros introduzidos. Este software coleta em 5 segundos nada menos que 500000 pontos.

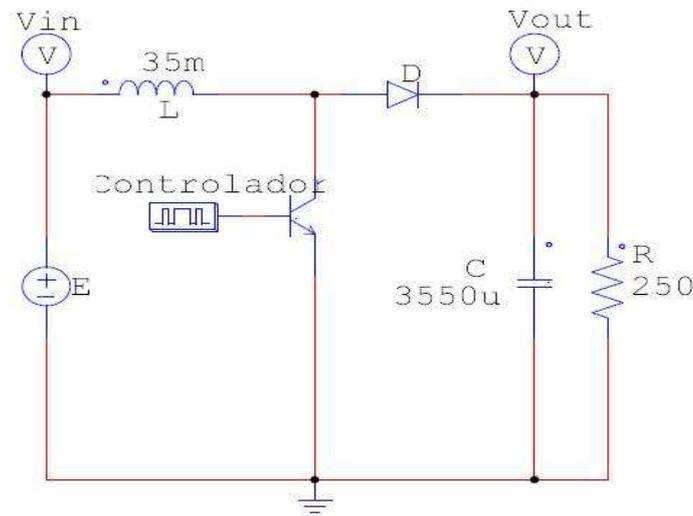


Figura 30: Diagrama do conversor DC-DC *boost* desenvolvido no PSIM.

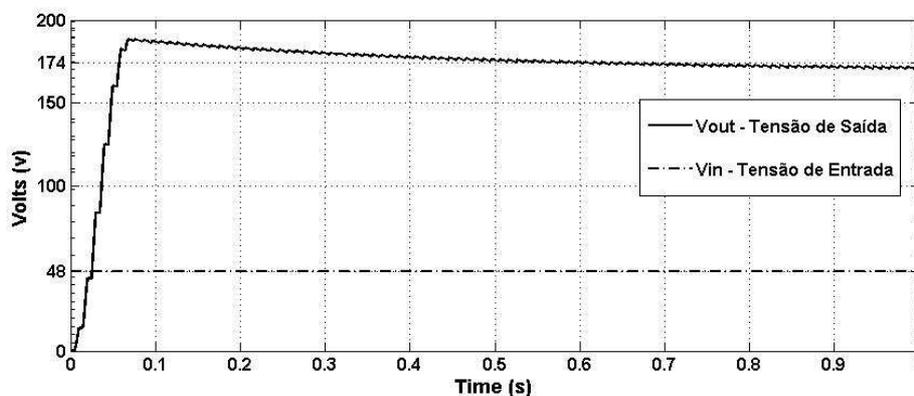


Figura 31: Gráfico da tensão de Entrada V_{in} e da tensão de Saída V_{out} .

Uma vez arbitrados estes parâmetros, verificou-se que a resposta é satisfatória em relação à elevação da tensão de entrada, ou seja, foi possível elevar esta tensão, já que inicialmente tinha-se uma entrada de 48 Volts e passou ter uma saída de aproximadamente 175 Volts. Então se diz que o conversor *boost* está corretamente simulado através software PSIM. Assim, a eficácia atingiu o nível: $V_{out} / V_{in} = 3,645$.

6.2. Aplicação das transformadas discretas wavelets

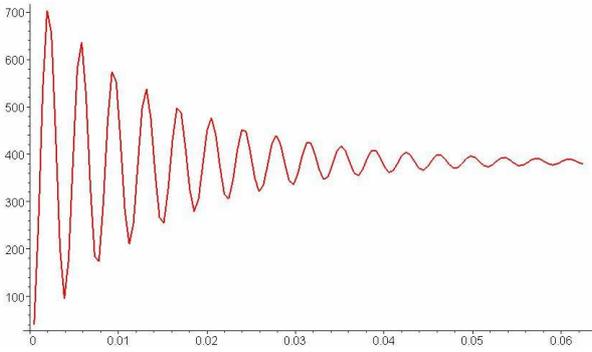
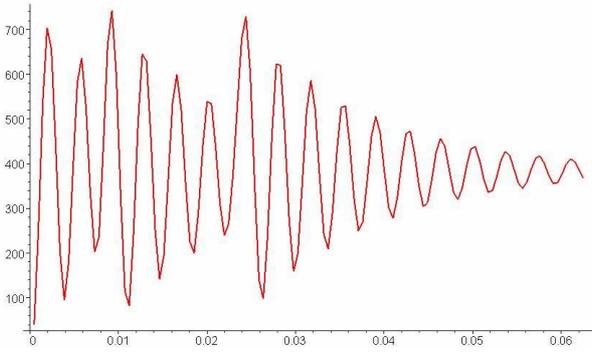
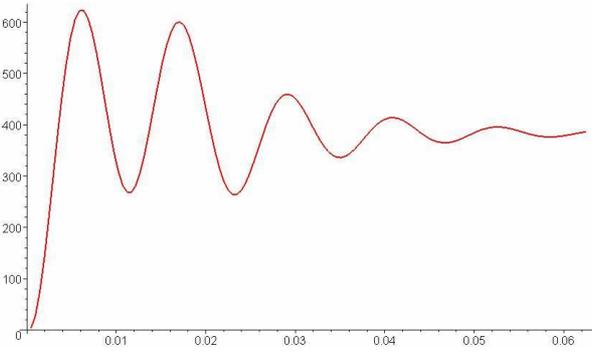
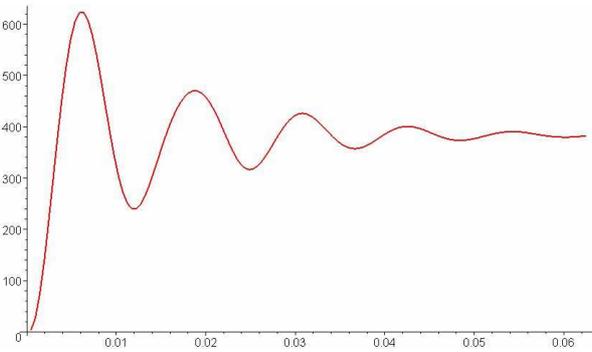
Depois foram aplicadas as transformadas discretas wavelets, basicamente a Transformada Haar e a Transformada Daub4. Para isso, na primeira fase, foram construídos arquivos de dados para cada um das excitações aplicadas na fonte do boost converter. Os subsinais $a_k, k = 1 \dots 6$ foram obtidos em folhas de trabalho do sistema de computação algébrica ¹¹ Maple ® e também no software Matlab ¹². Na figura 32 inclui-se um algoritmo em Matlab.

| Programa <i>twh.m</i> |
|---|
| <pre> % Uma forma consiste em importar dados desde o Menu de Matlab: File/ Import Data % Será atribuído um vetor chamado Signal. Outra maneira de Chamar o x. Signal=x(:,1); % Tamanho do Vetor x (46726 - 6 = 46720 dados, pois é divisível por 8) M=length(Signal)-6; % Inicialização dos Coeficientes a1=zeros(1,M/2); d1=a1; a2=zeros(1,M/4); d2=a2; a3=zeros(1,M/8); d3=a3; % Rotina que determina os subsinais a_k, d_k for n=1:M/2, a1(n)=1/sqrt(2)*(Signal(2*n-1)+Signal(2*n)); d1(n)=1/sqrt(2)*(Signal(2*n-1)-Signal(2*n)); end for k=1:M/4, a2(k)=1/sqrt(2)*(a1(2*k-1)+a1(2*k)); d2(k)=1/sqrt(2)*(a1(2*k-1)-a1(2*k)); end for k=1:M/8, a3(k)=1/sqrt(2)*(a2(2*k-1)+a2(2*k)); d3(k)=1/sqrt(2)*(a2(2*k-1)-a2(2*k)); end % Armazenamento e gráficos dos sinais transformados h1 = [a1 d1]; h2 = [a2 d2 d1]; h3 = [a3 d3 d2 d1]; </pre> |

Figura 32. Arquivo *twh.m* em Matlab para realizar três níveis da transformada discreta wavelet Haar (dos seis considerados na base de dados).

¹¹ Sistema de computação algébrica da Maplesoft, subsidiária de Cybernet Systems Co. Ltd. de Japão.

Tabela 1. Subsinais das tensões de saída V_{out} para fonte com V_{in} dos exemplos 6.1 até 6.4.

| Tipo de Fonte | Gráfico do subsinal a_6 da tensão de saída V_{out} | Energia |
|--|--|--|
| V_{in} : constante |  | <p>(99,68 % do sinal V_{out})</p> <p>$0,1988459034 \times 10^8$</p> |
| V_{in} : constante com 2 spikes |  | <p>(99,32 % do sinal V_{out})</p> <p>$0,2217483919 \times 10^8$</p> |
| V_{in} : constante com variante da função de Walker |  | <p>(99,96 % do sinal V_{out})</p> <p>$0,2094154868 \times 10^8$</p> |
| V_{in} : constante com variante de um sinal multicarrier |  | <p>(99,97 % do sinal V_{out})</p> <p>$0,1957209332 \times 10^8$</p> |

6.3. Construção de bases de dados com subsinais a_6 de tensões de saída

Duas bases foram coletadas, uma sem controle, outra com controle. A primeira com 32 subsinais, a outra com um menor número (16). Na primeira base de dados foram denominadas S01, S02, ..., S32; todos estes subsinais com os a_6 das tensões de saídas do elevador de tensão.

6.4. Análise de Componentes Principais para subsinais sem controle

Numa folha de trabalho em Maple se realizaram os cálculos da análise de componentes principais. Na figura 33 podem observar-se os gráficos relativos à matriz de covariância dos 32 subsinais a_6 obtidas após aplicar a transformada discreta wavelet Haar. Trata-se de uma matriz 128 x 128.

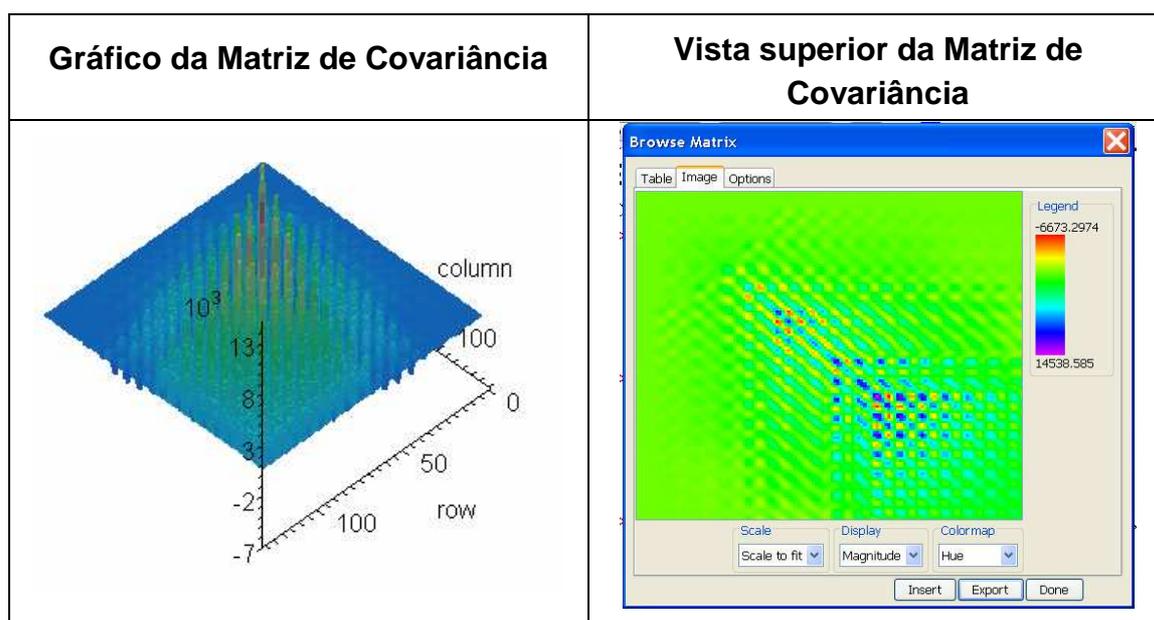


Figura 33: Matriz de covariância dos subsinais a_6 correspondentes às tensões de saída do elevador de tensão. Na esquerda, gráfico resultante na matriz quadrada de ordem 128; na direita, a vista superior, com escala colorida.

Os maiores autovalores desta matriz de covariância foram 214621.0725, 135768.5122 e 94376.65437. Foram empregadas só três componentes principais. Na figura 16 se vê um gráfico da função $y = \log(x + 1)$.

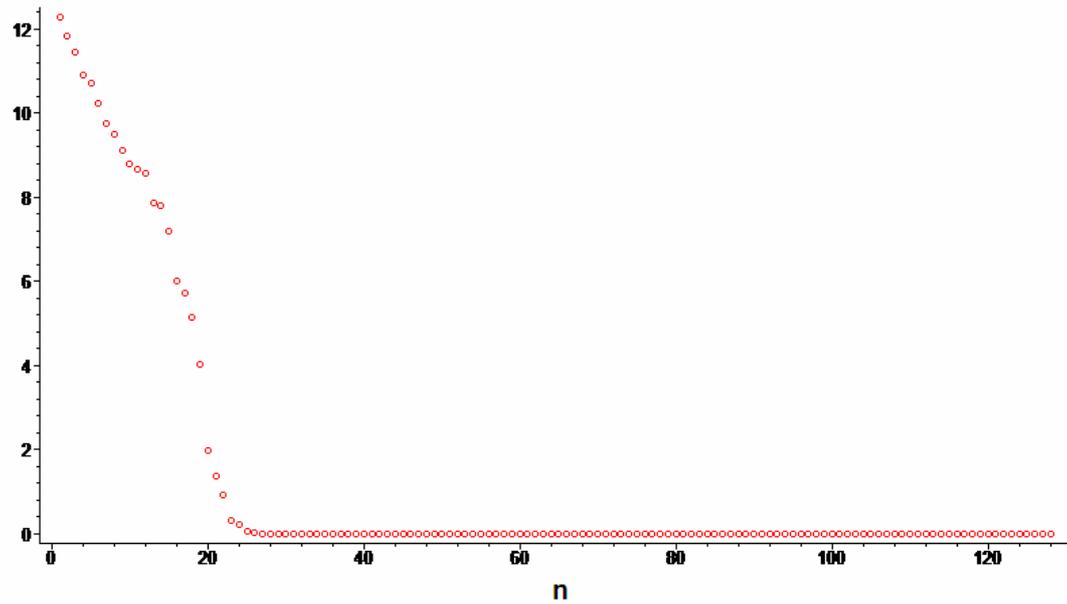


Figura 34: Gráfico de $y = \log(x + 1)$, onde x representa o n -ésimo autovalor da matriz de covariância. Para realizar o PCA, são considerados os 3 autovalores dominantes.

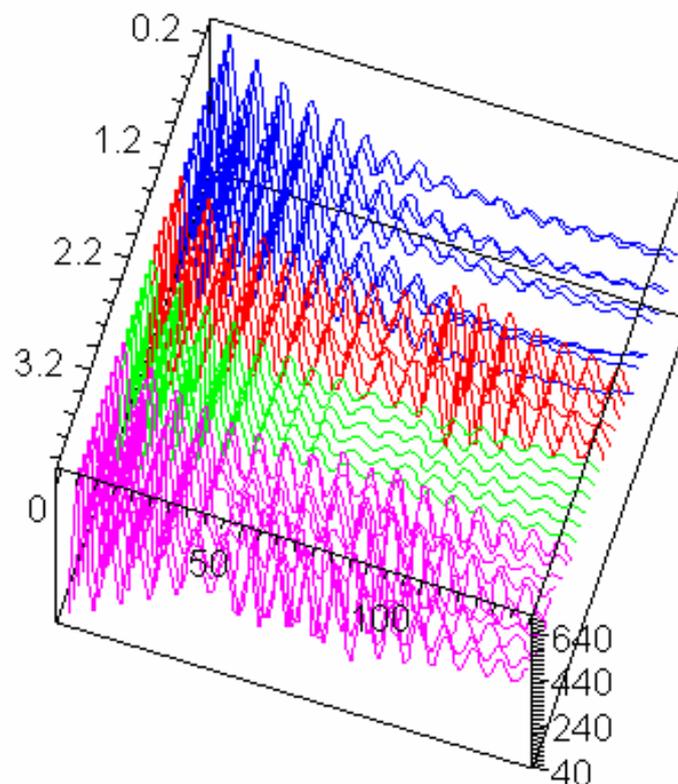


Figura 35: Diagrama do novo esquema dos 32 subsinais a_6 , depois de realizar a análise de componentes principais.

Na folha de trabalho Maple foram calculados os novos dados conforme a análise de componentes principais, obtendo-se quatro grupos bem definidos, segundo a figura 35. Os primeiros 10 correspondem a sinais com perturbação do tipo *brownout* (queda momentânea da tensão de entrada). Depois existem dois grupos, em vermelho e verde, que correspondem a sinais com suas perturbações do tipo *chirp*. Finalmente, em cor vermelho claro (magenta) aparece um grupo correspondente aos sinais com perturbações do tipo *spikes*.

A idéia para a validação desta classificação qualitativa consiste em introduzir subsinais testes, visando ver em qual (ou em quais) dos subgrupos alinham-se os subsinais testes. Nessa direção foram reproduzidos os passos de 1 até 4 do roteiro que aparece no Capítulo 5 sobre Procedimentos Metodológicos. Os sinais testes forma denominados Teste A e Teste B. As correspondentes subsinais a_6 são mostradas na Figura 36.

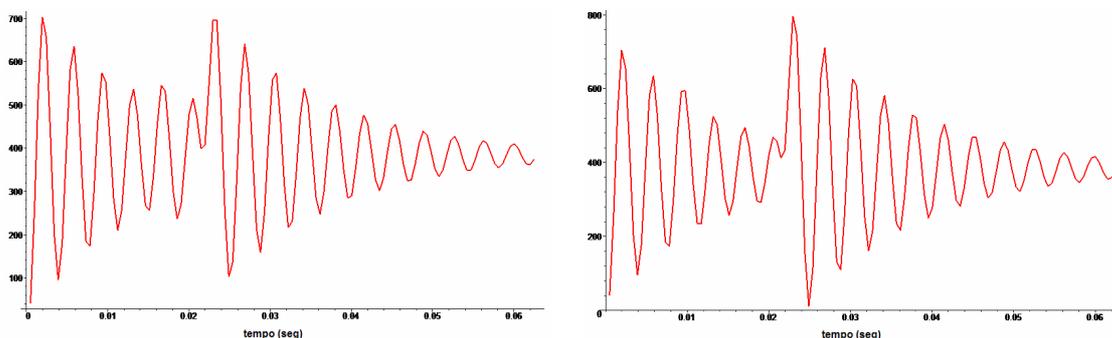


Figura 36: Subsinais a_6 , correspondentes às tensões de saída. Na esquerda do Teste A, na direita do Teste B.

Neste caso a matriz de covariância é de ordem 128 x 128. Além disso os autovalores foram: 205070.886, 192467.2417 e 108733.0767. Os novos subsinais a_6 , após a análise de componentes principais foram incluídos no grupo de cor vermelho claro (magenta), mas para visualização foram colocados na cor preta. Trata-se de sinais associados aos *spikes*.

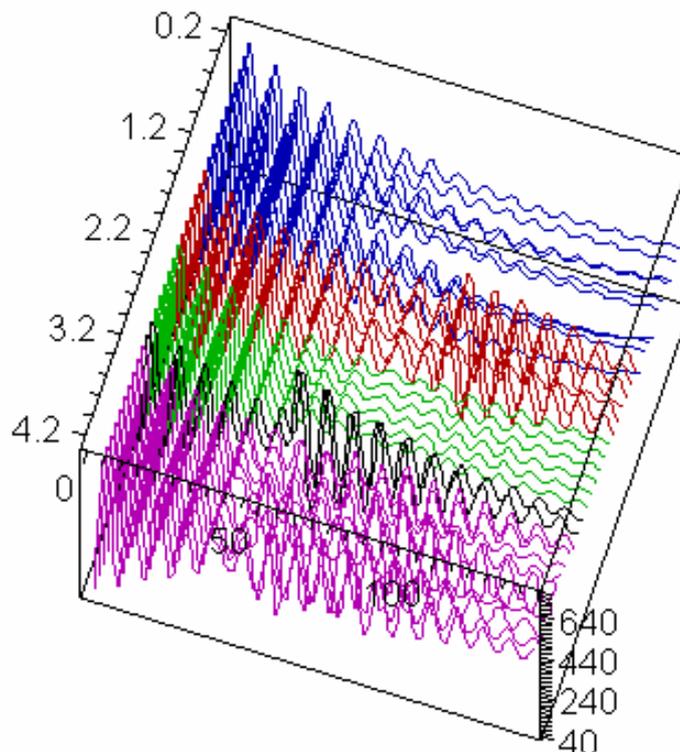


Figura 37: Diagrama do esquema dos 34 subsinais a_6 , incluindo os correspondentes aos testes A e B, depois de realizar a análise de componentes principais.

6.5. Alguns resultados para subsinais com controle

Introduzindo-se uma função de perturbação na fonte E, se observará o comportamento da tensão V_{out} na saída do sistema acarretando assim alguns comportamentos diferentes, que alterará o desempenho e funcionamento do próprio circuito. A equação (6.1) mostra o modelo matemático da função que foi introduzida na fonte, como exemplo de simulação de uma perturbação.

O sistema teve um comportamento diferente durante o intervalo de 0 a 1 segundos, mostrando-se na figura 38 as seguintes formas de onda como características do funcionamento, sendo V_{in} a tensão de entrada (incluída a função de perturbação introduzida) e V_{out} , a tensão obtida na saída do sistema.

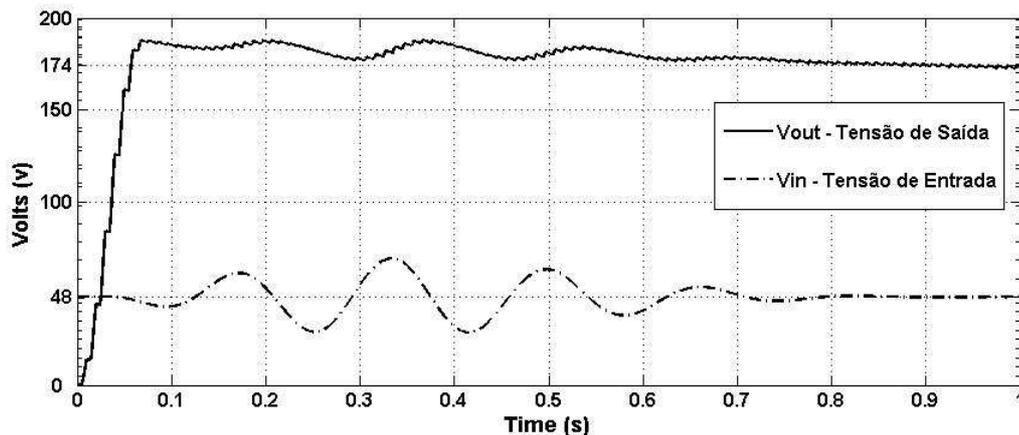


Figura 38: Formas de Onda do Circuito com introdução de uma Perturbação.

Como pode observar-se, introduzindo a perturbação na fonte E, o funcionamento do circuito ficará alterado em seu desempenho assim como também no seu ganho para um intervalo de tempo de 0 a 1 segundo. Pode-se dizer então que a curva de saída apresentará as seguintes características:

- Alteração na curva de saída, mostrando instabilidade;
- Tendência a ter uma queda de tensão na saída, depois dos 0,60 segundos.

Utilizando-se o software Matlab, foi desenvolvido um algoritmo no qual aplicaram-se as transformadas wavelets, obtendo como resultado até a sexta compactação dos dados. Inicialmente os dados foram adquiridos com as simulações realizadas pelo software PSIM, gerando arquivos com formato *.dat, que é o formato que o Matlab interpreta na leitura e tratamento de dados. Os resultados para a aplicação sucessiva por três vezes a transformada Haar pode observar-se na figura 39, sendo o primeiro vetor o tempo, o segundo a saída e o terceiro a entrada (neste caso a perturbação).

Para o devido tratamento de dados, apenas foram empregados o primeiro e o segundo vetor que correspondem ao tempo e a saída respectivamente. Assim obtiveram-se as seguintes compactações de acordo com a teoria de transformadas discretas wavelets.

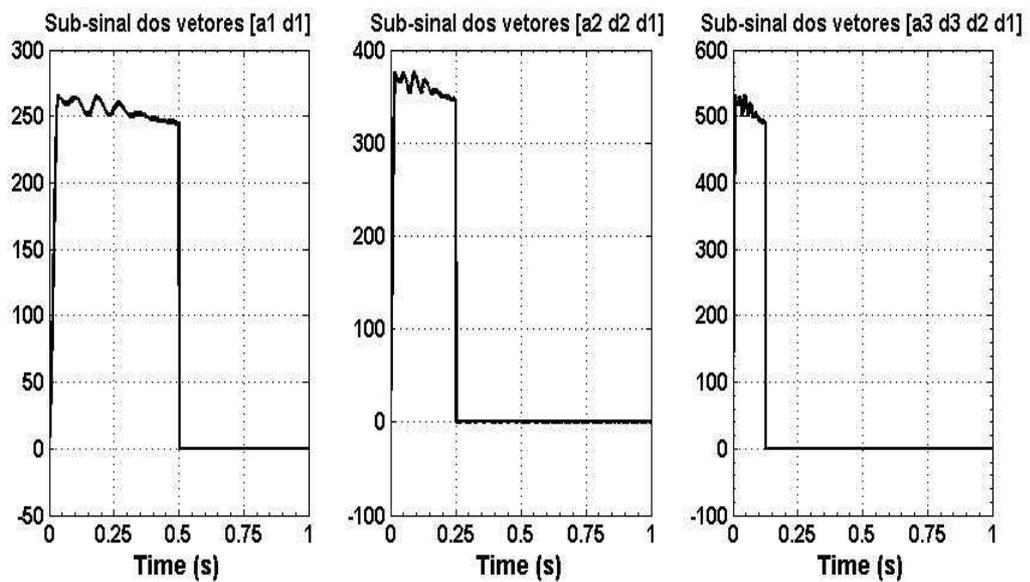


Figura 39: Decomposições com a transformada Wavelets Haar até o terceiro nível.

O gráfico da esquerda da figura 39 mostra o resultado da primeira aplicação da transformada discreta wavelet Haar, formado pelos vetores a_1 e d_1 . O gráfico central mostra o resultado da segunda aplicação, agora formado pelos vetores a_2 , d_2 e d_1 . E por último o gráfico da direita, mostra a terceira aplicação, formado pelos vetores a_3 , d_3 , d_2 e d_1 . Este último gráfico pode ser visto com mais detalhes na figura 40.

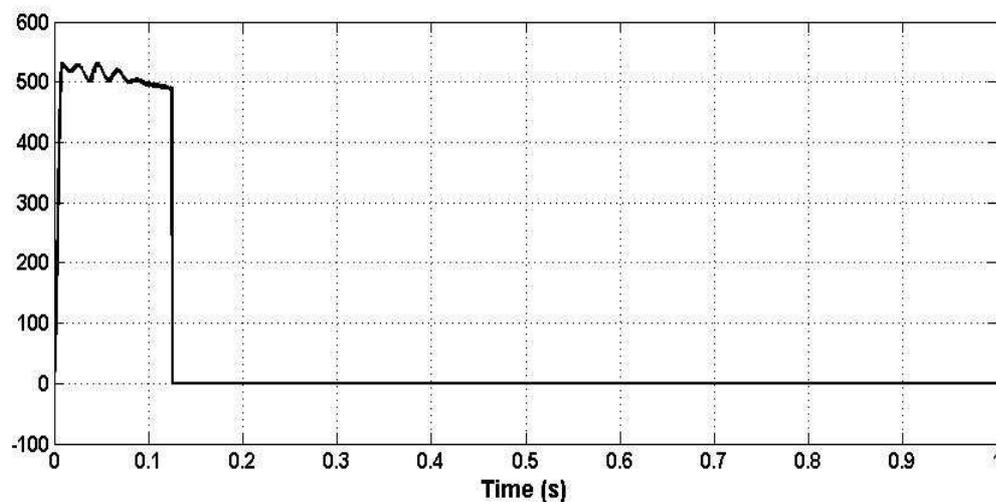


Figura 40: Terceira aplicação da transformada Haar.

Com os subsinais a_6 , tem-se as principais características dos sinais sob consideração, e com isso, podem ser comparados com outros subsinais, sujeitos às perturbações, também compactados num banco de dados e verificar por métodos métricos ou estatísticos, ao qual sinal de saída podem se aproximar, identificando assim as características do funcionamento e desempenho do próprio circuito.

Na construção da base de dados, surge o problema do elevado número de pontos dos sinais originais, quando se aplicam controles. Desta forma, PSIM coletou mais de 500000 pontos por cada sinal com perturbação (em até 5 segundos), e mesmo aplicando transformada discreta wavelet, em forma consecutiva até o quinto nível, resultou uma base de dados de subsinais com 15625 pontos, o que deixa inviável a realização da análise de componentes principais, pelo fato que o software deveria montar uma matriz de covariância de 15625×15625 , isto é uma matriz de grande porte. As figuras de 41 até 44 mostram os subsinais a_6 das tensões de saída, junto com as perturbações aplicadas. Empregou-se um controlador PWM com frequência de 1000 Hz.

Uma forma de resolver este problema poderia ser a utilização de *cepstrum* de potência (ver Anexo 1) aplicado primeiro aos sinais V_{out} obtidos com PSIM, e só depois aplicar as transformadas wavelets, mas se deixa essa tarefa para outra oportunidade.

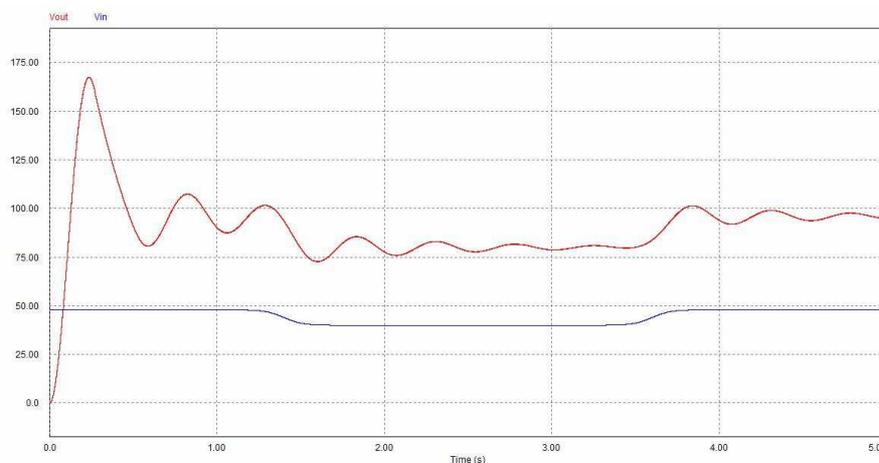


Figura 41: Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo *brownout* (cor azul), Sinal Brown01.

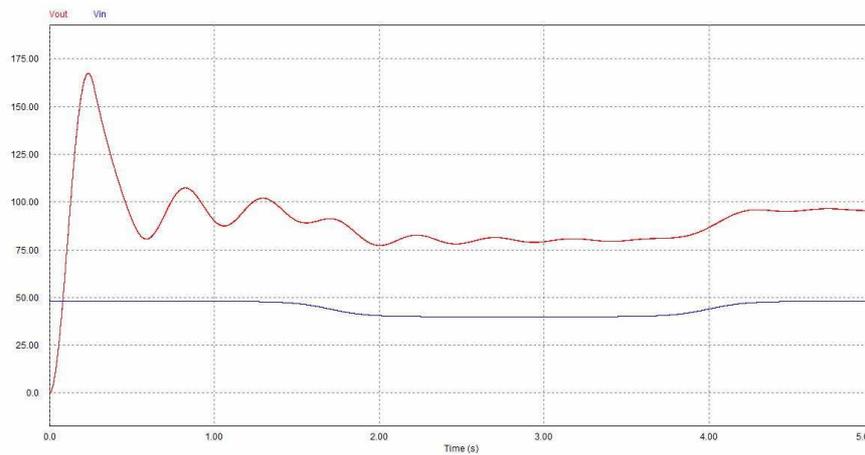


Figura 42: Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo *brownout* (cor azul), Sinal Brown02.

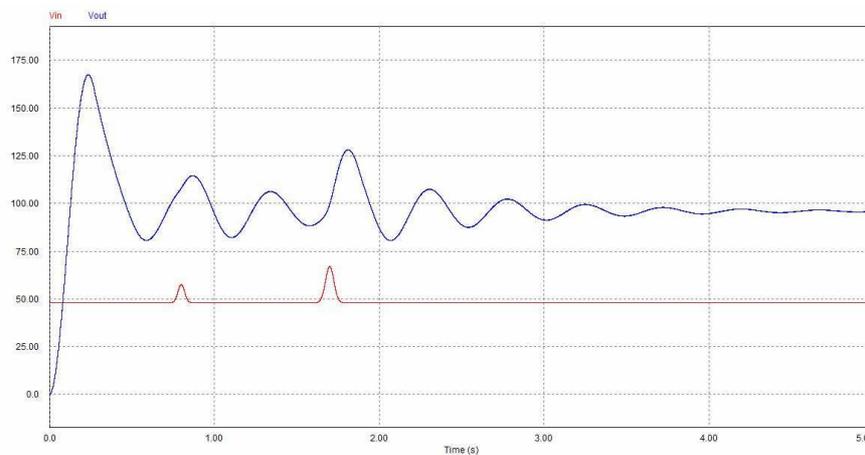


Figura 43: Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo *spikes* (cor azul), Sinal Spikes01.

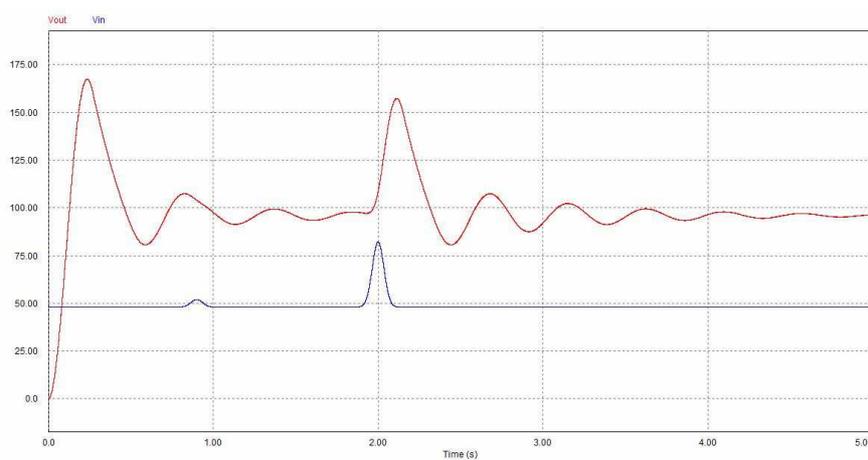


Figura 44: Subsinal a_6 de uma tensão de saída para um V_{in} (cor vermelho) com perturbação do tipo *spikes* (cor azul), Sinal Spikes02.

CONCLUSÕES

O método apresentado neste trabalho resultou eficiente e robusto na identificação de perturbações, desde que haja uma ampla base de dados. Os resultados para perturbações sobre a fonte do elevador de tensão tem sido satisfatórios para o caso da estrutura E_0 , isto é quando não se aplicou controle.

O uso de um sistema de computação algébrica como Maple permitiu diversos resultados, tais como aplicar um esquema numérico diferencial, visando resolver o sistema diferencial que governa o *boost converter*. Além disso, o tratamento mediante transformadas discretas wavelets fornece resultados rápidos, neste caso até o sexto nível, seja que se aplique a transformada wavelet etapa por etapa, ou ainda aplicando a transformada rápida wavelet (*Fast Wavelet Transform*). Para a análise de componentes principais foram empregados os *softwares* Maple ou Matlab. E os resultados visando obter a tensão de saída mediante PSIM coincidiram plenamente com os resultados obtidos mediante os sistemas de computação algébrica.

A dificuldade para esboçar um processo classificatório com métodos da análise multivariada para os sinais de grande porte, como é o caso de sinais da tensão de saída mediante PSIM, pode resolver-se aplicando o conceito de *cesptrum* de potência, que não foi empregado neste trabalho. Outra alternativa será considerar amostragens de tipo especial sobre os sinais originais. Mesmo assim, os resultados gráficos obtidos com o software PSIM permitem indicar que a perturbação na fonte se traduz numa perturbação na tensão de saída. Com certeza, após um determinado tempo obtém-se um processo de estabilidade.

As possibilidades de extensão deste trabalho para o estudo de perturbações em outros sistemas dinâmicos são promissórias.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGUIRRE, Luis Antônio, *Enciclopédia de Automática, Controle e Automação*, FAPESP, Ed. Blücher, São Paulo, SP, (2007).

BACHMAN, G., NARICI, L. and BECKESTEIN, E., *Fourier and wavelet analysis*, Springer – Verlag, (2000).

BARLAUD, M. (Ed.), *Wavelet in Image Communication*, Elsevier Science B. V., Amsterdam, The Netherlands (1994).

CHUI, C. K., *An Introduction to Wavelets*, Academic Press, San Diego, CA, U.S.A, (1992).

COMBES, J. M., A. GROSSMANN, and P. TCHAMITCHIAN (Eds.), *Wavelets Time-Frequency Methods and Phase Space*, Springer-Verlag, Berlin and Heidelberg, Germany, (1989).

DAUBECHIES, I., *Orthonormal bases of compactly supported wavelets*, Communications on Pure and Applied Mathematics, 41, 909-996, (1988).

DAUBECHIES, I., *The wavelet transform, time/frequency location and signal analysis*, IEEE Transactions on Information Theory, 36, 961-1005, (1990).

DAUBECHIES, I., *Ten Lectures on Wavelets*, CBMS-NSF Regional Conference Series, SIAM, Philadelphia, PA, U.S.A., (1992).

DAUBECHIES, I., A. GROSSMANN, and Y. MEYER, *Painless non-orthogonal Expansions*, Journal of Mathematical Physics, 27(5), 1271-1283. (1986).

FERNANDES, Rosa Maria de Castro e ROJAS, Horacio Nelson Díaz, *An Overview of Wavelet Transforms Application in Power Systems*, 14th Power Systems Computation Conference, Sevilla, Spain, 24-28 June, (2002).

FIGUEIREDO, Djairo Guedes, *Análise de Fourier e Equações Diferenciais Parciais*, 4.ed. Rio de Janeiro: IMPA, (2003).

GRAPS, A., *Introduction to wavelets*, IEEE Computational Science and Engineering, 50-61, (1995).

GROSSMANN, A. and J. MORLET, *Decomposition of Hardy functions into square integrable wavelets of constant shape*, SIAM Journal of Mathematics Analysis, 15, 723-736, (1984)

HAIR, Joseph F., BLACK, Bill, BABIN, Barry, ANDERSON, Rolf E., TATHAM, Ronald L., *Análise Multivariada de Dados*, Bookman, Porto Alegre, RS, (2008).

JORGENSEN, Palle E. T., *Matrix Factorizations, Algorithms, Wavelets*, Notices of American Mathematical Society, vol. 50, n. 8, October, (2003).

KAISER, G., *A Friendly Guide to Wavelets*, Birkhauser, Boston, MA, U.S.A., (1994).

KASAKIAN, John G., SCHLECHT, Martin. F. and VERGHESE, George C., *Principles of Power Electronics*, Prentice Hall, (1991)

KASHYAP, K. Harish and SHENOY. U.Jayachandra, *Classification of Power System Faults using Wavelet Transforms and Probabilistic Neural Networks*, ISKAS, Bangkok, Thailand, IEEE, vol. 3, pp 423-426, (2003).

KOORNWINDER, T. H. (Ed.), *Wavelets: an Elementary Treatment of Theory and Applications*, World Scientific, River Edge, NJ, U.S.A., (1993).

LEE, Chien-Hsing, WANG, Yaw-Juen and HUANG, Wen-Liang, *A Literature Survey of Wavelets in Power Engineering Applications*, Proc. Natl. Sci. Council. ROC(A), Vol. 24, No. 4, pp. 249-258, (2000).

LEE, D. T. L. and A. YAMAMOTO, *Wavelet analysis: theory and applications*, Hewlett-Packard Journal, 45(6), 44-54, (1994)

MALLAT, S. G., *A theory of multiresolution signal decomposition: the wavelet representation*, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 11(7), 674-693, (1989).

MAMMANO, B and DIXON, L.: "*Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies*". *PCIM*, March 1991, pp. 8-18.

MARTINHO, Edson, *Distúrbios da Energia Elétrica*, Editora Érica, São Paulo, (2009).

MARTINET, R. Kronland, MORLET, J and GROSSMANN, A., *Analysis of Sound Patterns through Wavelets Transforms*, International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence, vol. I, nº 2, pp. 273 – 302, (1987).

MEYER, Y., *Wavelets and Operators*, Cambridge University Press, London, U.K., (1992).

MOTARD, R. L. and B. JOSEPH (Eds.), *Wavelet Applications in Chemical Engineering*, Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, U.S.A., (1994).

NEWLAND, D. E., *An Introduction to Random Vibrations, Spectral and Wavelet Analysis*, 3rd Ed., pp. 295-370, Longman Scientific and Technical, London, U.K. (co-published by John Wiley and Sons, New York, NY, U.S.A), (1993).

OLIVEIRA, Hélio Magalhães de, *Análise de sinais para engenheiros: Uma abordagem via Wavelets*. 1.ed. BRASPORT, (2007).

MEYER, Yves, *Wavelets and operators*, Cambridge Studies in Advanced Math., vol. 37, Cambridge Univ. Press, Cambridge, (1992).

PAGAMISSE, Aylton, *Discriminação de texturas pela transformada wavelet*, Tese de Doutorado, Unicamp, SP, (2003).

PAZOS, Rubén E. Panta, *Teoria wavelets e suas aplicações*, XXV Colóquio de Matemática, Sociedade Matemática Peruana, Lima, (2007).

PEDERSEN, Gert K, *Analysis Now*, Springer – Verlag, New York, USA, (1989).

POULARIKAS, Alexandre D., *The Transforms and Applications Handbook*, CRC Press, Inc., Boca Raton, FL, USA, (1996).

RESNIKOFF, H. L. and C. S. BURRUS, *Relations between the Fourier transform and the wavelet transform*, Proceeding of SPIE – The International Society for Optical Engineering, 1348, 291-300, (1990).

RIOUL, O. and P. DUHAMEL, *Fast algorithms for discrete and continuous wavelet transforms*, IEEE Transaction on Information Theory, 38, 569-586. (1992).

RIOUL, O. and M. VETTERLI, *Wavelets and signal processing*, IEEE Signal Processing Magazine, 14-38, (1991).

RUSKAI, M. B., G. BEYLKIN, R. COIFMAN, I. DAUBECHIES, S. MALLAT, Y. MEYER, and L. RAPHAEL (Eds.), *Wavelets and Their Applications*, Jones and Bartlett Publishers, Boston, MA, U.S.A., (1992).

SMITH, Lindsay I. S., *A tutorial on Principal Components Analysis*, (2002).

STRANGE, G., *Wavelet and dilation equations: a brief introduction*, SIAM Review, 31(4), 614-627, (1989).

STRANGE, G., *Wavelet transforms versus Fourier transforms*. Bulletin of the American Mathematical Society, 28(2), 288-305, (1993).

STRANG, G. and T. NGUYEN, *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley-Cambridge Press, Wellesley, MA, U.S.A., (1996).

VAIDYANATHAN, P. P. and I. DJOKOVIC, *Wavelet transform, In: The Circuits and Filters Handbook*, pp. 134-219, W.K. Chen Ed. CRC Press, Boca Raton, FL, U.S.A., (1995).

VETTERLI, M. and J. KOVACEVIC, *Wavelets and Subband Coding*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, U.S.A., (1995).

WALKER, James S., *A Primer on Wavelets and their Scientific Applications*, Chapman and Hall/CRC, Boca Raton, FL, USA, (1999).

WALTER, G. G., *Wavelets and Other Orthogonal Systems with Applications*, CRC Press, Boca Raton, FL, U.S.A., (1994).

WILLIAMS, J. R. and K. AMARATUNGA, *An introduction to wavelets in engineering*, International Journal for Numerical Methods in Engineering, 37, 2365-2388, (1994)

ANEXO 1

O CONCEITO DO CEPSTRUM DE POTÊNCIA

O *cepstrum* de um sinal é o resultado de determinar a Transformada de Fourier (FT) do logaritmo do espectro estimado de um sinal. Então, existe um cepstrum complexo, um cepstrum real, um cepstrum de potência, e um cepstrum de fase.

Em particular, o *cepstrum de potência* possui aplicações na análise da voz humana; e num trabalho de Bogert et al (1963) o *cepstrum de potência* de um sinal foi definido como o quadrado do módulo da transformada inversa de Fourier do logaritmo do quadrado do módulo da transformada de Fourier do sinal.

$$|\mathcal{F}^{-1} \{ \log(|\mathcal{F} \{ f(t) \}|^2) \}|^2$$

Uma análise do cepstrum de curta duração foi proposto por Schroeder e Noll (1967), visando determinar o tom da voz humana.

A continuação, um subsinal a_5 será tomado em consideração; tal subsinal foi gerado por uma transformada wavelet aplicada a um sinal com 500000 pontos obtido pelo PSIM. Consiste de 15625 pontos. Depois, é determinado o cepstrum de potência a este subsinal, mostrando um gráfico intermediário, o do logaritmo do quadrado do módulo da transformada de Fourier do subsinal a_5 .

Exemplo. Considere-se o subsinal a_5 de uma perturbação do tipo spikes, com dois spikes, como mostra a Figura 45.

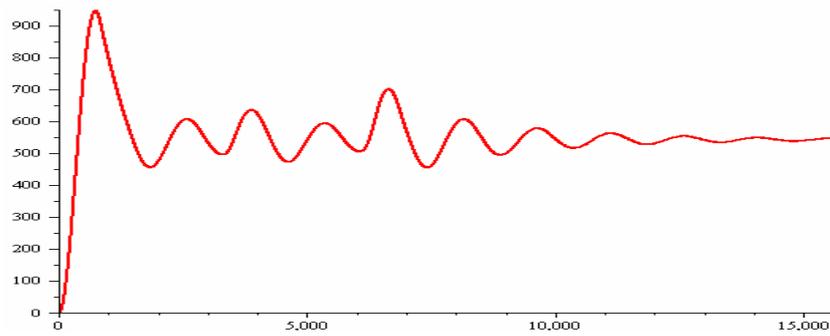


Figura 45: Subsinal a_5 com perturbação do tipo dois spikes.

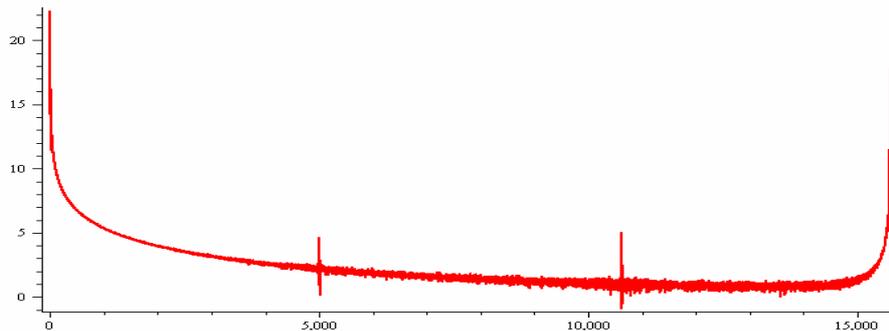


Figura 46: O logaritmo do quadrado do módulo da transformada de Fourier do subsinal a_5 .

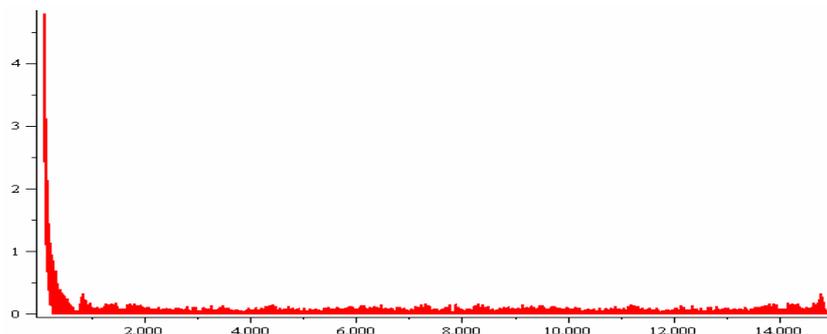


Figura 47: Cepstrum de potência do subsinal a_5 .

BOGERT, B. P., HEALY, M. J. R., and TUKEY, J. W., "*The Quefreny Alanysis of Time Series for Echoes: Cepstrum, Pseudo Autocovariance, Cross-Cepstrum and Saphe Cracking*". Proceedings of the Symposium on Time Series Analysis (M. Rosenblatt, Ed) Chapter 15, 209 – 243. New York: Wiley, (1963).

NORTON, Michael; KARCZUB, Denis, *Fundamentals of Noise and Vibration Analysis for Engineers*, Cambridge University Press (2003).

NOLL A. Michael, "*Cepstrum Pitch Determination*," Journal of the Acoustical Society of America, Vol. **41**, No. 2, pp. 293 – 309, (1967).

ANALYSIS OF PERTURBATIONS IN A BOOST CONVERTER

R. P. ROMERO* & R. P. PAZOS†

The main goal of this work is the study of perturbations in a boost converter. For that, it is applied a method involving discrete wavelet transform technique, with grouping statistical methods, such as Principal Component Analysis, in order to generate a database of subsignals a_k . So, for another perturbed signal whose output voltage is measured, the correspondent a_k is compared with the data base. For signal of great size it is employed the power cepstrum of the subsignal a_k , and then there are applied the statistical techniques.

1 Introduction

One of the more used circuits in power electronics is the *boost converter*. This is a very well known step-up converter topology and widely used for low power switching power supplies. This topology includes voltage source E connected to an inductor L with a parallel circuit involving a capacitor C and a resistor R , with a controlled switch, in order to grow the output voltage V_{out} . The key principle that drives the boost converter is the tendency of an inductor to resist changes in current. When being charged it acts as a load and absorbs energy (somewhat like a resistor), when being discharged, it acts as an energy source (somewhat like a battery).

Changes in parameters R and E represent load disturbances and fluctuations of the tension source, respectively. In this work, the main focus is on some perturbations in the source.

2 Mathematical Background

2.1 Instantaneous model of the boost converter

The circuit analysis of the basic boost converter, operating in a continuous conduction way, allows to deduce the ideal instantaneous model:

$$L \frac{dx_1}{dt} = -u x_2 + E \quad (2.1)$$

$$C \frac{dx_2}{dt} = u x_1 - \frac{1}{R} x_2 \quad (2.2)$$

where $x_1 = i_L$ represents the intensity of electric current in the inductor, $x_2 = v_C$ is the tension in the capacitor, $u = 1 - q(t, x)$ is the control and $q(t, x)$ is the function representing the discrete state of the electronic switch. Furthermore, the output voltage V_{out} must be regulated in order that $V_{out} - v_C > E$. The system (2.1 - 2.2) is known as *instantaneous model of the boost converter*. This system describes the dynamic of the variables $x_1(t)$ and $x_2(t)$, including the high frequency components generated by the high frequency of commutation of the switch, characterizing the ripple of this signal type.

2.2 Discrete wavelets transforms

Definition 2.1. Let be $\psi : D \rightarrow \mathbb{R}$ a function of type $\mathcal{L}_\infty(\mathbb{R})$, denominated generating function¹, such that the functions $\psi_{a,b}$ defined by scaling and translation transformations from ψ

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{|a|^{1/p}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \text{ with } p > 0, a, b \in \mathbb{R}, a \neq 0 \quad (2.3)$$

* Universidade de Santa Cruz do Sul, PPGSPE, RS, Brazil, rubenrom@msn.com

† Universidade de Santa Cruz do Sul, Department of Mathematics and PPGSPE, RS, Brazil, e-mail rpazos@unisc.br

¹Historically named as *mother function*

generate a functional base. The wavelet family is the set of functions $\psi_{a,b}$, being frequently the value $p = 2$ the most used. [Bach 00]

Certainly, there are many wavelet transforms, but the most remarkable can be the discrete wavelet transform (DWT) such as Haar [Haar 10], Daubechies [Daub 92], Coiflet, Meyer, among the main of those. These DWT can be applied to a function $f(t)$ using filter banks. More technically, a wavelet is a mathematical function used to divide a given function or continuous-time signal into different scale components.

With multiresolution analysis, it is possible to model signals with abrupt variation [Bach 00].

3 Methodology

1. For a signals $S = [s_1, s_2, \dots, s_n]$ it is applied a DWT [Pazos 07], up to level k , such that the k -th level decomposition seems as:

$$DWT(S) = \langle a_k | d_k | d_{k-1} | \dots | d_2 | d_1 \rangle \quad (3.4)$$

2. If the subsignals a_k corresponding to output voltages including perturbations in the source have high amount of energy of the original signals, then can be serve for the database.

3. Applying PCA (or HCA) grouping statistical techniques, the database can be classified.

4. For each signal obtained by direct measurement, the DWT chosen is applied to the k -th level in order to establish comparison with the database. So it can be identified, and then reconstructed.

5. For subsignals a_k of great size, there can be applied the power cepstrum.

4 Main Results

The dynamics for states 1 and 2 are established. An important database of pairs $[V_{in}, V_{out}]$ and their correspondent pair of subsignals a_k are generated. Some a_k of output tension associated to perturbation for identification are measured. The grouping statistical techniques were used, so the identification was efficient. In some cases the use of the power cepstrum, was robust.

5 Conclusion

The method to study perturbations in a boost converter allows the combination of different techniques involving discrete wavelets transforms, power electronics, dynamical systems, grouping statistical techniques. There exists an approach for signals of short size and for signals of great size; in the last case it is applied the power cepstrum for the subsignal a_k . Applications for other areas is a straightforward task.

References

- [Bach 00] BACHIMAN, George, NARICI, Lawrence and BECKESTEIN, Edward : *Fourier and wavelet analysis*, Springer - Verlag, (2000).
- [Daub 92] DAUBECHIES, Ingrid : *Ten lectures on wavelets*, CBS -NSF Regional Conferences in Applied Mathematics, **61**, SIAM, (1992).
- [Haar 10] HAAAR, Alfred : *Zur theorie der orthogonalen funktionen systems*, Math. Ann, **69**, pp 331 - 371, (1910).
- [Pazos 07] PANTA PAZOS: *Wavelets y sus aplicaciones*, Coloquio de la Sociada Matemática Peruana, Lima, Perú, (2007).