

**IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO POR
ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICAS EM
INVERSORES DE ONZE NÍVEIS, UTILIZANDO REDES
NEURAIS E EVOLUÇÃO DIFERENCIAL**

TIAGO HENRIQUE DE ABREU MATEUS

CAMPO GRANDE – MS

MARÇO DE 2012

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO POR
ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICAS EM
INVERSORES DE ONZE NÍVEIS, UTILIZANDO REDES
NEURAIS E EVOLUÇÃO DIFERENCIAL**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul no Centro de Ciências Exatas e Tecnologia, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

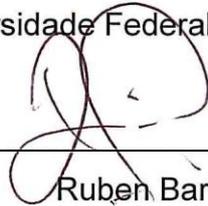
TIAGO HENRIQUE DE ABREU MATEUS

**CAMPO GRANDE – MS
MARÇO DE 2012**

**IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO POR ELIMINAÇÃO
SELETIVA DE HARMÔNICAS EM INVERSORES DE ONZE NÍVEIS,
UTILIZANDO REDES NEURAIS E EVOLUÇÃO DIFERENCIAL**

Tiago Henrique de Abreu Mateus

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.'

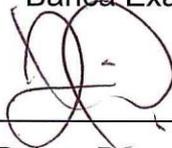


Ruben Barros Godoy, Dr.
Orientador

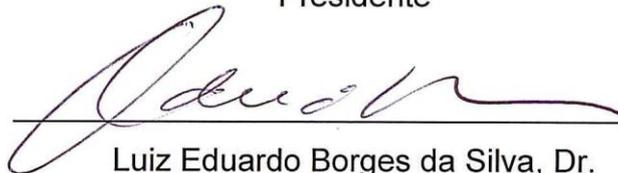


Luciana Cambraia Leite, Dra.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Ruben Barros Godoy, Dr.
Presidente



Luiz Eduardo Borges da Silva, Dr.



João Onofre Pereira Pinto, Dr.



Jurandir de Oliveira Soares, Dr.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente quero agradecer a Deus por ser real em minha vida. Ele não me leva no colo em todos os momentos, mas quando necessário é o primeiro a me levantar. Seu desejo é que eu cresça e não precise ser um dependente, mas que escolha o ser dEle. Ora vem Senhor Jesus!

Quer ser feliz? Esteja ao lado de minha amada Olívia! Esteio, amável, compreensiva, doce, vibrante, amiga, amante, preciso de algo mais? Seu coração faz o ritmo da minha dança, é ele que dá o som da minha vida.

Não é a genética, nem o ambiente, nem a seleção natural que me tornaram o homem que sou, mas sim o amor e cuidado de pais (Ezequiel e Maria Paula) valorosos, dos quais tenho muito orgulho e a quem desejo orgulhar mais e mais! Também agradeço minha querida irmã que também foi um suporte, principalmente nesses últimos anos.

Mas na caminhada profissional será difícil não falar de dois homens que me ajudaram tanto quanto os professores João e Ruben, um pai e um irmão enxertados na minha vida, modificando para sempre meu DNA. Em todos os atos, com a fala ou com o silêncio, me auxiliaram nesta caminhada.

Mas nessa jornada não posso esquecer os amigos que me ajudaram tanto. Injusto seria nomeá-los ou classificá-los, pois além de serem muitos, todos são muito especiais. Suas orações chegaram como aroma suave ao trono de Graça em meu favor.

Também preciso agradecer os colegas do BATLAB, pois todos contribuíram neste projeto quer seja tecnicamente ou com apoio, risos e sorrisos.

Resumo da Dissertação apresentada à UFMS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO POR ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICAS EM INVERSORES DE ONZE NÍVEIS, UTILIZANDO REDES NEURAIS E EVOLUÇÃO DIFERENCIAL

Tiago Henrique de Abreu Mateus

Março, 2012.

Orientador: Ruben Barros Godoy

Área de Concentração: Inteligência Artificial

Palavras-chave: Eliminação Seletiva de Harmônicos, Inversor Multiníveis, Evolução Diferencial, Redes Neurais Artificiais.

Neste trabalho desenvolve-se o estudo e avaliação experimental de um conversor multiníveis (11 níveis) controlado através de Modulação por Eliminação Seletiva de Harmônicas implementada com o uso de Redes Neurais Artificiais e Evolução Diferencial. Dentre as vantagens desta topologia, destacam-se a simplicidade de operação, por não utilizar estágio de condicionamento, e eficiente na eliminação de componentes harmônicas de menor ordem associada à técnica de controle empregada. Foram utilizados cinco inversores, sendo que, a tensão de alimentação de cada estágio foi definida entre 30V e 62V. Para obtenção dos ângulos de chaveamento foram consideradas três restrições principais: frequência de comutação (60hz), tensão eficaz (110V) e minimização de componentes harmônicos. Para levantamento do banco de dados das diferentes combinações de tensões e ângulos utilizou-se um algoritmo evolutivo baseado em Evolução Diferencial. Finalmente, para generalização do banco de dados, treinou-se uma Rede Neural Artificial visando a atuação como controlador. Tanto a técnica evolutiva quanto o desempenho do controlador foram avaliados através de resultados de simulação (MATLAB/Simulink[®]) e resultados experimentais. Observa-se que o conversor desenvolvido torna-se atrativo para aplicações com fontes de energia elétrica que apresentem variações significativas de tensão como se observa nos arranjos de células fotovoltaicas.

Abstract of Dissertation presented to UFMS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

IMPLEMENTATION OF MODULATION IN SELECTIVE HARMONIC ELIMINATION IN INVERTERS OF ELEVEN LEVELS UTILIZING NEURAL NETWORKS AND EVOLUTION DIFFERENTIAL

Tiago Henrique de Abreu Mateus

March, 2012.

Advisor: Ruben Barros Godoy

Area of Concentration: Artificial Intelligence

Keywords: Selective Harmonics Elimination, Multilevel Inverter, Differential Evolution, Artificial Neural Network.

This work develops the study and experimental evaluation of a multilevel converter (11 levels) controlled through modulation Selective Harmonic Elimination implemented using Artificial Neural Networks and Differential Evolution. The main advantages of this topology are the simplicity of operation, the absence of conditioning stage, and efficient elimination of low order harmonic components associated with the control technique employed. It was used five inverters, and the voltage of each stage was set between 30V and 62V. To obtain the switching angles were considered three main constraints: switching frequency (60Hz), voltage RMS (110V) and harmonic components minimization. To survey the database of different combinations of voltages and angles it was used an evolutionary algorithm based on Differential Evolution. Finally, to database generalization, it was trained on Artificial Neural Network aiming actuate as controller. Both the technical evolution as the controller performance well evaluated through simulation results and experimental results (MATLAB/Simulink[®]). It was notice that the converter developed becomes attractive for applications of electrical energy sources that present wide voltage variations as can be observed in the arrangements of photovoltaic panels.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xi
1. Contextualização do Problema.....	1
1.1. Introdução	1
1.2. Motivação e Objetivo.....	2
1.3. Organização do Trabalho.....	2
2. Revisão Bibliográfica.....	3
2.1. Conversores Multiníveis	3
2.2. Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE)	7
2.3. Técnicas de Inteligência Artificial	11
3. Metodologia Proposta.....	14
3.1. Introdução	14
3.2. Topologia do Inversor Multiníveis.....	15
3.2.1. Módulo de Potência Utilizado no Conversor Multiníveis	17
3.2.2. Módulo de Acionamento Utilizado no Conversor Multiníveis	18
3.2.3. Circuito de <i>Buffer</i> Utilizado no Conversor Multiníveis	19
3.2.4. Circuito de Isolação Utilizado no Conversor Multiníveis.....	21
3.2.5. Módulo de Sensoriamento Utilizado no Conversor Multiníveis	21
3.2.6. Módulos Implementados Experimentalmente	22
3.2.7. Fontes Auxiliares Utilizadas para o Conversor Multiníveis.....	23
3.2.8. Protótipo do Inversor Onze Níveis	25
3.3. Algoritmo Evolutivo	26
3.3.1. Método de Evolução Diferencial.....	31
3.3.1.1. Etapa de Mutação	31
3.3.1.2. Etapa de Cruzamento	33
3.3.1.3. Etapa de Seleção.....	34
3.3.2. Resultados do Algoritmo Evolutivo.....	35
3.4. Técnica de Controle Utilizado	39
3.5. Controle Digital.....	41
4. Resultados de Simulação.....	44
4.1. Introdução	44

4.2.	Caso 1: Tensões Reduzidas nas Fontes CC	45
4.3.	Caso 2: Tensões Elevadas nas Fontes CC	48
4.4.	Caso 3: Tensões Variadas nas Fontes CC	51
4.5.	Caso 4: Variação de Tensão do Caso 3	54
4.6.	Conclusões	57
5.	Resultados Experimentais.....	59
5.1.	Introdução	59
5.2.	Caso 1: Tensões Reduzidas nas Fontes CC	59
5.3.	Caso 2: Tensões Elevadas nas Fontes CC	61
5.4.	Caso 3: Tensões Variadas nas Fontes CC	63
5.5.	Caso 4: Variação de Tensão do Caso 3	64
5.6.	Conclusões	67
6.	Conclusões e Trabalhos Futuros.....	68
6.1.	Conclusões	68
6.2.	Trabalhos Futuros	69
	BIBLIOGRAFIA	71

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Topologia de inversores multiníveis com diodos de grampeamento, (a) três níveis e (b) quatro níveis	5
Figura 2.2 – Topologia de inversores multiníveis com capacitores flutuantes de quatro níveis.	6
Figura 2.3 – Topologia de inversores multiníveis ponte-H isoladas.	7
Figura 2.4 - As diferentes abordagens em eliminação de harmônicos.	8
Figura 3.1 – Metodologia para implementação de SHE	14
Figura 3.2 – Topologia do inversor multiníveis em cascata.....	15
Figura 3.3 – Forma de onda da tensão de saída do inversor multiníveis em cascata.	16
Figura 3.4 – Metodologia para implementação do <i>hardware</i>	17
Figura 3.5 – Módulo de potência.	17
Figura 3.6 – Módulo de acionamento.....	19
Figura 3.7 – Módulo de <i>buffer</i>	20
Figura 3.8 – Módulo de isolamento do gatilho.....	21
Figura 3.9 – Módulo de sensoriamento.	22
Figura 3.10 – Módulos implementados experimentalmente.	23
Figura 3.11 – Fonte de tensão auxiliar isolada $\pm 15V$	24
Figura 3.12 – Fonte de tensão linear ajustável de 0V a 70V	24
Figura 3.13 – Protótipo do inversor onze níveis ponte-H em cascata... ..	25
Figura 3.14 – Representação gráfica em duas dimensões de um exemplo da mutação.....	33
Figura 3.15 – Fluxograma da evolução diferencial.....	35
Figura 3.16 – Espectro de frequência da tensão de fase (função custo 3.15)... ..	37
Figura 3.17 – Espectro de frequência da tensão de fase (função custo 3.18).. ..	37
Figura 3.18 – Evolução dos ângulos de chaveamento, obtidos pela ED, através das gerações... ..	38
Figura 3.19 – Controle utilizando rede neural artificial... ..	39
Figura 3.20 – Erro quadrático médio do treinamento, validação e teste	40
Figura 3.21 – Diagrama de blocos dos circuitos de controle desenvolvido em MATLAB/Simulink®	42

Figura 3.22 – Interface do sistema de controle desenvolvido no Control Desk®	43
Figura 4.1 – Simulador do conversor de 11 níveis	44
Figura 4.2 – Tensão de fase do conversor do caso 1	46
Figura 4.3 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 1	47
Figura 4.4 – Tensão de linha do conversor do caso 1	47
Figura 4.5 – Espectro de freqüência da tensão de linha do caso 1	48
Figura 4.6 – Tensão de fase do conversor do caso 2	50
Figura 4.7 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 2	50
Figura 4.8 – Tensão de linha do conversor do caso 2	51
Figura 4.9 – Espectro de freqüência da tensão de linha do caso 2	51
Figura 4.10 – Tensão de fase do conversor do caso 3	52
Figura 4.11 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 3	53
Figura 4.12 – Tensão de linha do conversor do caso 3	53
Figura 4.13 – Espectro de freqüência da tensão de linha do caso 3	54
Figura 4.14 – Tensão de fase do conversor do caso 4	55
Figura 4.15 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 4	55
Figura 4.16 – Tensão de fase do conversor transitória do caso 3 para o caso 4	56
Figura 4.17 – Tensão de linha do conversor do caso 4	57
Figura 4.18 – Espectro de freqüência da tensão de linha do caso 4	57
Figura 5.1 – Tensão de fase do conversor do caso 1 experimental	59
Figura 5.2 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 1 experimental	59
Figura 5.3 – Tensão de fase do conversor do caso 2 experimental	62
Figura 5.4 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 2 experimental	62
Figura 5.5 – Tensão de fase do conversor do caso 3 experimental	63
Figura 5.6 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 3 experimental	64
Figura 5.7 – Tensão de fase do conversor do caso 4 experimental	65
Figura 5.8 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 4 experimental	65
Figura 5.9 – Tensão de fase do conversor transitória do caso 3 para o caso 4 experimental	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Componentes utilizados no circuito de potência	18
Tabela 3.2 – Componentes utilizados no circuito de acionamento	19
Tabela 3.3 – Componentes utilizados no circuito de <i>buffer</i>	20
Tabela 3.4 – Componentes utilizados no circuito de isolamento	21
Tabela 3.5 – Componentes utilizados no circuito de sensoriamento	22
Tabela 3.6 – Valores das constantes k	30
Tabela 3.7 – Exemplo de alguns pontos do banco de dados	36
Tabela 3.8 – Resultados de ED para as diferentes funções custo	36
Tabela 4.1 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 1	45
Tabela 4.2 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 2	49
Tabela 4.3 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 3	52
Tabela 4.4 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 4	54
Tabela 5.1 – Comparativo do caso 1	61
Tabela 5.2 – Comparativo do caso 2	63
Tabela 5.3 – Comparativo do caso 3	64
Tabela 5.4 – Comparativo do caso 4	66

Contextualização do Problema

1.1. Introdução

A busca por novas fontes de energia tem se tornado assunto constante na comunidade científica. A utilização de novas fontes de energia elétrica, como painéis fotovoltaicos, células de combustível, banco de baterias, turbinas eólicas, microturbinas, entre outros, tem sido alvo de pesquisadores ao redor do mundo [1-3]. Em geral, restrições como alto custo de implantação, baixa potência, baixo nível de tensão e variação de tensão e potência ao decorrer do dia, limitam a utilização destas fontes alternativas. Para que a utilização de tais fontes se torne viável, muitos pesquisadores defendem a utilização de simultâneas fontes de energia do mesmo tipo ou uso de várias fontes diferentes [2,3].

Para que a energia gerada por tais fontes tenha os mesmos níveis e ou formato de tensão/corrente requeridos pela carga, suas tensões ou correntes devem ser submetidas a alguns estágios necessários de condicionamento e integração. Estudos têm sido realizados utilizando estágios de condicionamento através de conversores CC-CC [4]. Outros buscam soluções sem o uso deste estágio [2].

Uma forma que não utiliza este estágio de condicionamento seria o uso dos conversores multiníveis, os quais têm sido objeto de intensivo estudo nos últimos anos [5]. Esta topologia permite o uso de fontes de tensão em Corrente Contínua (CC) de menores amplitudes em aplicações de níveis maiores de tensão, contudo, o desempenho dos inversores multiníveis dependerá da escolha de uma modulação adequada [6].

Existem algumas estratégias que possibilitam a redução de componentes harmônicos indesejáveis e o controle da tensão de saída do inversor, dentre as quais se destacam quatro: Modulação por Largura de Pulso Senoidal e não Senoidal

(SPWM - *Sinusoidal PWM* e *Non-sinusoidal PWM*), Modulação Vetorial (SVPWM - *Space-Vector PWM*) e Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE - *Selective Harmonic Elimination*).

Dentre as técnicas citadas, destaca-se SHE como a mais eficiente para eliminar completamente os harmônicos de baixa ordem. Para se eliminar estas harmônicas o método SHE se vale de técnicas matemáticas, utilizando métodos iterativos para calcular os melhores ângulos de chaveamento [7].

1.2. Motivação e Objetivo

As principais motivações deste estudo são: possibilitar o uso de fontes CC de baixa amplitude, sujeitas a variações de tensão, valendo-se da topologia de conversores multiníveis; permitir a integração de diferentes fontes de energia de variados níveis de tensão contínua, entre 30V e 62V; utilizar técnicas de modulação e de controle que permitam alto desempenho, robustez e eficiência do conversor.

1.3. Organização do Trabalho

O Capítulo 1 discute-se a necessidade da eliminação seletiva de harmônicos em conversores multiníveis para o uso de fontes renováveis de energia e seus desafios. No Capítulo 2 é discutido brevemente sobre o estado-da-arte de diferentes tipos de inversores multiníveis como também as diferentes modulações existentes. Ainda neste capítulo, será discutido sobre as técnicas de inteligência artificial utilizadas neste projeto, onde se apresenta primeiramente o método iterativo evolutivo chamado Evolução Diferencial. Em seguida é apresentada a Rede Neural Artificial como a técnica de controle utilizada. No Capítulo 3 é apresentada a metodologia proposta para resolução e implantação da modulação por SHE. O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulação realizados no Simulink/MATLAB®. No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais. O Capítulo 5 apresenta as principais contribuições alcançadas no trabalho, bem como possíveis trabalhos futuros.

Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta uma discussão sobre conversores multiníveis e as duas técnicas de inteligência artificial – o algoritmo evolutivo Evolução Diferencial e Redes Neurais Artificiais (técnica de controle), ambos utilizados neste projeto.

2.1. Conversores Multiníveis

Em 1975, os conversores multiníveis surgiram na literatura [11], porém, esta nomenclatura foi dada por Nabae et al. [12] cinco anos mais tarde. Nas últimas décadas, os conversores multiníveis têm recebido atenção especial em aplicações onde os níveis de potência são da ordem de multi-megawatts [8-9]. Isto sucedeu principalmente devido à suavização dos degraus de tensão (multiníveis) se comparados com conversores de onda quadrada (dois níveis), anteriormente utilizados [10].

O uso de conversores multiníveis, requer diferentes fontes de tensão em corrente contínua e isoladas umas das outras (a quantidade depende da configuração do conversor e do número de níveis desejados). Uma solução amplamente utilizada para este problema é o uso de divisores capacitivos para a criação dos diferentes níveis de tensão. Porém, este recurso tem suas deficiências, pois o divisor capacitivo pode causar desequilíbrio nas tensões de entrada do conversor conduzindo a distorções na forma de onda da tensão de saída [13].

Recentemente, o uso de conversores multiníveis também tem recebido uma atenção diferenciada na geração distribuída, considerando ser este o cenário propício à integração de diferentes fontes de energia elétrica. Com a Resolução Normativa Aneel 390/2009 [14], tornou-se possível a comercialização de energia elétrica advinda de fontes alternativas de energia, o que certamente configura um passo fundamental para a consolidação da geração distribuída no país.

As principais vantagens dos inversores multiníveis em relação aos inversores convencionais de dois níveis são: tensões de saída mais elevadas, redução do conteúdo harmônico tanto da saída quanto da entrada, menores perdas de comutação e menor dv/dt . Destacam-se três principais desvantagens entre as topologias: desequilíbrio de tensões, uso desigual das correntes de entrada e elevado custo de implementação.

Para a integração de diferentes fontes de energia, uma solução natural da Eletrônica de Potência é o uso de inversores multiníveis. No campo de estudo sobre inversores como conversores multiníveis, existem algumas topologias mais comuns, das quais se destacam: Inversores com Diodos de Grampeado [15], Inversores Multiníveis com Capacitores Flutuantes [16] e Inversores Multiníveis com Ponte-H Isoladas [17].

O inversor multiníveis com Diodos de Grampeamento foi apresentado primeiramente em [15]. A configuração de três níveis, mostrada na Figura 2.1 (a), é conhecida como Inversores com Ponto de Neutro Grampeado (*Neutral Point Clamped*) e para topologias com mais níveis é chamada de Inversores com Diodos de Grampeamento (*Multiple Point Clamped*). A configuração de quatro níveis é apresentada na Figura 2.1 (b).

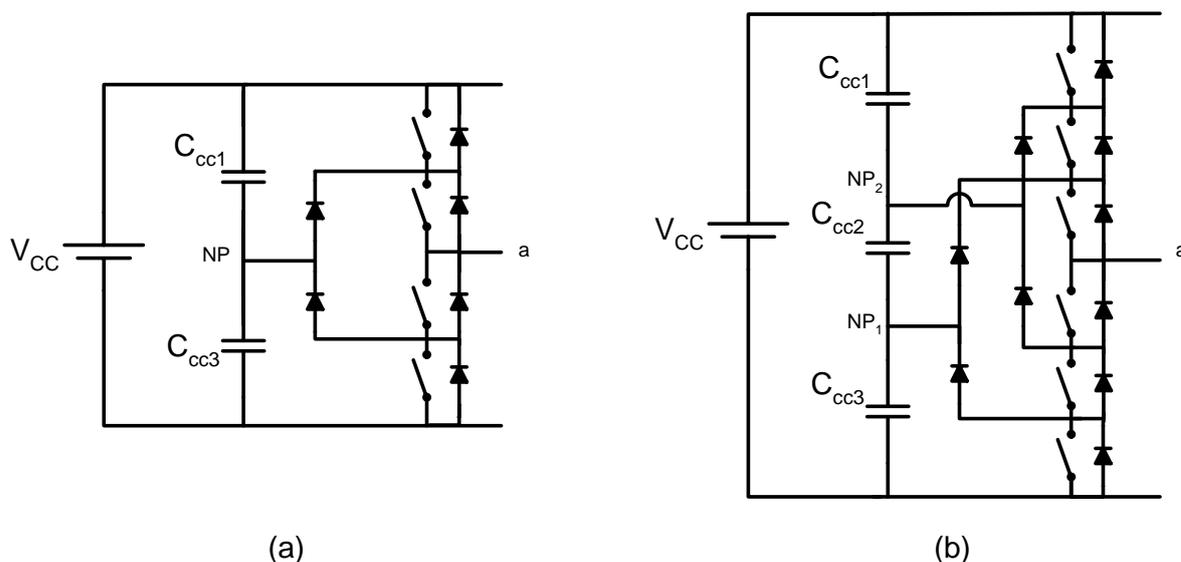


Figura 2.1 – Topologia de inversores multiníveis com diodos de grameamento, (a) três níveis e (b) quatro níveis.

Comparado com os inversores de dois níveis o inversor com ponto de neutro grampeado apresenta na tensão de saída valores reduzidos de taxa de distorção harmônica (TDH) e de dv/dt . Esta topologia tem sido amplamente utilizada em aplicações de alta potência e média tensão. Quando se trata da topologia com maior número de níveis o equilíbrio de tensão entre os capacitores tem sido um desafio [18].

A Figura 2.2 apresenta a topologia de quatro níveis do inversor multiníveis com capacitores flutuantes. Embora não seja uma topologia tão comum como a dos diodos de grameamento, este arranjo foi criado como uma alternativa para a substituição dos diodos de grameamento por capacitores. Uma das principais vantagens sobre a topologia anterior é a limitação de dv/dt nos comutadores e o aumento de estágios com capacitores utilizados para aumentar o equilíbrio de tensão.

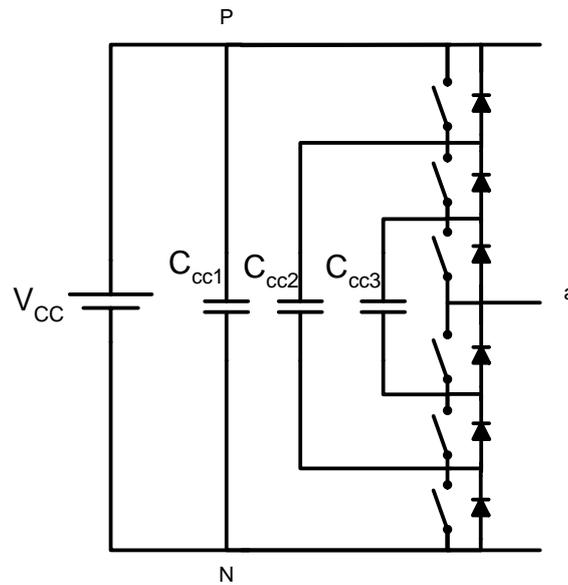


Figura 2.2 – Topologia de inversores multiníveis com capacitores flutuantes de quatro níveis.

Na família dos inversores multiníveis, o uso das topologias conectadas em Ponte-H Isoladas tem chamado especial atenção por sua simplicidade de controle e por garantir modularidade [19]. Utiliza a mesma quantidade de chaves comutadoras do inversor multiníveis de diodos de grampeamento, porém, sem utilizar os diodos limitadores. O aumento do número de níveis não aumenta a complexidade na estratégia de modulação como os demais multiníveis. Um exemplo do conversor multiníveis em ponte-H isolada é apresentado na Figura 2.3.

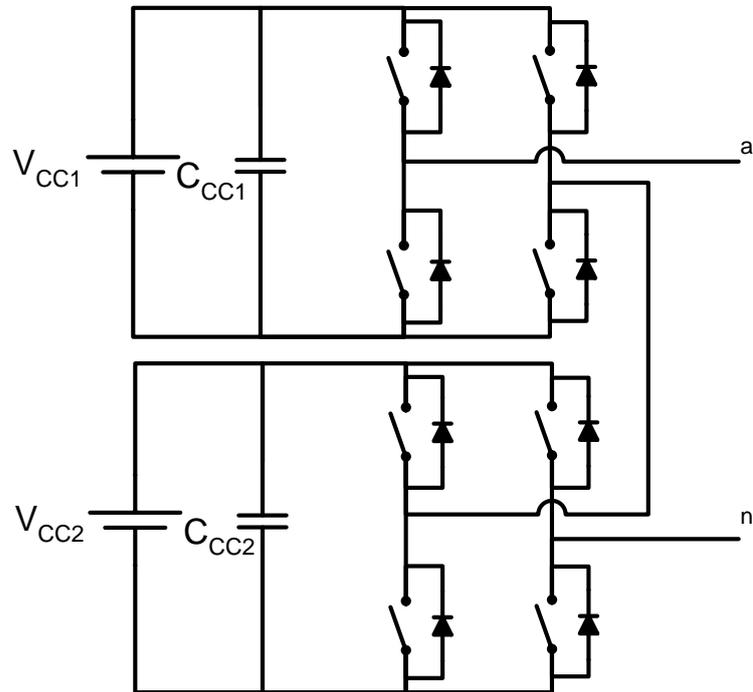


Figura 2.3 – Topologia de inversores multiníveis ponte-H isoladas.

Para que o inversor multiníveis possa ser controlado, é necessário que o controlador esteja associado à uma técnica de modulação, conforme será discutido mais adiante.

2.2. Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE)

Logo após ser proposta a Modulação por Largura de Pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*) básica para o uso em inversores de tensão [20-21], Turnbull et. al. [22] em 1964, apresentou a ideia da Eliminação Seletiva de Harmônicos (*SHE – Selective Harmonics Elimination*) como forma de modulação PWM. Em seu trabalho, Turnbull descreveu os componentes harmônicos relacionando-os com ângulos de comutação em termos trigonométricos.

Até o momento, a eliminação de harmônicos de baixa frequência tem sido ponderada por duas abordagens em especial: aumentando a frequência de

comutação através das Modulações por Largura de Pulso Senoidal, Triangular, ou Espaço Vetorial [23-24]; ou através da otimização dos ângulos de comutação utilizando a Eliminação Seletiva de Harmônicos [5,6,25].

A técnica de modulação SHE oferece vantagens sobre as demais técnicas PWM, como o ótimo desempenho em baixa frequência de comutação (próxima da frequência fundamental) e controle direto sobre harmônicos específicos na tensão de saída de inversores. Outra vantagem é a possibilidade de não eliminar as harmônicas múltiplas da terceira harmônica através de SHE e tirar proveito da topologia em sistemas trifásicos [18].

Desde seu desenvolvimento, SHE tem sido amplamente pesquisada. Após a ideia original de SHE, seguiram duas vertentes de estudo, conhecidas como: Equações Polinomiais Não-lineares (Nonlinear Polynomial Equations) e Método baseado em Quatro Equações (*Four-Equation based Method*), como podem ser visualizados na Figura 2.4.

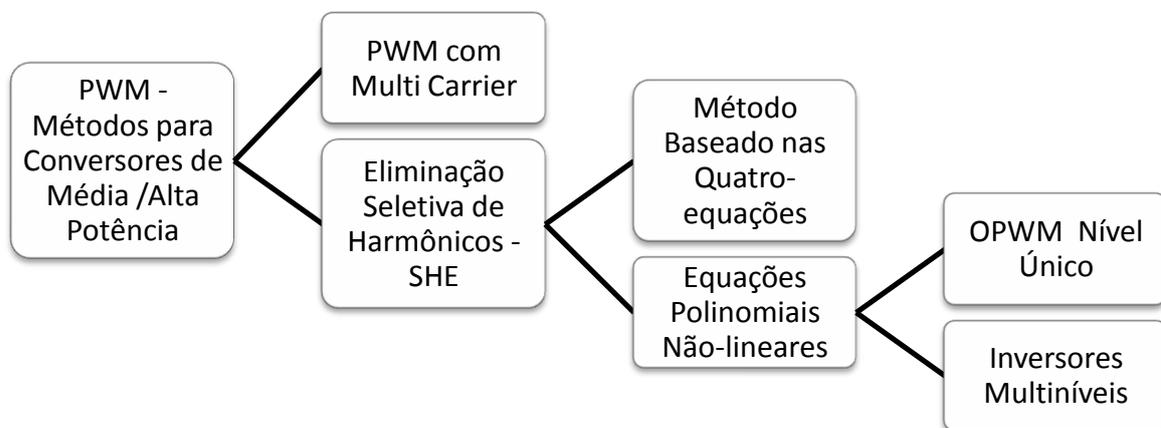


Figura 2.4 - As diferentes abordagens em eliminação de harmônicos.

Os que se aproveitam dos métodos baseado nas Equações Polinomiais Não-lineares para eliminar os harmônicos indesejáveis têm utilizado diferentes abordagens para a resolução das equações polinomiais e, em geral, os componentes harmônicos selecionados podem ser de fato eliminados com muita precisão. Porém, esta abordagem tem seus desafios: quanto mais componentes

harmônicos se desejar eliminar, maior será a ordem do grupo de equações polinomiais. E para os casos da técnica ser utilizada em inversores multiníveis, quando se aumenta os níveis, aumenta-se também a quantidade de fontes CC e conseqüentemente, a quantidade de variáveis e equações também aumenta, ampliando a ordem das equações. Encontrar a solução em determinados casos tem-se tornado um grande desafio para a utilização prática na engenharia elétrica.

A outra linha de pesquisa de SHE conhecida como Método baseado em Quatro Equações, foi desenvolvida e apresentada pela primeira vez em [26]. Este método tenta resolver o problema de eliminação de harmônicos de forma diferenciada. Não se utilizando de equações polinomiais de alta ordem, e sim de quatro equações que são utilizados em um processo iterativo de cinco passos. Este método é uma combinação do Critério da Área Igual (*Equal Area Criteria*) e a injeção de harmônicos na modulação. Mesmo para um número diferente de ângulos de comutação, o número de equações permanece o mesmo. Porém, um dos critérios que torna possível a simplificação deste método é utilizar o mesmo valor de tensão para as diferentes fontes CC que alimentam o multiníveis, o que certamente não seria algo comum na prática.

Mais recentemente, [27] propôs um método simples para evitar as equações polinomiais. O método consiste em se utilizar uma equação de segunda ordem para a minimização da Taxa de Distorção Harmônica (TDH), sendo possível o cálculo em tempo real. Porém, a simplificação das equações que regem o problema, torna a TDH maior do que a utilização do método de Equações Polinomiais Não-lineares. Outro ponto que inviabiliza o uso desse método é que se utiliza para a simplificação das equações os mesmos valores nas fontes de tensão CC de entrada, dificultando o uso em aplicações práticas.

Um dos principais pontos positivos para a utilização de SHE empregando o método das equações Polinomiais Não-lineares ao invés das demais modulações, é a possibilidade de obter a eliminação de harmônicos mesmo com as tensões das fontes CC de entrada com diferentes valores entre si. Em [6] a modulação SHE foi utilizada para um conversor de sete níveis, porém mantendo as tensões entre as

três fontes iguais. Já em [25] a mesma configuração inversora foi utilizada, mas a modulação SHE foi aplicada para encontrar as melhores soluções para valores de tensões de entrada diferentes uma das outras. Em [5] a modulação SHE obteve sucesso também para um conversor multiníveis de 11 níveis.

Diferentes métodos baseados em SHE têm sido propostos tanto para inversores de dois níveis como para inversores multiníveis. No processo de eliminação de harmônicos existem duas variáveis importantes: cada nível de tensão (no caso dos multiníveis) e os ângulos de comutação (para ambos os inversores). Quanto maior for a quantidade de ângulos de comutação, maior será o número de harmônicos eliminados. Porém, quando se trabalha com inversores multiníveis, devido à complexidade do problema, a maioria dos estudos nesta área são realizados utilizando somente um ângulo de comutação para cada nível de tensão [26].

A Equação (2.1) é a generalização da onda Senoidal através da série de Fourier, que relaciona diferentes valores de fontes de tensão contínuas de entrada e os infinitos harmônicos.

$$v(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_{ccm}}{\pi n} (\cos n \theta_n) \right) \sin n\omega t \quad (2.1)$$

Se forem introduzidas a quantidade de fontes (m) juntamente com seus respectivos valores de tensão (V_{ccm}) desejados e escolhendo-se o valor da tensão de saída ($v(\omega t)$), será possível, através de manipulação matemática, obter os ângulos que permitem a resposta desejada. Claramente, nota-se a dificuldade em obter os valores dos ângulos ($\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$). Sendo assim, uma forma conveniente para resolver tais equações de forma mais rápida possível, pode ser observada com o uso de técnicas de Inteligência Artificial, apresentadas em [5,6,25].

2.3. Técnicas de Inteligência Artificial

Na busca de soluções de problemas complexos como, por exemplo, problemas computacionais, pesquisadores utilizam a natureza tanto para modelo, metáfora ou inspiração. O aprimoramento está no centro de muitos processos da natureza, e pode ser verificado através da evolução ou micro-evolução de organismos vivos em busca da sobrevivência. Através destes estudos foi possível perceber que a busca de otimização de problemas complexos poderia ser solucionada através de modelos que se assemelham com a evolução biológica. Estes modelos foram desenvolvidos através das técnicas de computação evolucionária [28-29].

O processo de iteração é o modo como a computação evolucionária utiliza para o crescimento e desenvolvimento de uma população. Em geral esta população é escolhida aleatoriamente, utilizando processamento simultâneo para obter a resposta desejada. A busca por técnicas de computação evolutiva data os primeiros anos da década de 1960, onde três ramos diferentes começaram a ser desenvolvidas. A Programação Evolutiva (PE) foi introduzida por Lawrence J. Fogel nos EUA [30-31], ao mesmo tempo em que I. Rechenberg e H.-P. Schwefel revelou a Estratégias de Evolução (EE) na Alemanha [32-33]. Aproximadamente dez anos depois John Henry Holland, nos EUA, inventou outro método que buscava simular a evolução na resolução de problemas de otimização chamada de Algoritmo Genético (AG) [34-35]. Mas somente no início da década de 1990 que esses diferentes métodos foram agrupados como representantes da computação evolutiva. A Programação Genética (PG) surgiu como um quarto “braço” da computação evolutiva também nesta década [36].

Após o avanço dos algoritmos evolutivos (que englobam, por exemplo, AG, PE, EE, PG), surgiram outras meta-heurísticas que se baseiam na natureza. Como por exemplo, os algoritmos de inteligência coletiva que utilizam o princípio da sobrevivência de alguns espécimes que vivem e se organizam em comunidades. Os mais conhecidos são: Otimização por Colônia de Formigas (*ACO - Ant Colony Optimization*) [37]; Otimização por Enxame de Partículas (*PSO - Particle Swarm Optimization*) [38]; e a Otimização por Colônia de Bactérias (*BFO - Bacterial Foraging Optimization*) [39].

Dentre os Algoritmos Evolutivos, a Evolução Diferencial (ED) é um dos algoritmos de otimização estocásticos mais poderosos utilizados na atualidade [28]. A ED foi desenvolvida por Storn (1997) [40], e baseia-se na teoria de evolução apresentada por Charles Darwin, onde o cruzamento, a seleção e a mutação são operadores evolutivos. Este método de busca utiliza-se de uma população de indivíduos escolhidos aleatoriamente, porém, de forma abrangente em relação ao espaço de busca, como prediz Storn (1999) [41].

A ED tem sido amplamente pesquisada e desenvolvida em vários ramos da engenharia. Em Sistemas Elétricos de Potência o algoritmo é utilizado para o cálculo do despacho econômico [42] e também do fluxo de potência ótimo [43]. Em sistemas de controle e robótica, ED é utilizado na busca de sistemas de identificação [44], controle de sistemas não-lineares [45], movimento e navegação de robôs [46] entre outros. Sendo utilizado também para treinamento de Redes Neurais Artificiais [47], processamento de sinais e reconhecimento de padrões [48], na engenharia química [49].

Em [50] é utilizado *Particle Swarm Optimization* (PSO) como método iterativo evolutivo para a eliminação de harmônicos em fontes não-simétricas. É feita uma comparação com o método *Newton-Raphson*, demonstrando uma convergência mais rápida. Em [51] é feito um comparativo entre Algoritmo Genético (AG), PSO e ED, onde se registra um desempenho superior da ED. Além do desempenho superior, [51] cita ED como mais fácil de implementar e requerer poucos parâmetros de ajuste em relação aos ajustes do AG e do PSO.

A ED tem sido utilizada nos últimos anos em diversas áreas da engenharia. Sua utilização envolvendo eliminação seletiva de harmônicas pode ser observada em [52] onde foi utilizada a técnica de SHE em Modulação por Largura de Pulso para uma única fonte de tensão CC. Em [5,6,25] pode ser observada a mesma aplicação para múltiplas fontes.

Infelizmente estes métodos iterativos evolutivos incluindo a ED, não permitem o cálculo dos ângulos de chaveamento em intervalos de tempo muito reduzidos devido a complexidade da Equação (2.1). Sendo necessário utilizar outra técnica que seja rápida o suficiente para controlar os conversores multiníveis.

Outra técnica de inteligência que merece destaque neste trabalho são as Redes Neurais Artificiais (RNA). RNA têm sido uma das ferramentas de maior impacto sobre a Eletrônica de Potência (EP) e Acionamentos de Motores [53]. Os primeiros estudos sobre RNA iniciaram na década de 1940, com Warren S. McCulloch e demais pesquisadores. Eles obtiveram o primeiro modelo básico de um neurônio que ficou conhecido como modelo McCulloch e Pitts de neurônios biológicos [54]. Porém seu progresso foi disfarçado pela evolução dos computadores digitais. Então a partir de 1990, as RNA's chamaram grandemente a atenção da comunidade científica. O uso de RNA em aplicações de EP e Acionamentos de Motores é bem recente, não tendo mais do que 15 anos de integração [53]. Porém, tem recebido evolução constante nos últimos anos permitindo avanços em aplicações de EP.

As RNA's têm dado sua contribuição para os inversores multiníveis, utilizando a Modulação Espaço Vetorial para inversores de três níveis [55] e cinco níveis [56]. Utilizando-se a Modulação Senoidal, esta contribuição atinge inversores de 11 níveis [57]. As RNA's também foram utilizadas para a modulação SHE para inversores de sete níveis e onze níveis [58,6].

Neste contexto, a RNA associada a técnica de modulação SHE, foi escolhida como a técnica de controle do inversor monofásico multiníveis estudado neste trabalho. A metodologia de controle desenvolvida para este inversor é a apresentada no Capítulo 3.

Metodologia Proposta

3.1. Introdução

A implementação da técnica de “Eliminação Seletiva de Harmônicos” em um conversor monofásico CC-CA de 11 níveis obedecem algumas etapas conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura 3.1.

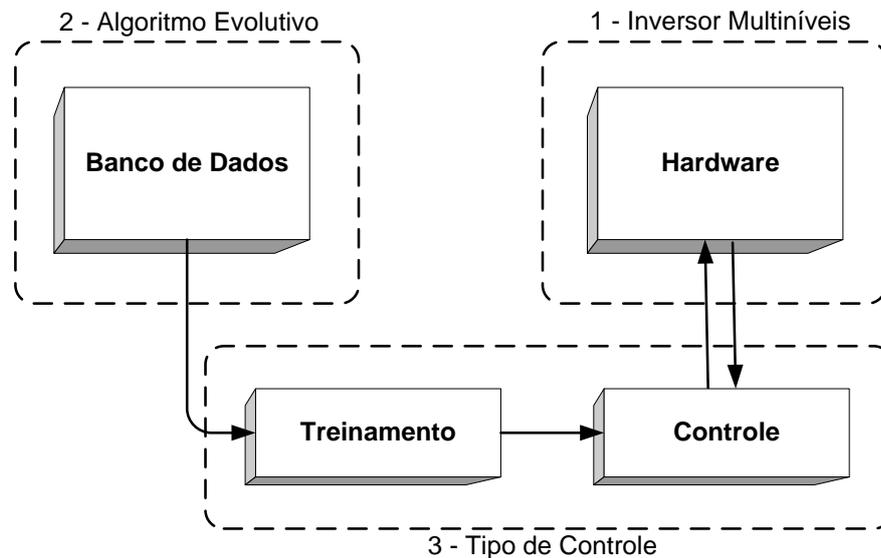


Figura 3.1 – Metodologia para implementação de SHE.

Em linhas gerais, primeiramente foi definido o modelo de inversor multiníveis a ser utilizado. Após esta etapa realizou-se um estudo em que se escolheu qual o algoritmo evolutivo adequado para formar um banco de dados com as diferentes combinações de tensões das fontes CC. A última etapa foi escolher um tipo de controle que permitem a utilização em tempo real da técnica de modulação SHE.

Conforme levantamento registrado no Capítulo 2 deste trabalho, a topologia do inversor multiníveis escolhida foi a Ponte-H em Cascata. A modularidade com certeza é um dos principais pontos na escolha desta topologia.

3.2. Topologia do Inversor Multiníveis

A topologia utilizada é o inversor multiníveis Ponte-H em Cascata Isolada de 11 níveis, e está exemplificado na Figura 3.2. Um sistema trifásico pode ser obtido conectando-se em configuração estrela, três unidades conversoras idênticas a mostrada na Figura 3.2.

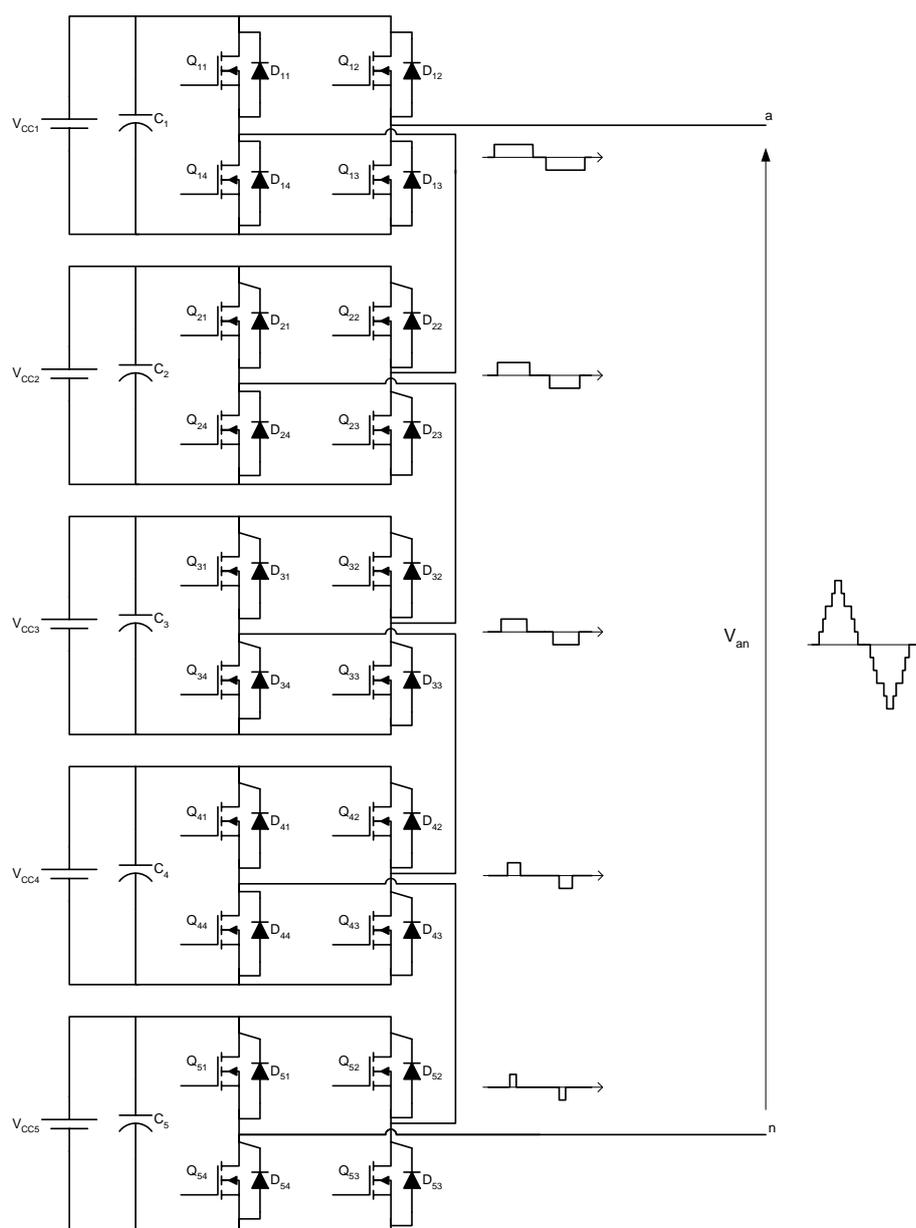


Figura 3.2 – Topologia do inversor multiníveis em cascata.

Cada nível é representado pelos diferentes patamares que definem a forma de onda de tensão CA de saída, ou seja, a inserção de cada fonte proporciona dois níveis (positivo e negativo) e um nível zero (nenhuma fonte atuando), como observado na Figura 3.3.

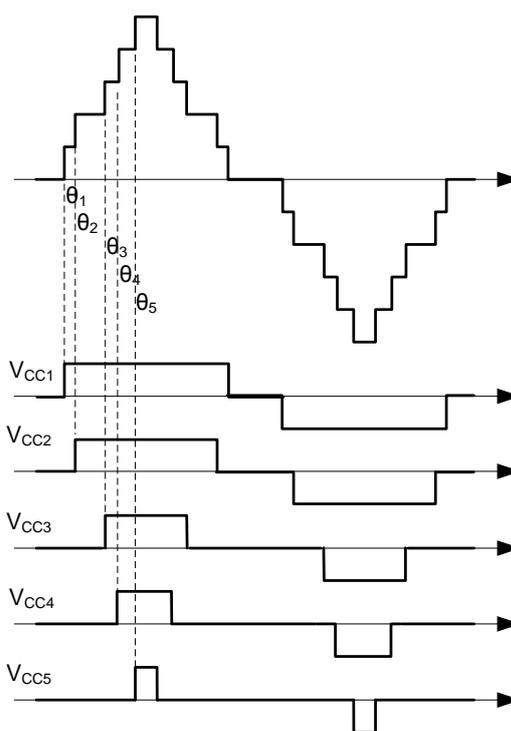


Figura 3.3 – Forma de onda da tensão de saída do inversor multiníveis em cascata.

Além da implicação da variação da tensão de entrada, este tipo de conversor apresenta outro inconveniente devido a alta taxa de distorção harmônica da tensão de saída, fato este decorrente da comutação em baixa frequência [6]. A Eliminação Seletiva de Harmônicas pode contribuir significativamente contra essa limitação [58].

Para implementar o *hardware* do conversor multiníveis foi realizado o estudo e execução das etapas descritas no diagrama da Figura 3.4. As etapas a seguir revelam o desenvolvimento de cada etapa relacionada na Figura 3.4.

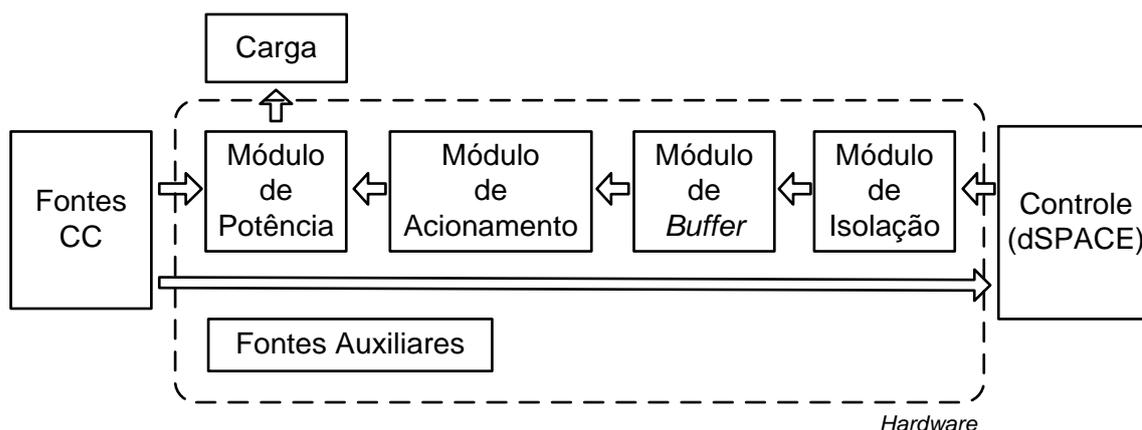


Figura 3.4 – Metodologia para implementação do hardware.

3.2.1. Módulo de Potência Utilizado no Conversor Multiníveis

Para a implementação do conversor multiníveis foi necessário a elaboração de cinco módulos de inversor Ponte-H, conforme Figura 3.5.

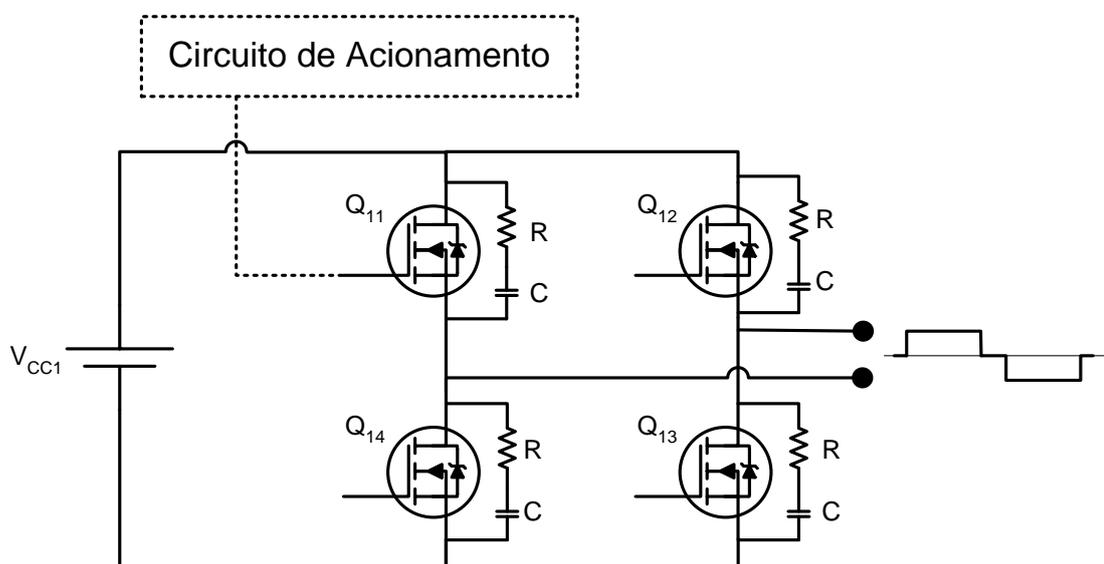


Figura 3.5 – Módulo de potência.

A Tabela 3.1 mostra os componentes utilizados no módulo de potência da Figura 3.5. Foi utilizado um interruptor tipo MOSFET com capacidade de bloqueio (dreno – fonte) de 500V e 20A de capacidade de condução de corrente. Uma

avaliação prévia destes valores leva-nos a concluir que estariam muito acima das necessidades deste projeto, todavia estes módulos foram desenvolvidos intentando-se seu uso em outras aplicações. Em paralelo ao elemento de chaveamento foi calculado um circuito de *snubber* RC para proteção dos dispositivos semicondutores contra sobretensão, cujos valores podem ser visualizados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Componentes utilizados no circuito de potência.

Símbolos	Componentes
Q	IRFP460
R	22 Ω
C	4,7nF

Para que os interruptores do circuito de potência possam operar se faz necessário o uso de um circuito de acionamento com *gate drivers* que serão descritos a seguir.

3.2.2. Módulo de Acionamento Utilizado no Conversor Multiníveis

No circuito de comando dos interruptores MOSFET IRFP460 fez-se uso do circuito integrado IR2110 inicialmente projetado para conversores *half-bridge* (um braço do conversor), sendo que, neste trabalho foram arranjadas duas unidades visando a execução de um conversor *full-bridge* como apresentado na Figura 3.6. A utilização do IR2110 como *gate driver* se deu em função do baixo custo, visto que, neste projeto é necessário o uso de dez unidades. Os sinais de chaveamento chegam ao módulo de ataque através do circuito de *buffer* que será analisado na próxima seção.

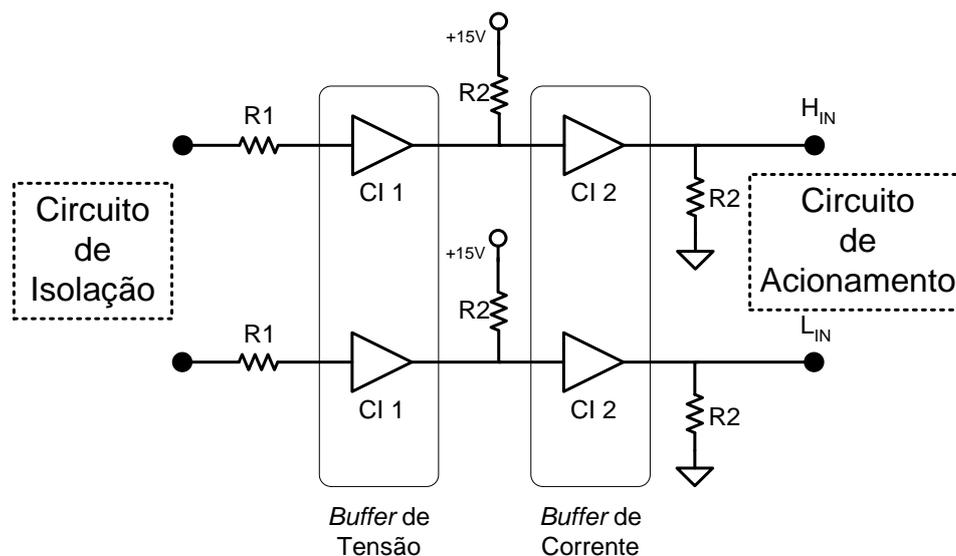


Figura 3.7 – Módulo de *buffer*.

Tanto o circuito integrado (CI) do *buffer* de tensão, quanto o CI do *buffer* de corrente são alimentados pela mesma fonte de tensão CC de 15V. Todavia vale ressaltar que os CI's do *buffer* de tensão necessitam de alimentação de 5V sendo que, para tanto, utilizou-se um regulador de tensão (LM7805). Visando a redução de fontes do protótipo, este módulo foi alimentado pela mesma fonte que alimenta o módulo de ataque, descrito na seção anterior. Na Tabela 3.3 estão relacionados os componentes utilizados neste estágio.

Tabela 3.3 – Componentes utilizados no circuito de *buffer*.

Símbolos	Componentes
CI 1	SN7407
CI 2	MC14503B
R1	6,8 Ω
R2	10k Ω

Os pulsos de comando dos interruptores de potência, gerados pelo dispositivo digital (*dSPACE*[®]), possuem a mesma referência deste dispositivo, fato que não ocorre com os interruptores a serem comandados. Diante disso, desenvolveu-se um estágio isolador, cujo circuito será discutido a seguir.

3.2.4. Circuito de Isolação Utilizado no Conversor Multiníveis

O CI IR2110 (utilizado no módulo de ataque) não garantiu a isolamento dos sinais adquiridos do controlador, sendo assim, viu-se a necessidade de um circuito de isolamento auxiliar (Figura 3.8). Este circuito faz o isolamento do sinal através do CI optoacoplador HCPL2211. Este isolamento foi posicionado entre o dSPACE® (que gera o sinal de comando) e o circuito de *buffer*.

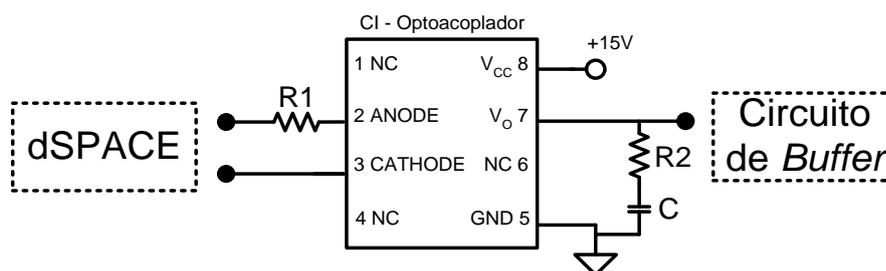


Figura 3.8 – Módulo de isolamento do gatilho.

Os componentes utilizados neste módulo estão relacionados na Tabela 3.4. A geração do sinal no secundário do CI – optoacoplador depende de uma fonte de tensão em CC de 15V, que neste projeto, visando a redução de fontes, foi utilizada a mesma alimentação do circuito de *buffer* e de acionamento.

Tabela 3.4 – Componentes utilizados no circuito de isolamento.

Símbolos	Componentes
CI	HCPL 2211
C	10nF
R1	1k Ω
R2	10k Ω

3.2.5. Módulo de Sensoriamento Utilizado no Conversor Multiníveis

Conforme discutido no capítulo introdutório deste trabalho, um dos objetivos a ser atingido é permitir que a tensão de saída mantenha certos padrões de qualidade, mesmo mediante variações na tensão de entrada. Sendo assim o sistema de controle necessita da leitura das tensões das cinco fontes que alimentam o

conversor multiníveis. A fim de realizar a medição da tensão nas fontes, foram criados cinco circuitos de sensoriamento, sendo um para cada fonte de tensão em CC. O esquemático do módulo de sensoriamento observado na Figura 3.9.

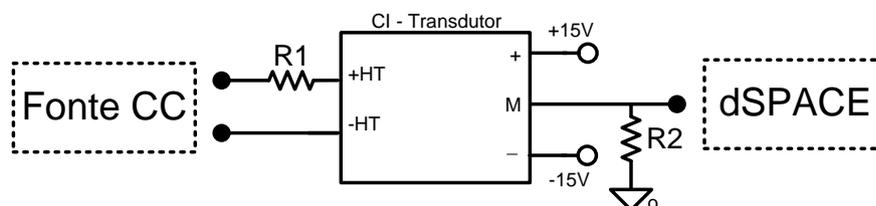


Figura 3.9 – Módulo de sensoriamento.

O sensor utilizado para medição foi o transdutor de tensão LV20-P, pois além de ajustar o nível de leitura da tensão, garante a linearidade para a faixa de tensão amostrada e a isolação entre os circuitos primário e secundário. O cálculo da relação entre as resistências R1 e R2 para a adequação dos limites de tensão pode ser facilmente calculado considerando simplesmente o ganho do transdutor e sua característica de fonte de corrente na saída. A Tabela 3.5 mostra relação de componentes do circuito de sensoriamento.

Tabela 3.5 – Componentes utilizados no circuito de sensoriamento.

Símbolos	Componentes
CI	LV20-P
R1	10k Ω
R2	270 Ω

Este módulo utilizou uma fonte de tensão em CC isolada que fornece $\pm 15V$. Esta fonte não pode ser a mesma utilizada nos módulos anteriores caso contrário a função de isolação estaria totalmente comprometida.

3.2.6. Módulos Implementados Experimentalmente

Após os testes dos módulos separadamente foi realizado a integração dos módulos descritos acima em um único protótipo (inversor ponte-H), como pode ser visualizado na Figura 3.10.

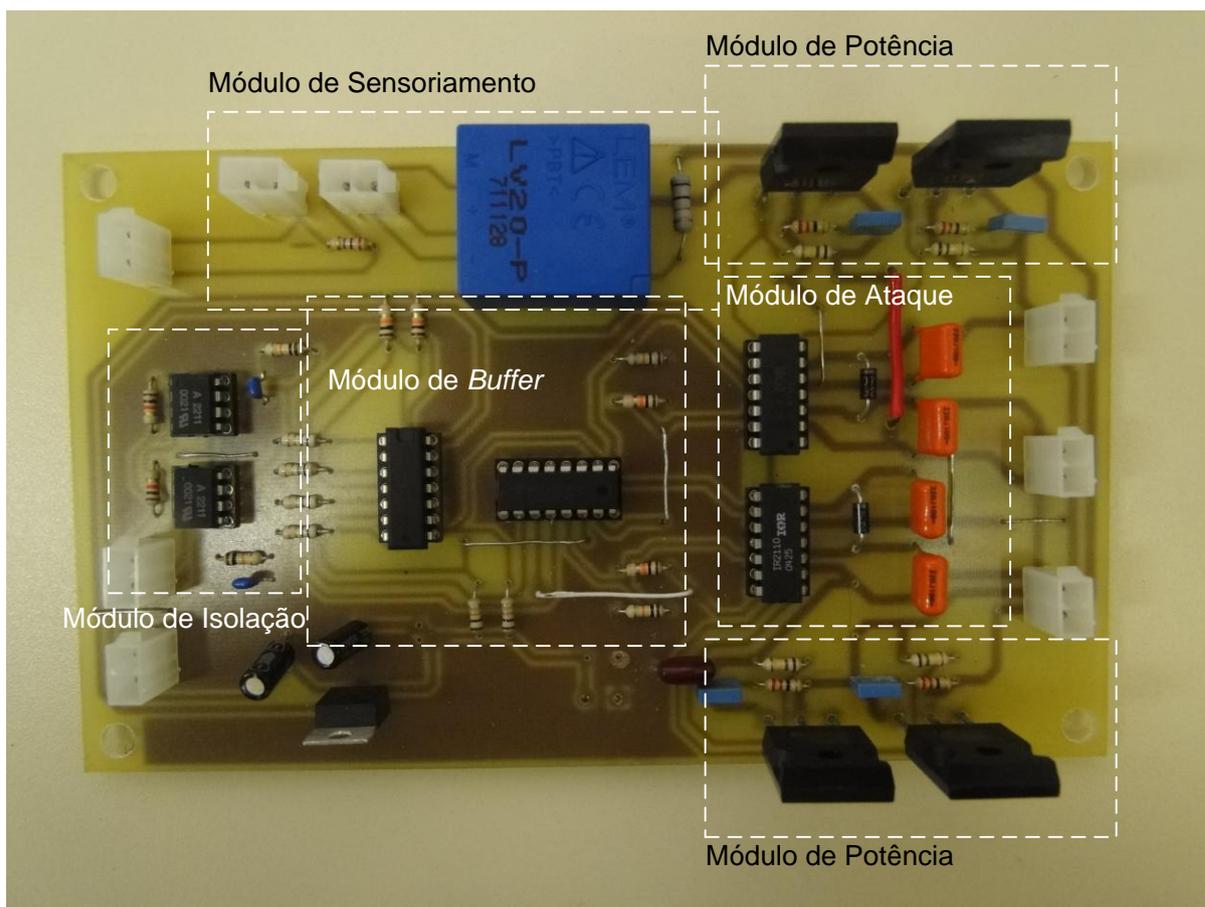


Figura 3.10 – Módulos implementados experimentalmente.

3.2.7. Fontes Auxiliares Utilizadas para o Conversor Multiníveis

Considerando todos os circuitos descritos anteriormente, cada módulo inversor necessita de duas fontes auxiliares. Uma das fontes ($\pm 15V$) destinada ao sensoriamento cuja referencia estará conectada à massa do controlador digital. Outra fonte (15V) destinada a alimentação dos circuitos de acionamento, *buffer* e isolamento, cuja referencia deverá ser única para cada módulo de potência. Deste modo, foram desenvolvidas seis fontes lineares, sendo que uma delas destinada a todos os circuitos de sensoriamento (todos estão na mesma referencia do controlador). Cada uma das demais destinadas aos circuitos auxiliares de cada módulo de potência. A Figura 3.11 visualiza a fonte implementada.

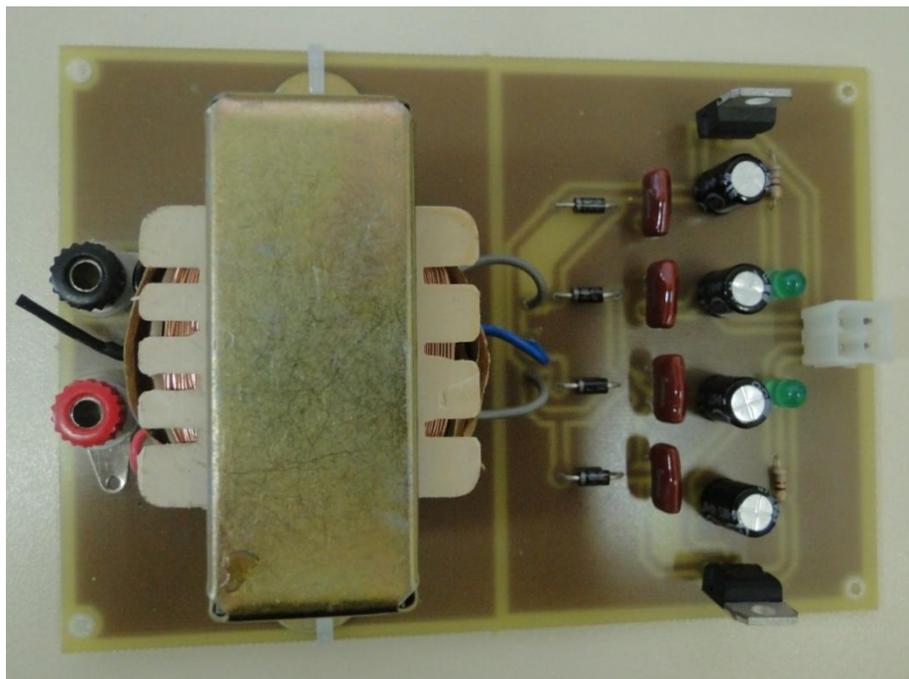


Figura 3.11 – Fonte de tensão auxiliar isolada $\pm 15V$.

Objetivando a realização de testes experimentais com tensões de entrada variáveis foram desenvolvidas cinco fontes lineares controladas com tensões de saída ajustáveis entre 0V e 70V (obedecendo a faixa de testes de 30V a 62V). Esta fonte controlada pode ser visualizada na Figura 3.12.

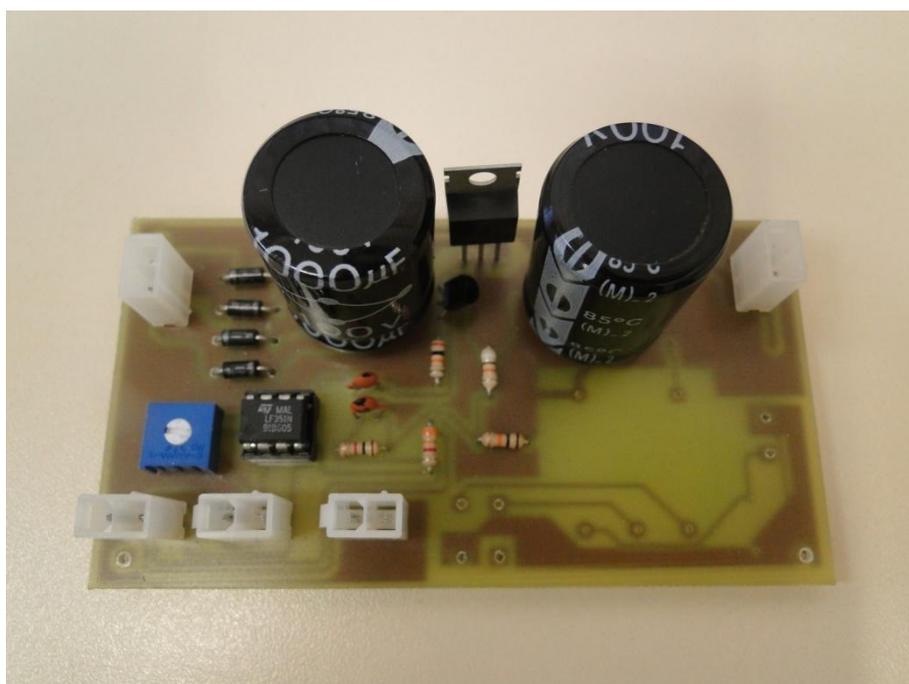


Figura 3.12 – Fonte de tensão linear ajustável de 0V a 70V.

A fonte linear controlada da Figura 3.12 foi utilizada nos primeiros testes com até três módulos inversores dada a máxima disponibilidade no laboratório de transformadores isoladores. Para um número maior de níveis foram acrescentados bancos de baterias com tensões ajustadas entre os limites pré-estabelecidos.

3.2.8. Protótipo do Inversor Onze Níveis

Após a realização dos testes de um módulo inversor, foram confeccionados outros quatro módulos para formar conversor multiníveis de 11 níveis. Os módulos podem ser vistos na Figura 3.13 juntamente com as fontes auxiliares e os bancos de baterias.



Figura 3.13 – Protótipo do inversor onze níveis ponte-H em cascata.

3.3. Algoritmo Evolutivo

Para que seja possível relacionar as tensões de entrada com os ângulos de chaveamento desejados é necessário um sistema de equações em que as tensões CC de entrada são as variáveis de entrada, e os ângulos de chaveamento as variáveis de saída.

Visando relacionar componentes harmônicos que se deseja eliminar este trabalho se utilizou da conhecida Série Trigonométrica de Fourier (3.1).

$$v(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3.1)$$

Os coeficientes (a_0 , a_n e b_n) da série infinita são calculados pela fórmula de Euler. Segundo Euler, as séries podem ser expressas em termos de funções cosseno e seno. O grau n é o harmônico relacionado a frequência angular w do sistema.

Como a forma de onda desejada é senoidal, têm-se duas características importantes para simplificação do problema: 1) é uma função de simetria ímpar; 2) e tem simetria de meia onda. Se a função tem simetria ímpar e também simetria de meia onda, como é o caso de seno, então a função também tem simetria de quarto de onda. Portanto, os coeficientes podem ser expressos através da equação (3.2) para um período de 2π .

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = 0 \\ a_n = 0 \text{ para todo } n \\ b_n = \begin{cases} 0, \text{ para todo } n \text{ par} \\ \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} x(\theta) \sin(n\theta) d\theta, \text{ para todo } n \text{ ímpar} \end{cases} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Como pode ser visto em (3.2) a simetria de meia onda e conseqüentemente a simetria de quarto de onda tem somente harmônicos ímpares.

Logo a Série de Fourier retangular geral (3.1) pode ser simplificada através de (3.3).

$$v(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (b_n \text{sen } n\omega t) \quad (3.3)$$

As equações contidas em (3.2), são generalizações para funções com simetria de quarto de onda. Considerando o uso de fontes de tensão supostamente constantes para alimentar o inversor multiníveis (m fontes CC), então, a variável $x_m(\theta)$ de (3.2) é um valor constante e passará a ser V_{ccm} para o período θ_n e $\pi/2$ e será 0 para o período de 0 a θ_n . O equacionamento pode ser observado em (3.4) e (3.5) para os diferentes valores de tensão V_{ccm} .

$$b_n = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \int_0^{\theta_n} x_m(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\theta_n}^{\pi/2} x_m(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta \quad (3.4)$$

$$b_n = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \int_{\theta_n}^{\pi/2} V_{ccm} \text{sen}(n\theta) d\theta, \text{ para todo } n \text{ ímpar} \quad (3.5)$$

Resolvendo b_n da equação (3.5) para todo n ímpar, obtém-se a equação (3.6).

$$b_n = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_{ccm}}{\pi n} \left(\cos n \frac{\pi}{2} - \cos n \theta_n \right), \text{ para todo } n \text{ ímpar} \quad (3.6)$$

Como $\cos n \frac{\pi}{2}$ para todo n ímpar é igual a zero, então a equação (3.6) é simplificada o que resulta na equação (3.7).

$$b_n = - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_{ccm}}{\pi n} (\cos n \theta_n), \text{ para todo } n \text{ ímpar} \quad (3.7)$$

Substituindo a equação (3.7) em (3.3) obtêm-se:

$$v(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(- \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_{ccm}}{\pi n} (\cos n \theta_n) \right) \text{sen } n\omega t \quad (3.8)$$

Inserindo em (3.8) as tensões de entrada das fontes CC (V_{CC1} , V_{CC2} , V_{CC3} , V_{CC4} e V_{CC5}), os ângulos de chaveamento do inversor representados por θ_1 , θ_2 , θ_3 , θ_4 e θ_5 e V_{an} a tensão CA de saída do inversor, obtêm-se a equação (3.9), que passa a representar através da série de Fourier todas as variáveis de entrada e de saída.

$$V_{an}(wt) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{\pi \cdot n} (V_{CC1} \cos(n \cdot \theta_1) + V_{CC2} \cos(n \cdot \theta_2) + \dots \quad (3.9)$$

$$\dots + V_{CC3} \cos(n \cdot \theta_3) + V_{CC4} \cos(n \cdot \theta_4) + V_{CC5} \cos(n \cdot \theta_5)) \cdot \text{sen}(nwt)$$

Como a equação (3.9) apresenta componentes de infinitas frequências, é desejável, que independente da variação das tensões de entrada, a tensão de saída seja constante e que sejam canceladas ou pelo menos reduzidas as componentes de baixa ordem. Inicialmente foram escolhidas a quinta (5ª), a sétima (7ª), a décima primeira (11ª) e a décima terceira (13ª) harmônicas para serem minimizadas. Observa-se que inicialmente omitiu-se a minimização da terceira harmônica e suas múltiplas. Isto se deve ao fato de sua eliminação natural em um sistema trifásico [57]. Verifica-se que a tensão de linha é formada por duas tensões de fase, onde a terceira harmônica nas tensões das fases é de seqüência zero (com mesma magnitude e fases deslocadas), sendo assim, anulam-se mutuamente [18].

Da Equação (3.9), pode-se as extrair componentes a serem consideradas na tensão de saída. Estas componentes estão relacionadas nas equações (3.10) a (3.14). Nestas equações a tensão referente a fundamental é representada por V_{fund} e as tensões V_{5a} , V_{7a} , V_{11a} e V_{13a} representam as tensões das harmônicas que devem ser minimizadas.

$$V_{fund} = \frac{4}{\pi} \cdot (V_{CC1} \cos(\theta_1) + V_{CC2} \cos(\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(\theta_5)) \quad (3.10)$$

$$V_{5a} = \frac{4}{\pi \cdot 5} \cdot (V_{CC1} \cos(5\theta_1) + V_{CC2} \cos(5\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(5\theta_5)) \quad (3.11)$$

$$V_{7a} = \frac{4}{\pi \cdot 7} \cdot (V_{CC1} \cos(7\theta_1) + V_{CC2} \cos(7\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(7\theta_5)) \quad (3.12)$$

$$V_{11a} = \frac{4}{\pi \cdot 11} \cdot (V_{CC1} \cos(11\theta_1) + V_{CC2} \cos(11\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(11\theta_5)) \quad (3.13)$$

$$V_{13a} = \frac{4}{\pi \cdot 11} \cdot (V_{CC1} \cos(13\theta_1) + V_{CC2} \cos(13\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(13\theta_5)) \quad (3.14)$$

No método evolutivo proposto, existe a necessidade de analisar a eficiência da minimização das harmônicas. Para isto, foi criada a função objetivo ou função custo que avaliará o desempenho de cada solução. A equação (3.15) representa a função que relaciona as equações (3.10) a (3.14).

$$f(V_{fund}, V_{5a}, V_{7a}, V_{11a}, V_{13a}) = k_1 |V_{fund} - 110| + \dots \quad (3.15)$$

$$\dots k_2 |V_{5a}| + k_3 |V_{7a}| + k_4 |V_{11a}| + k_5 |V_{13a}|$$

Na equação (3.15), podem ser observadas constantes k que permitem a priorização na minimização de alguma das componentes harmônicas selecionadas. Quanto maior for o valor de k maior será a prioridade sobre esta harmônica.

Como discutido anteriormente nesta seção, muitos trabalhos que aplicam a técnica de SHE descartam no processo de minimização a terceira harmônica e suas múltiplas, alegando a anulação das mesmas quando se compõe um sistema trifásico interligado em estrela. Apesar de não ser descartada a interligação trifásica, a função custo estimula a tentativa de uma solução cujas tensões monofásicas tenham melhores taxas de distorção harmônica. Sendo assim, este trabalho propõe o uso na função custo de mais duas equações, que relacionam a terceira harmônica e a nona harmônica, em conjunto as equações (3.10) a (3.14). A equação (3.16) propõe a composição da terceira harmônica utilizando a mesma quantidade de variáveis de entrada e de saída do sistema e a equação (3.17) propõe a composição da nona harmônica.

$$V_{3a} = \frac{4}{\pi \cdot 3} \cdot (V_{CC1} \cos(3\theta_1) + V_{CC2} \cos(3\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(3\theta_5)) \quad (3.16)$$

$$V_{9a} = \frac{4}{\pi \cdot 9} \cdot (V_{CC1} \cos(9\theta_1) + V_{CC2} \cos(9\theta_2) + \dots + V_{CC5} \cos(9\theta_5)) \quad (3.17)$$

Agregando as equações (3.16) e (3.17) a função custo (3.15), temos uma nova função custo apresentada na equação (3.18).

$$f(V_{fund}, V_{3a}, V_{5a}, V_{7a}, V_{9a}, V_{11a}, V_{13a}) = k_1|V_{fund} - 110| + \dots \quad (3.18)$$

$$\dots k_2|V_{3a}| + k_3|V_{5a}| + k_4|V_{7a}| + k_5|V_{9a}| + k_6|V_{11a}| + k_7|V_{13a}|$$

Pode-se observar que a diferença entre a função custo da equação (3.18) proposta e a da comumente utilizada (3.15) é a inserção de mais duas equações tornando a função computacionalmente mais complexa. Porém, é importante lembrar que não houve alteração na quantidade de variáveis, que continuam sendo cinco de entrada (que relacionam os valores de tensão das fontes CC) e os cinco ângulos de chaveamento desejados.

Com a nova função custo propõe-se eliminar ou minimizar seis harmônicas (terceira, quinta, sétima, nona, décima primeira e décima terceira) além da manutenção da tensão fundamental em 110V eficazes. Deste modo, foram escolhidas quatro componentes harmônicas prioritárias (quinta, sétima, décima primeira e décima terceira) no processo de eliminação das harmônicas. As harmônicas múltiplas de três (terceira e nona) terão menor prioridade devido à possibilidade de utilizar em um sistema trifásico como dito anteriormente. A tensão fundamental para todos os casos terá prioridade acima da eliminação das harmônicas. Depois de realizar um estudo da melhor combinação das constantes k , a Tabela 3.6 apresenta os valores utilizados na equação (3.18).

Tabela 3.6 – Valores das constantes k .

Constantes	Valores
k_1	100
k_2	10
k_3	50
k_4	40
k_5	15
k_6	5
k_7	15

Tendo definido a função custo que analisará o desempenho da otimização é definidas as constantes e variáveis de entrada, tornando-se possível aplicar o método evolutivo.

3.3.1. Método de Evolução Diferencial

A seguir será apresentada a formulação matemática e teórica embasada em [40]. ED é um método de busca direta que utiliza uma população composta por “ N ” vetores, que se aperfeiçoarão no decorrer de “ G ” gerações, sendo que, o tamanho da população não muda no decorrer do processo de minimização. Cada indivíduo é definido conforme o vetor da expressão (3.19).

$$\vec{x}_{i,G}; i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.19)$$

A população inicial (primeira geração - $G=1$) deve ser escolhida a partir de uma distribuição uniformemente aleatória em relação ao espaço de busca. Se houver soluções preliminares disponíveis, pode ser acrescentada a população criada através da distribuição.

Após definir o tamanho da população inicial (N), ocorre a criação da mesma obedecendo aos critérios relatados anteriormente. Na seqüência escolhe-se aleatoriamente um vetor denominado vetor alvo (\vec{v}_{alvo}) para servir como base para os operadores genéticos.

A próxima etapa é escolher aleatoriamente outros três vetores da população ($\vec{x}_\alpha, \vec{x}_\beta$ e \vec{x}_γ), pois servirão para a primeira etapa dos operadores genéticos, a mutação. Com isso a população deve ter no mínimo quatro indivíduos.

3.3.1.1. Etapa de Mutação

Nesta etapa da ED será necessária a escolha aleatória de pelo menos quatro vetores. Um será o vetor alvo (v_{alvo}), que por sua vez será diferente em cada etapa para permitir a diversificação da população para a próxima geração. Os outros três

vetores (x_α , x_β e x_γ) serão utilizados para a formação do vetor mutação (v_{mut}), ou vetor modificador, que pode ser descrito através da equação (3.20).

Na Equação (3.20), F representa o ponderador que permite mudar a amplitude da diferença entre x_β e x_γ .

$$v_{mut} = x_\alpha + F(x_\beta - x_\gamma) \quad (3.20)$$

O ponderador F pode assumir valores entre 0 e 2, o que permite um controle do quanto a variação vetorial pode ser amplificada. Ou seja, o quanto a diferença entre indivíduos interferirá na mutabilidade.

Se for possível conhecer o comportamento das funções a serem otimizadas é proposto em [40], que problemas com um máximo global com amplitude muito superior aos máximos locais devem utilizar “ F ” de pequena amplitude. Desta maneira as soluções caminharão para o máximo global com um menor custo computacional. Porém, se forem problemas onde o máximo global apresenta uma amplitude semelhante aos máximos locais, aconselha-se utilizar “ F ” de grande amplitude, fazendo com que o poder de diversificação aumente, porém com conseqüente aumento do tempo de convergência.

Na Figura 3.14, tem-se um exemplo da etapa de mutação em que se visualiza a soma ponderada entre os vetores e a criação do vetor mutação.

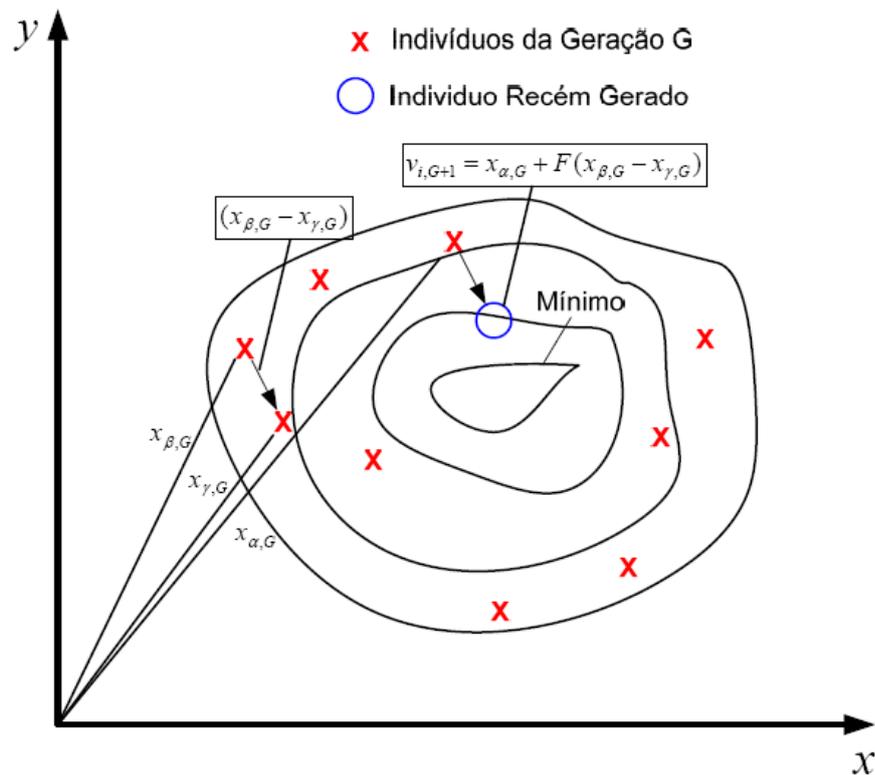


Figura 3.14 – Representação gráfica em duas dimensões de um exemplo da mutação.

3.3.1.2. Etapa de Cruzamento

Para aumentar a diversidade no processo de evolução da população, foi criada a etapa de cruzamento. Faz-se o cruzamento entre o vetor mutação e o vetor alvo, gerando o vetor julgamento (\vec{u}).

Para que seja garantida a aleatoriedade do processo de cruzamento, cria-se um vetor probabilidade \vec{q} , equação (3.21). Este vetor deve ter a mesma dimensão D dos vetores da população. Cada elemento do vetor é chamado de cromossomo por carregar trás as características do “indivíduo”.

$$\vec{q} = (q_1, q_2, \dots, q_D); p = 1, 2, 3, \dots, D \text{ e } q_p \in S = [0, 1] \quad (3.21)$$

A escolha de quais cromossomos, entre o vetor alvo e o vetor mutação, que darão origem ao vetor julgamento é determinada pela comparação do vetor

probabilidades com a constante de *crossover* “*CR*”. Matematicamente tem-se a equação (3.22).

$$\vec{u}_p = \begin{cases} \vec{v}_{alvo\ p}; & CR \geq q_p \\ \vec{v}_{mut\ p}; & CR < q_p \end{cases}; p = 1, 2, 3, \dots, D \quad (3.22)$$

Garantindo-se a existência de pelo menos uma característica do vetor mutação ou do vetor alvo, o vetor julgamento é gerado para ser usado na terceira e última etapa.

3.3.1.3. Etapa de Seleção

Esta etapa tem um papel importante no processo de evolução das gerações de indivíduos, pois permite a seleção dos melhores indivíduos na formação da próxima geração. Compara-se o valor da função custo do vetor alvo em relação ao vetor julgamento. O que estiver melhor adaptado será o vetor que permanecerá na próxima geração. Pode-se notar que o processo de evolução da solução não se degrada, pois se o vetor julgamento não for um vetor melhor em comparação ao vetor alvo, não será selecionado para compor a população da próxima geração.

Este processo é feito para que todos os indivíduos da população da geração atual sejam pelo menos uma vez eleitos como vetor alvo, proporcionando em cada geração, a melhoria ou pelo menos a manutenção das melhores características. A Figura 3.15 representa o fluxograma da Evolução Diferencial.

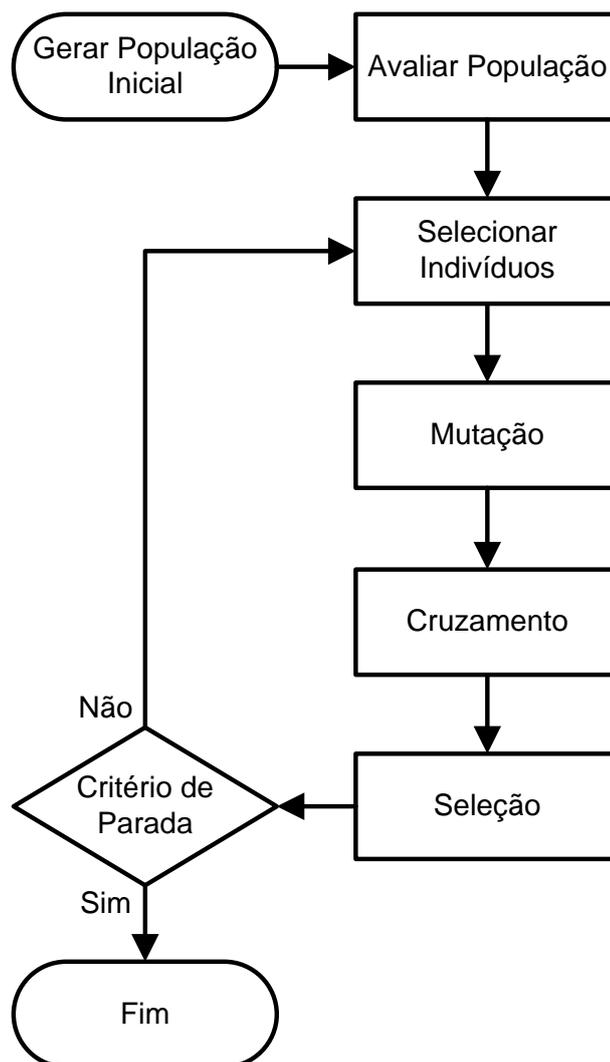


Figura 3.15 – Fluxograma da evolução diferencial.

3.3.2. Resultados do Algoritmo Evolutivo

O software utilizado para a otimização com o algoritmo de ED foi o MATLAB/Simulink®. Como pode ser observado na Tabela 3.7, o algoritmo foi utilizado para criar um banco de dados, contendo ângulos otimizados para uma diversidade de combinações das tensões de entrada. As tensões de entrada foram combinadas considerando uma variação de 4V por fonte em cada amostra. A tensão mínima por fonte foi de 30V e a máxima de 62V, sendo que o número de amostras resultam em 59.049 combinações.

Tabela 3.7 - Exemplo de alguns pontos do banco de dados.

Tensões de Entrada (V) [V _{CC1} ... V _{CC5}]	Ângulos de Saída Obtidos (°) [θ ₁ ... θ ₅]
[30 30 30 30 30]	[5,4 18,7 24,8 42,5 61,0]
[30 30 30 30 34]	[7,1 19,2 27,1 44,8 61,8]
..	..
[38 42 46 50 54]	[16,7 34,3 52,1 64,2 88,8]
[42 46 50 54 58]	[35,7 43,0 55,2 67,4 84,9]
[46 50 54 58 62]	[34,1 45,7 56,7 72,0 88,5]
..	..
[62 62 62 62 62]	[36,9 51,0 66,8 85,8 90,0]

Em parágrafos precedentes debateu-se sobre a função custo a ser utilizada. Neste caso foi proposta uma mudança na função custo usualmente utilizada (3.15) por uma que buscasse a eliminação ou minimização da terceira e nona harmônicas (3.18). A Tabela 3.8 mostra o resultado do processo evolutivo para as duas funções custo utilizando os mesmos dados de tensão de entrada.

Tabela 3.8 – Resultados de ED para as diferentes funções custo.

	Tensões de Entrada (V) [V _{CC1} ... V _{CC5}]	Ângulos de Saída (°) Obtidos [θ ₁ ... θ ₅]
Sem 3^a e 9^a harmônicas	[30,0 30,0 34,0 54,0 62,0]	[28,1 39,2 47,5 55,8 72,0]
Com 3^a e 9^a harmônicas		[13,8 14,4 32,9 53,3 87,0]

Utilizando um simulador, foi feita a análise do espectro de frequência para os dois casos apresentados na Tabela 3.8. A Figura 3.16 mostra o espectro de frequência para tensão de saída do inversor.

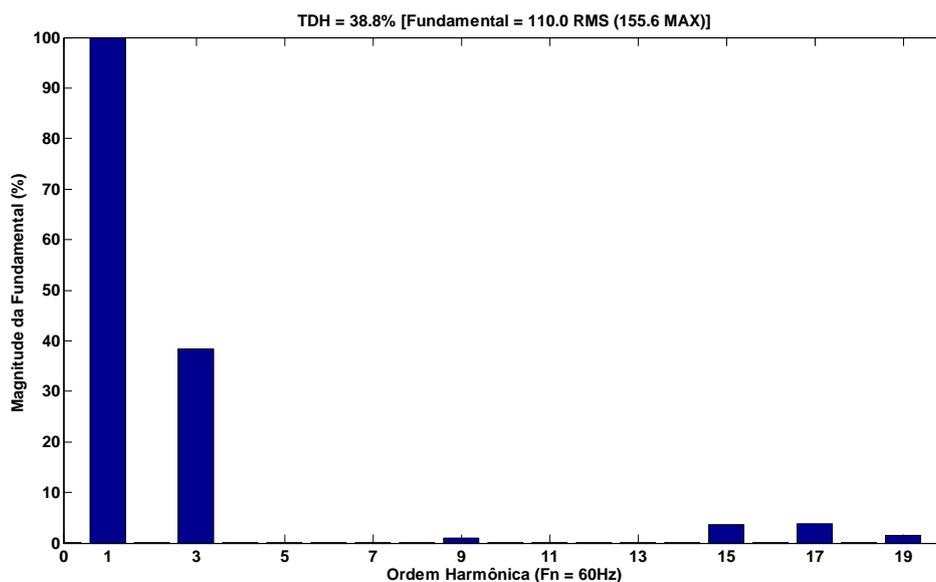


Figura 3.16 – Espectro de frequência da tensão de fase (função custo 3.15).

Como pode ser visto no título da Figura 3.16 a tensão da fundamental obteve a tensão desejada e houve a eliminação das harmônicas selecionadas (5^a, 7^a, 11^a e 13^a). Porém o TDH se manteve alto (38,8%), causado principalmente pela forte presença de terceira harmônica. Já na Figura 3.17 observa-se o espectro de frequência para o resultado obtido pela ED utilizando a função custo da equação (3.18), equação esta em que estão relacionadas a terceira e nona harmônica para a minimização.

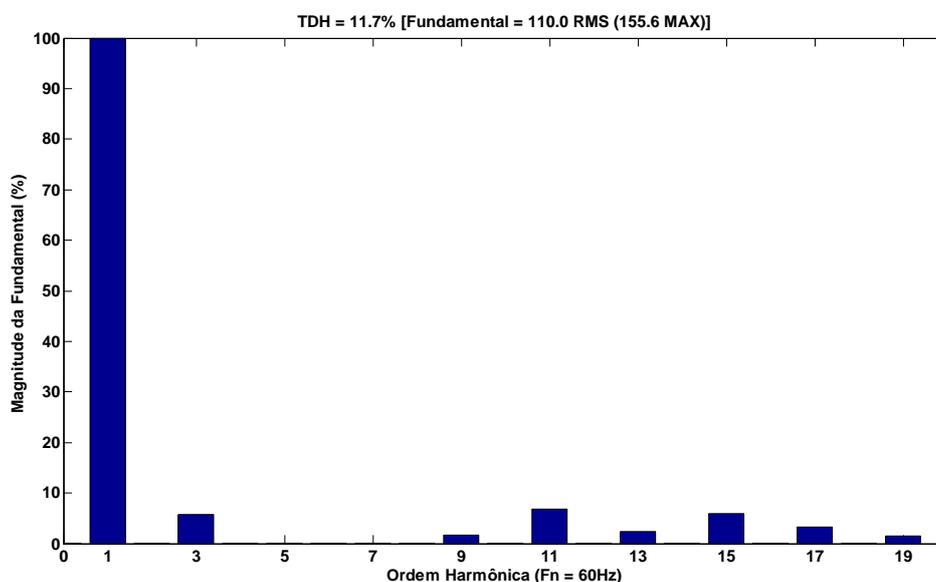


Figura 3.17 – Espectro de frequência da tensão de fase (função custo 3.18).

Como descrito no título da Figura 3.17, o valor de tensão da fundamental também atingiu o desejado (110V eficazes), porém, houve uma melhora significativa na TDH (11,7%). A diminuição no valor do TDH deve-se principalmente a significativa redução da terceira harmônica. Duas das harmônicas prioritárias (5ª e 7ª) foram eliminadas, entretanto a décima primeira e a décima terceira foram reduzidas não atingindo a nulidade.

Pelos exemplos apresentados fica evidente que a ED realiza um bom trabalho na seleção de ângulos independentemente da função custo utilizada. Na Figura 3.18 é possível observar a evolução dos ângulos através das gerações para o caso apresentado na Tabela 3.8 se valendo da equação (3.18) como função custo.

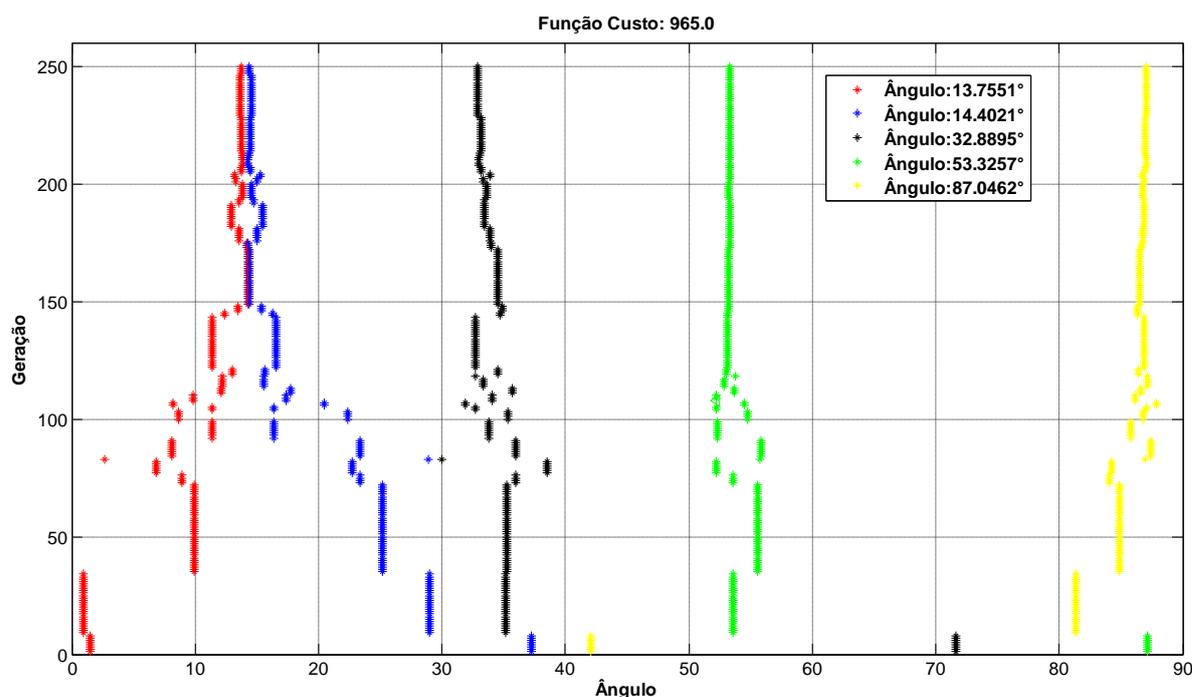


Figura 3.18 – Evolução dos ângulos de chaveamento, obtidos pela ED, através das gerações.

Apesar do desempenho satisfatório da ED na seleção de ângulos ótimos, a técnica se torna inviável para aplicação em tempo real. O tempo de otimização é significativo a ponto de comprometer o controle dinâmico em uma aplicação prática.

Sendo assim, o trabalho da ED restringiu-se a levantar um banco de dados contendo inúmeras combinações de tensões de entrada. Este banco de dados tornou-se a base de treinamento para o controlador baseado em RNA que será discutido na seqüência.

3.4. Técnica de Controle Utilizado

Dentre as técnicas de controle que permitem o uso em tempo real, discutidas no Capítulo 2, a Rede Neural Artificial (RNA) foi escolhida para tal função a estrutura da RNA utilizada é visualizada na Figura 3.19. Foi utilizada uma única camada escondida com 35 neurônios. A função de ativação utilizada foi a sigmoideal.

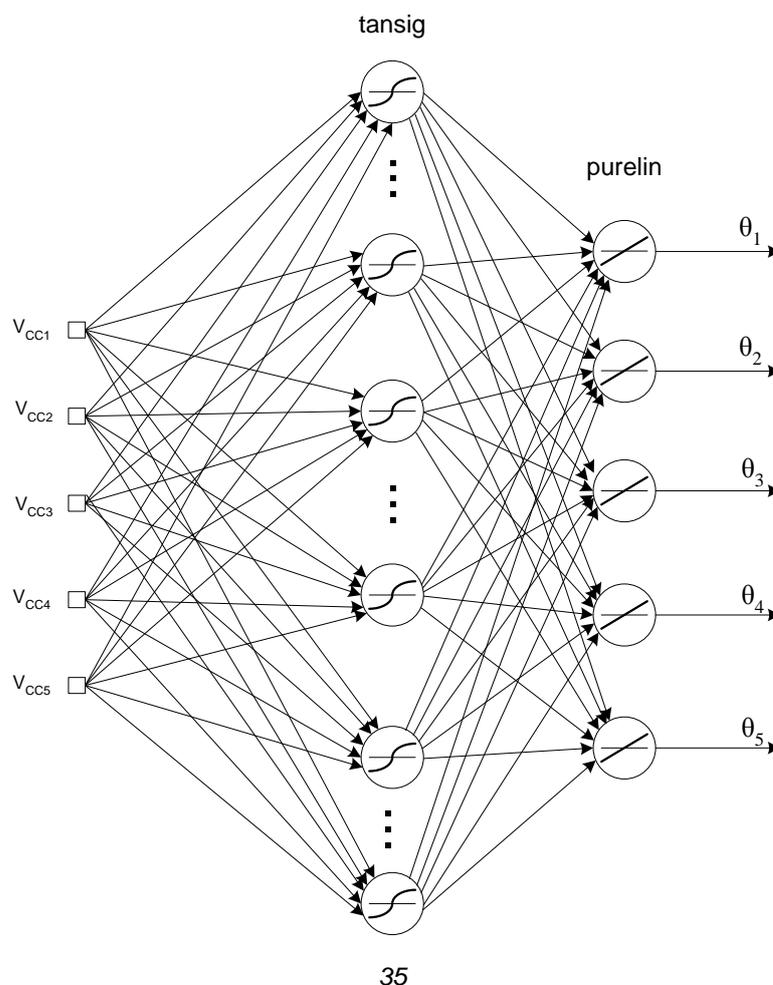


Figura 3.19 – Controle utilizando rede neural artificial.

Foram realizados vários treinamentos através do algoritmo de retro propagação Levenberg-Marquardt (Levenberg-Marquardt *back-propagation*) utilizando as mais diversas combinações da RNA. Foram realizados testes tanto com duas camadas escondidas quanto com uma camada escondida considerando uma grande gama de combinações de neurônios. Porém, como é apresentado em [5] a generalização da RNA pode sofrer um sobre ajuste (*overfitting*) causado pelo excessivo número de neurônios ou excessivo número de camadas de neurônios. Isto pode ser visualizado quando o erro quadrático médio dos dados de treinamento é muito menor que o valor obtido com os dados de validação.

Foram utilizados 50% do banco de dados (gerado pela ED) como dados para treinamento, 25% dos dados para validação e os outros 25% para teste, sendo que os dados foram distribuídos aleatoriamente. Como critério de parada foram definidos 40 épocas de treinamento. Todavia vale ressaltar que a partir da 31ª época não foram observados reduções significativas no erro quadrático médio. Na Figura 3.20 pode ser observada a evolução do erro quadrático médio durante o treinamento.

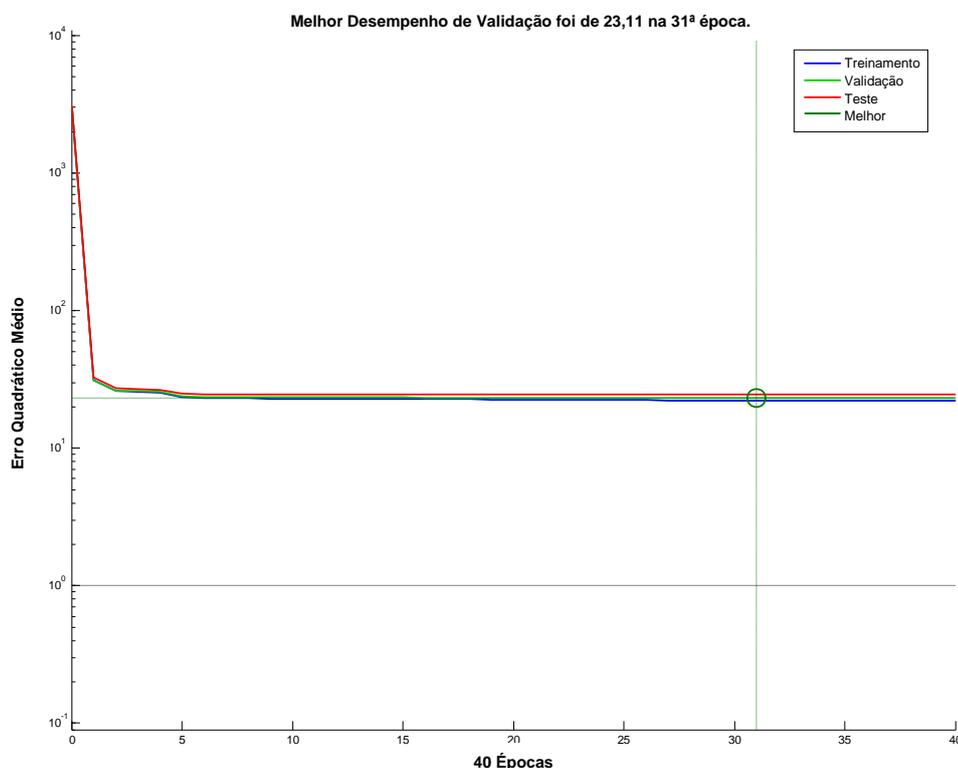


Figura 3.20 – Erro quadrático médio do treinamento, validação e teste.

Durante o treinamento da rede, foram aplicados os dados de validação e teste visando observar o desempenho da rede. Este processo pode ser observado (Figura 3.20), através das gerações, na comparação entre os erros quadrático médio dos dados de treinamento e os de validação e teste.

Os resultados dispostos na Figura 3.20 permitem concluir que a rede tenderá a apresentar uma boa generalização. Vale destacar ainda que o tempo de processamento “gasto” pela rede para gerar as saídas da RNA é uma variável relevante. Caso seja muito lenta, certamente esta não será uma boa alternativa de controlador. A seção de resultados (Capítulos 4 e 5) permitem observar que o tempo de processamento não foi uma variável comprometedora para o desempenho da RNA.

3.5. Controle Digital

O sistema de controle foi desenvolvido digitalmente utilizando a ferramenta dSPACE[®]. A Figura 3.21 contém o diagrama de blocos do circuito de controle, que é gerado em ambiente MATLAB/Simulink[®] sendo compilado para controle via dSPACE[®].

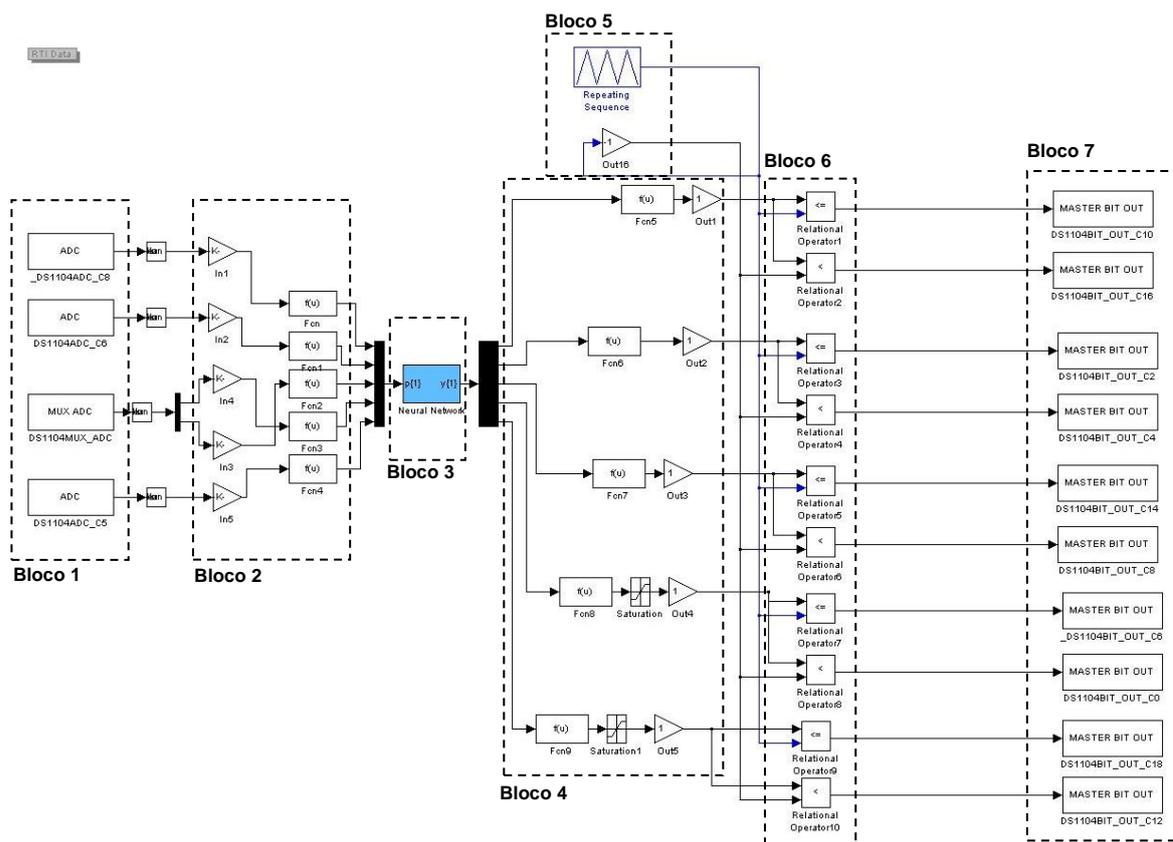


Figura 3.21 – Diagrama de blocos dos circuitos de controle desenvolvido em MATLAB/Simulink®.

Para o melhor entendimento do controle digital apresentado na Figura 3.21, foi dividido em sete blocos: o Bloco 1 apresenta as cinco entradas conversoras analógico-digitais (ADC) com faixa de amostragem de $\pm 10V$, pode-se notar neste bloco a presença de somente quatro elementos sendo que o terceiro tem dois ADC multiplexados; o Bloco 2 faz o processo de normalização dos sinais; A RNA treinada se encontra no Bloco 3; o Bloco 4 realiza o processo de desnormalização dos sinais de saída da RNA (ângulos de chaveamento); o Bloco 5 apresenta a geração das triangulares que fazem parte do processo de modulação; o Bloco 6 utiliza operadores matemáticos no processo de comparação entre o ângulo de chaveamento apresentado pelo Bloco 4 e as triangulares formadas no Bloco 5; o último bloco (Bloco 7) apresenta as saídas I/O do dSPACE® que permite o chaveamento do conversor multiníveis. A taxa de amostragem foi reduzida a aproximadamente $185\mu s$, tempo este suficiente para o processamento do controlador (incluindo funções auxiliares).

Pode se observar no Bloco 4 (Figura 3.21) a presença de dois saturadores nos dois últimos blocos. Foram utilizados os saturadores para garantir que o sinal não ultrapassasse $89,5^\circ$, por razões técnicas que serão melhor discutidas no Capítulo 4.

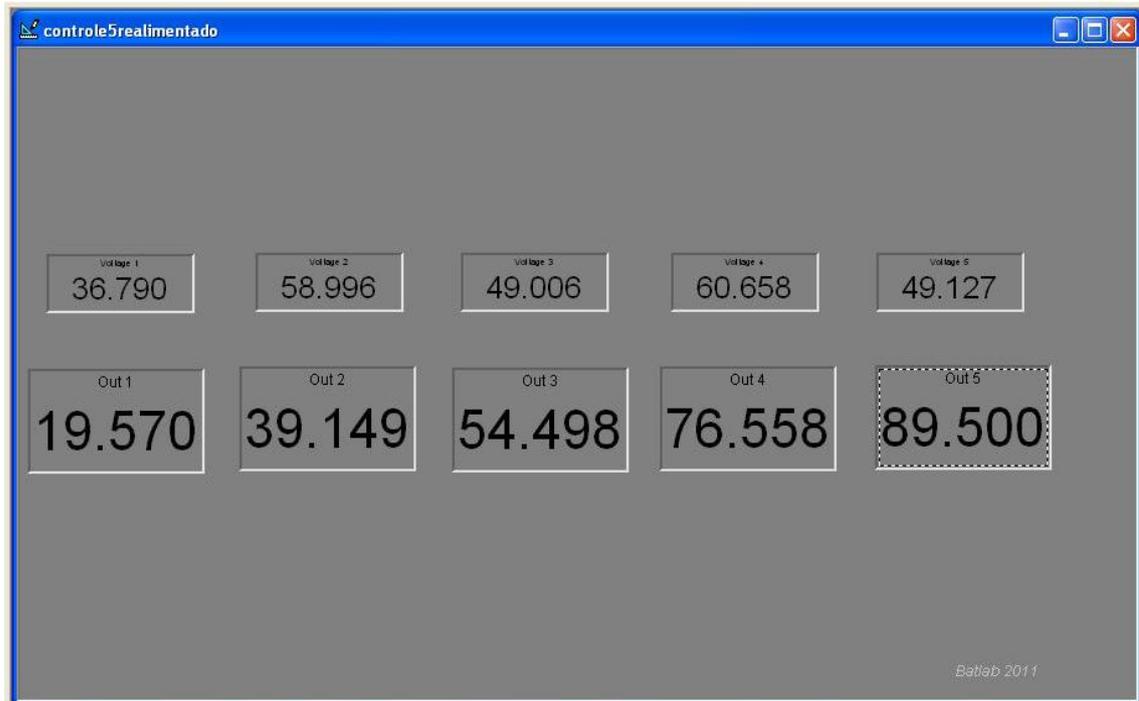


Figura 3.22 – Interface do sistema de controle desenvolvido no Control Desk®.

Na Figura 3.22 pode ser observada a interface para interação do usuário, onde é apresentado os valores das tensões das fontes CC e abaixo os ângulos de comutação gerados pela RNA. Esta interface foi gerada utilizando o Control Desk®, uma ferramenta de suporte ao dSPACE®.

Resultados de Simulação

4.1. Introdução

Para realizar as simulações, foi desenvolvido, em ambiente Simulink/MATLAB®, um modelo no qual é possível inserir os valores das tensões das cinco fontes CC, e então a RNA previamente treinada fornece os ângulos de chaveamento para cada inversor. Para melhor visualização, é apresentado na Figura 4.1 o diagrama equivalente do simulador monofásico.

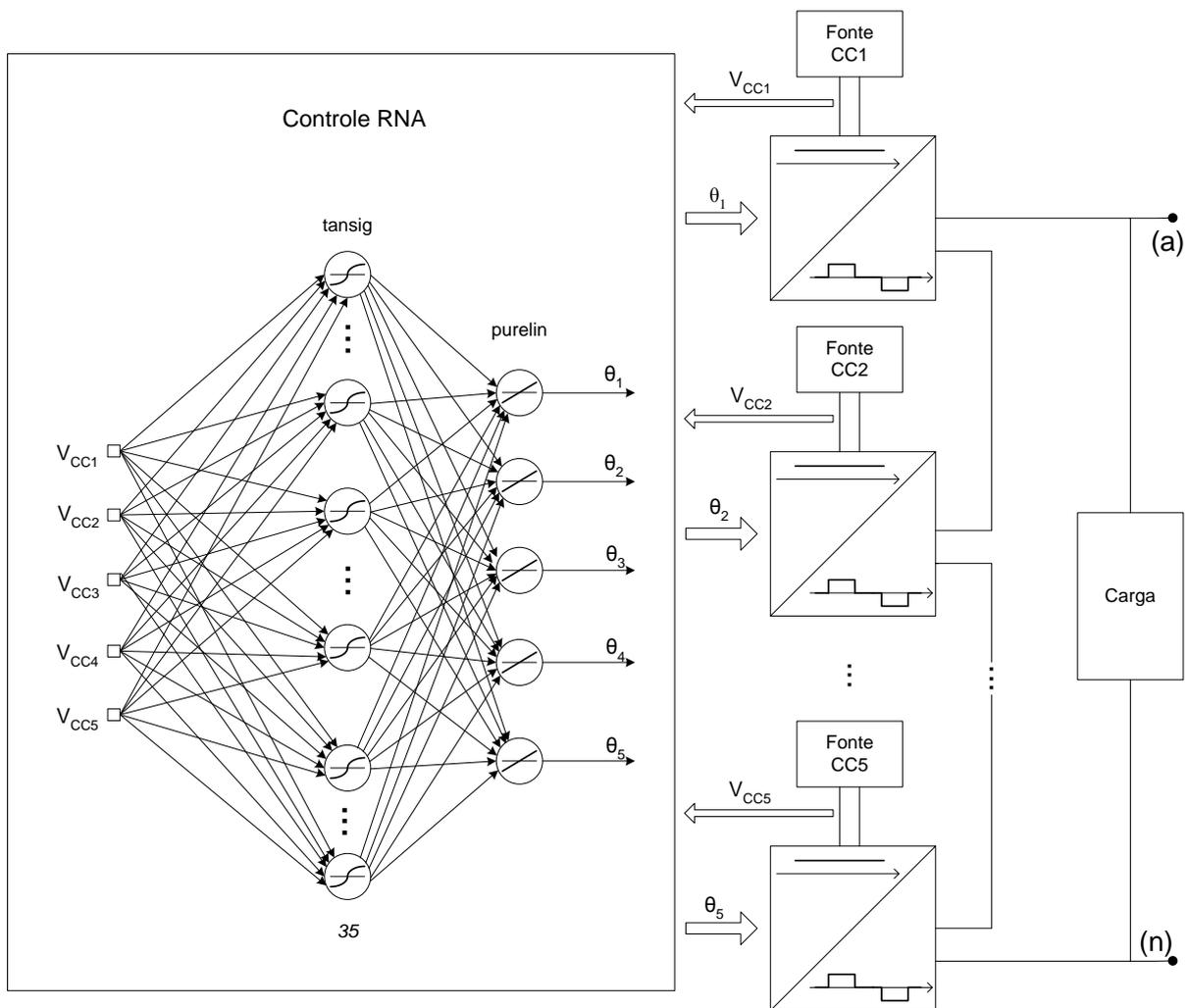


Figura 4.1 – Simulador do conversor de 11 Níveis.

Para se obter um modelo em sistema trifásico, são necessários três conjuntos idênticos ao apresentado na Figura 4.1. Neste caso os conversores devem ter suas saídas conectadas em estrela, com tensões de fase defasadas entre si em 120 graus.

Dentre o intervalo de tensões de entradas (30V – 62V), foram escolhidos quatro casos para análise. O caso 1 e o caso 2 evidenciam as situações extremas de operação do sistema. No primeiro se utilizam tensões reduzidas em todas as fontes CC (~36V), já no segundo caso se utilizam todas as tensões elevadas (~60V). O caso 3 demonstra uma combinação aleatória de tensões das cinco fontes CC, e o caso 4 utiliza as mesmas tensões do caso 3, porém, impondo uma variação na quarta fonte. Tomou-se o devido cuidado para que os casos simulados fossem diferentes dos casos utilizados para o treinamento da RNA. Os valores das tensões das fontes CC foram selecionados propositalmente próximos dos múltiplos de 12V, visando aproximá-los das aplicações práticas (baterias, painéis solares, aerogeradores).

4.2. Caso 1: Tensões Reduzidas nas Fontes CC

Esta condição retrata a operação das fontes primárias com baixo valor de tensão. A Tabela 4.1 apresenta os valores de ângulos de chaveamento, gerados pela RNA, relacionados com os valores de tensões de entrada fornecidas pelas fontes CC. E para efeito de comparação foi realizada uma busca do resultado ótimo obtido pela ED para as tensões de entrada escolhidas. Como pode ser observado, os valores de ângulos de saída obtidos pela RNA são muito próximos do desejado. Vale ressaltar que a RNA não foi treinada e nem validada com estes valores de tensão.

Tabela 4.1 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 1.

	Tensões de Entrada (V) [$V_{CC1} \dots V_{CC5}$]	Ângulos de Saída Obtidos (°) [$\theta_1 \dots \theta_5$]
RNA		[8,9 18,1 35,7 56,5 87,7]
ED	[37,4 35,1 37,2 37,1 37,3]	[8,9 18,5 36,1 56,4 87,8]

Na Figura 4.2 é apresentada a tensão de fase do conversor multiníveis e a Figura 4.3 mostra o espectro de frequência para esta combinação de tensões. A taxa de distorção harmônica (TDH) é de 6,7% para a tensão de fase e mantendo-se o valor da tensão fundamental em 110,3VRMS. Como se pode observar na Figura 4.3, não foi possível cancelar todas as harmônicas requeridas, mas a RNA generalizou uma resposta que minimizou significativamente o conteúdo harmônico. É importante salientar a minimização da terceira harmônica e múltiplas, visto que o banco de dados foi gerado tendo como função custo a equação 3.18, que incluiu neste caso a terceira e nona harmônicas.

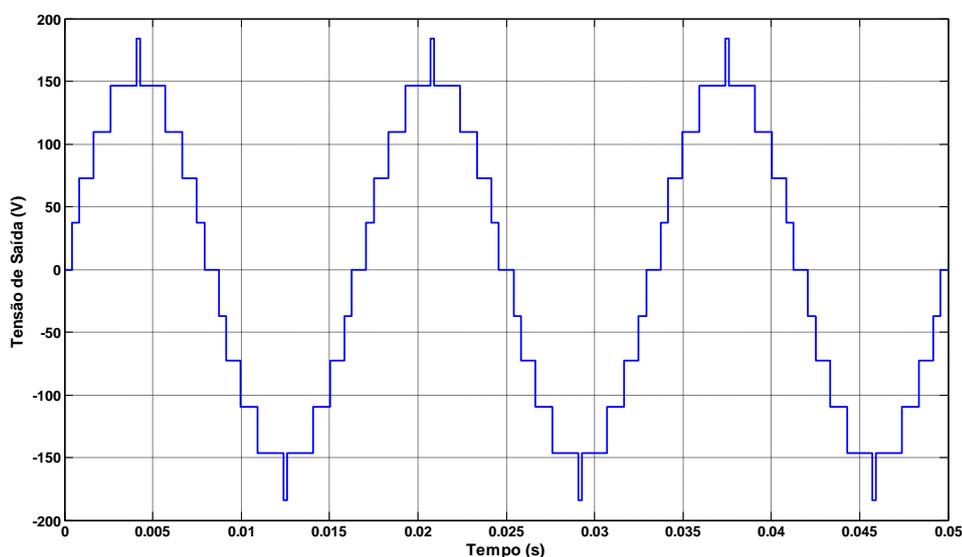


Figura 4.2 – Tensão de fase do conversor do Caso 1.

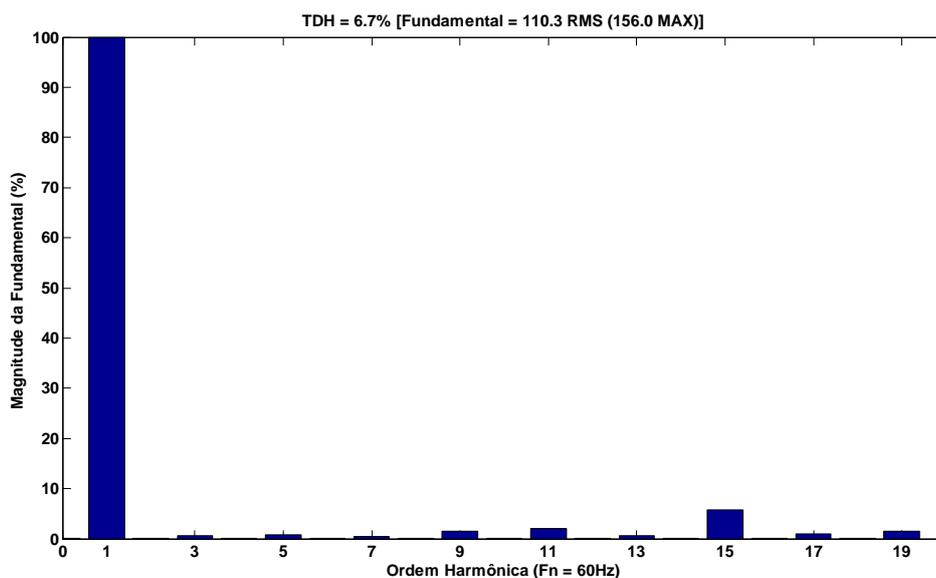


Figura 4.3 – Espectro de frequência da tensão de fase do Caso 1.

A Figura 4.4 mostra a tensão de linha obtida na ligação trifásica do sistema e a Figura 4.5 mostra o respectivo espectro de frequência. Como se pode observar, existe uma significativa melhora no valor do TDH (3,5%), conseqüência imediata da atenuação da terceira harmônica e suas múltiplas (especialmente a 15ª harmônica que não foi contemplada na eliminação do método SHE) [18].

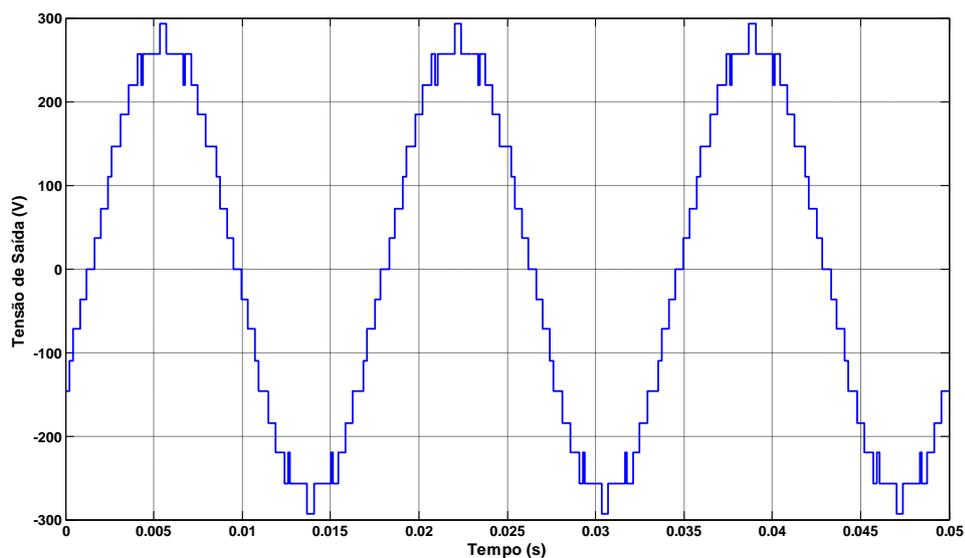


Figura 4.4 – Tensão de linha do conversor do caso 1.

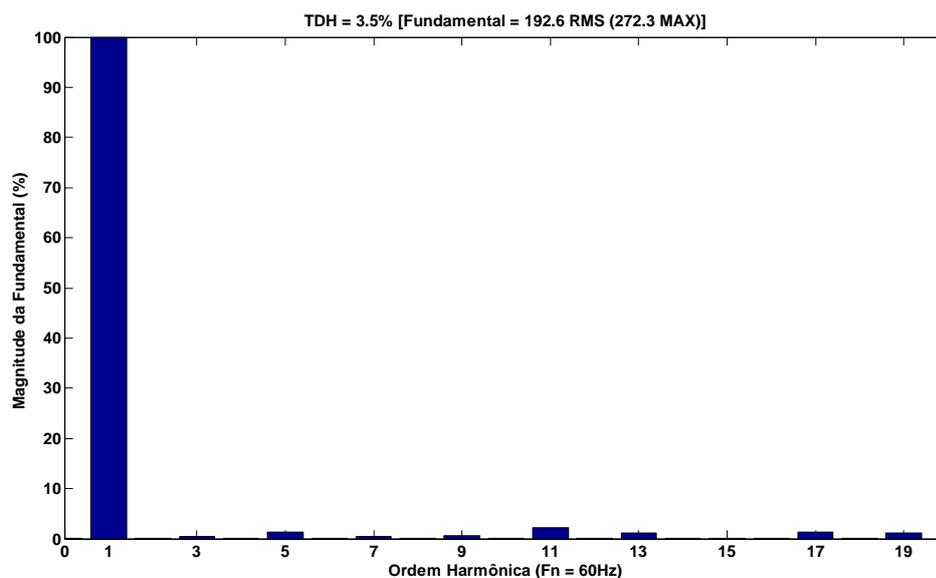


Figura 4.5 – Espectro de freqüência da tensão de linha do caso 1.

4.3. Caso 2: Tensões Elevadas nas Fontes CC

Este caso apresenta todas as fontes operando com tensões próximas a 60V. É importante salientar que esta situação não é a mais favorável para se obter uma tensão eficaz de fase em torno de 110V_{AC}, pois a composição de tensões é elevada. Neste caso, o controlador está condicionado a buscar a eliminação de uma das fontes CC.

A Tabela 4.2 apresenta a resposta fornecida pela RNA (ângulos de saída) dado o padrão de tensões de entrada. Realizando uma comparação com os ângulos de chaveamento ótimos obtidos através da simulação de ED com a da rede, pode-se notar que a resposta fornecida pela RNA é satisfatória.

Para a combinação apresentada na Tabela 4.2, não foi permitido que a fonte CC5 fosse totalmente anulada (ângulo de chaveamento de 90 graus), todavia, sua contribuição foi muito pequena. Evitou-se o anulamento de qualquer fonte, pressupondo que na implementação prática o acionamento contínuo de dois interruptores traria mau funcionamento do *gate driver* IR2110, visto que este circuito integrado é baseado no ciclo de carregamento dos capacitores.

Tabela 4.2 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 2.

	Tensões de Entrada (V) [V_{cc1} ... V_{cc5}]	Ângulos de Saída Obtidos (°) [θ_1 ... θ_5]
RNA		[37,0 52,1 65,1 81,0 89,5]
ED	[61,8 59,0 61,5 60,7 61,7]	[35,0 51,3 63,0 83,7 90,0]

A forma de onda da tensão de fase do caso mostrado na Tabela 4.2 é apresentada na Figura 4.6. Já a Figura 4.7 apresenta o conteúdo harmônico. Conforme se observa, na Figura 4.7, o conteúdo harmônico para a tensão de fase apresenta-se muito elevado (TDH = 46,1%). Este fato é decorrência imediata principalmente da presença da terceira harmônica. As harmônicas múltiplas de 3 também estão presentes, porém, com contribuição bem reduzida. Já as harmônicas que estão priorizadas na minimização (5^a, 7^a, 11^a e 13^a) atingiram o objetivo. Algo a ser observado é que o fato de se ter a presença de 3^a harmônica não significa que o controlador apresentou uma má solução. Na verdade, esta solução está próxima da ótima. O que ocorreu é que a composição de fontes com tensão elevada conduz a soluções com a presença significativa de 3^a harmônica. Outro ponto importante é que mesmo com os valores de tensão das fontes elevadas, SHE obteve uma combinação de ângulos de chaveamento que proporcionou a tensão de fase do multiníveis 109,5V_{RMS}, valor este muito próximo do valor tido como desejado (110V_{RMS}).

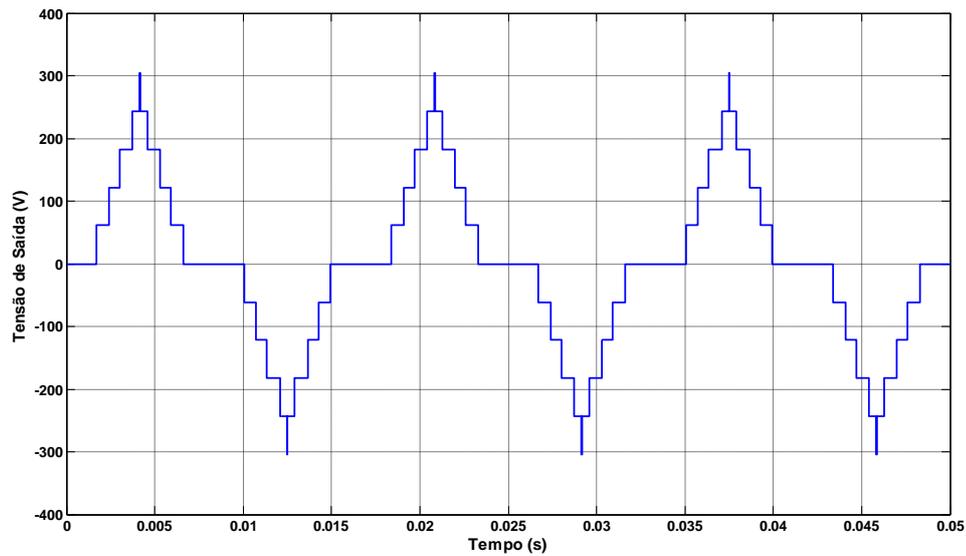


Figura 4.6 – Tensão de fase do conversor do caso 2.

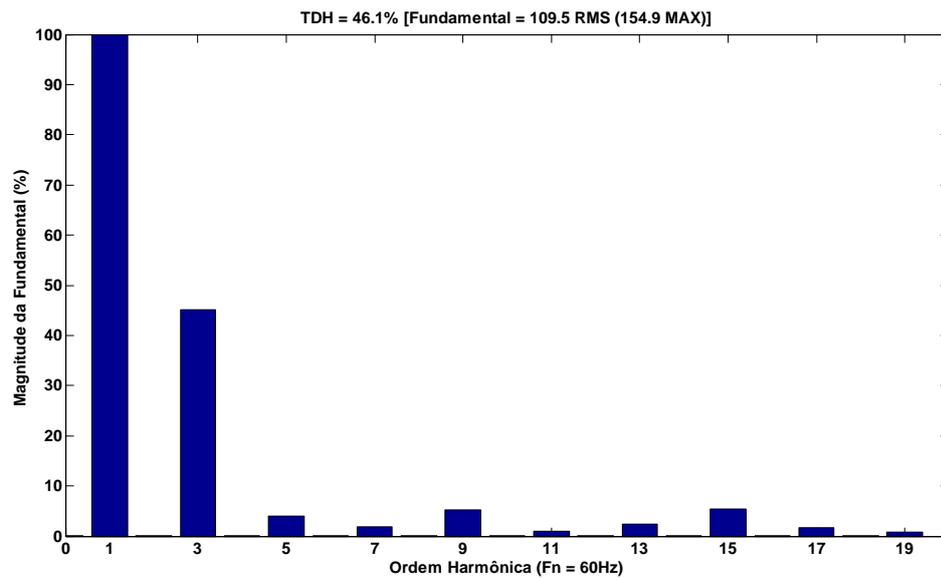


Figura 4.7 – Espectro de frequência da tensão de fase do caso 2.

A Figura 4.8 mostra a forma de onda da tensão de linha. Já na Figura 4.9 se nota a grande diminuição no valor da TDH (6,1%) para este caso. Isso demonstra claramente as vantagens da ligação trifásica por contribuir com a minimização das harmônicas múltiplas de três [58].

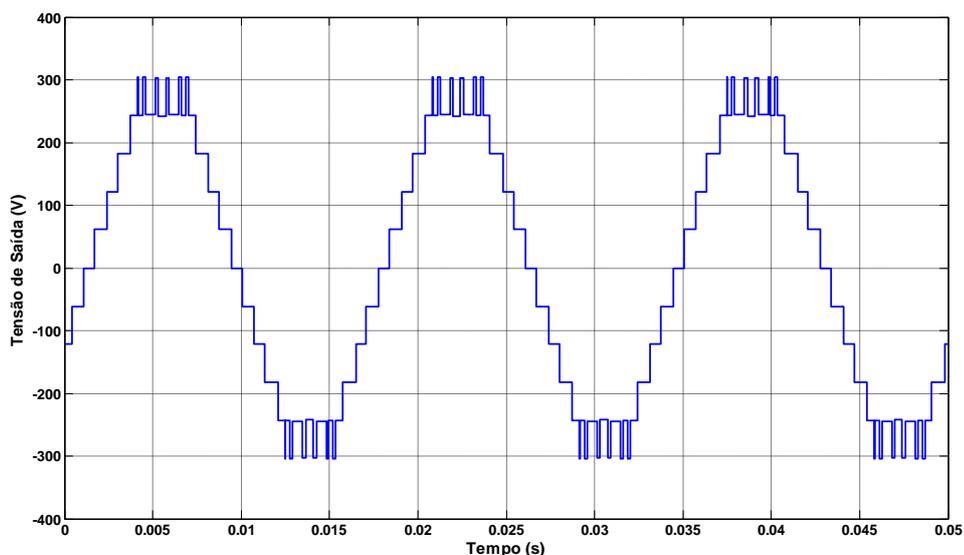


Figura 4.8 – Tensão de linha do conversor do caso 2.

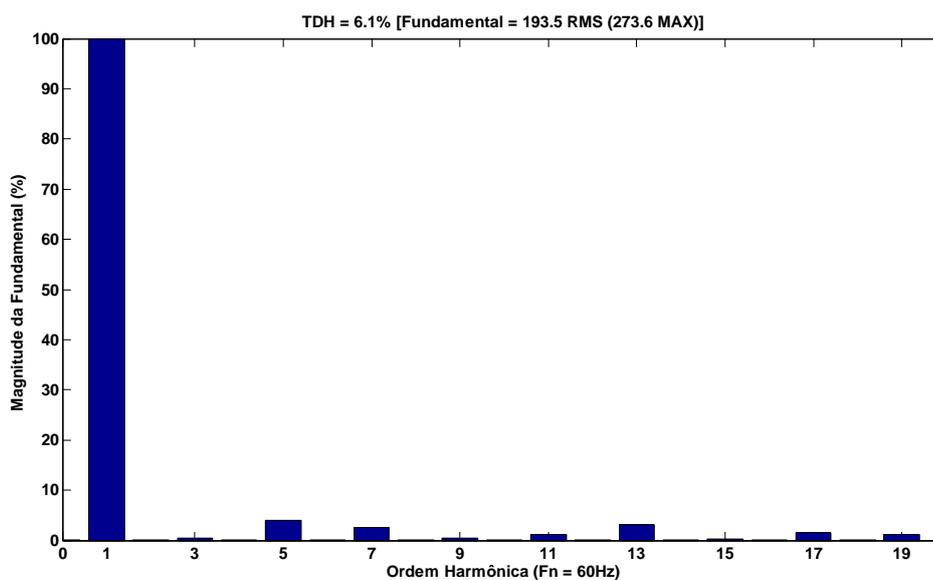


Figura 4.9 – Espectro de frequência da tensão de linha do caso 2.

4.4. Caso 3: Tensões Variadas nas Fontes CC

Para o caso 3 escolheu-se uma combinação dos valores de tensão das fontes buscando aleatoriedade dos valores, sem nenhum critério de benefício aos resultados. A Tabela 4.3 apresenta os valores de tensão das fontes CC de entrada, os valores de ângulos de chaveamento fornecidos pela RNA e os valores obtidos

pela ED (padrões de tensão diferentes do treinamento e validação da RNA). Novamente pode-se observar que a rede neural obteve resolução satisfatória.

Tabela 4.3 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 3.

	Tensões de Entrada (V) [V _{CC1} ... V _{CC5}]	Ângulos de Saída Obtidos (°) [θ_1 ... θ_5]
RNA		[10,7 35,0 53,5 75,4 89,5]
ED	[36,9 59,1 49,0 36,1 49,2]	[10,5 35,5 54,4 75,1 90,0]

A Figura 4.10 representa a forma de onda da tensão de fase do conversor multiníveis, seguido da Figura 4.11 que apresenta o espectro de frequência para este caso. Como pode ser observado, na Figura 4.11, as harmônicas priorizadas foram minimizadas. A tensão fundamental obteve um valor eficaz de 111,0V_{RMS}, próximo ao valor desejado. As discussões realizadas no caso anterior sobre a significativa presença de 3^a harmônica são válidas para este caso. Todavia, pode-se observar que o conteúdo está bem reduzido se comparando com o caso 2. Neste caso, a composição de tensões de entrada permitiram esta solução melhorada.

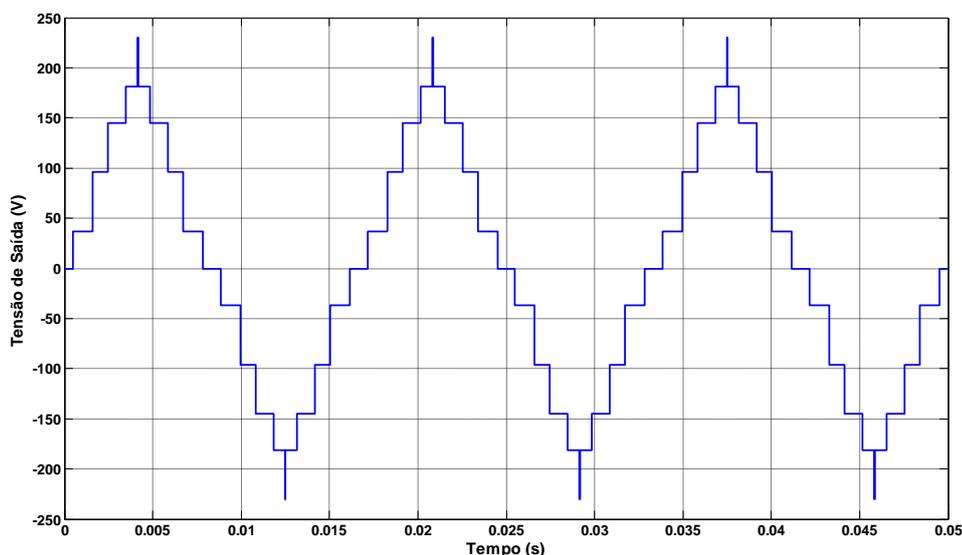


Figura 4.10 – Tensão de fase do conversor do caso 3.

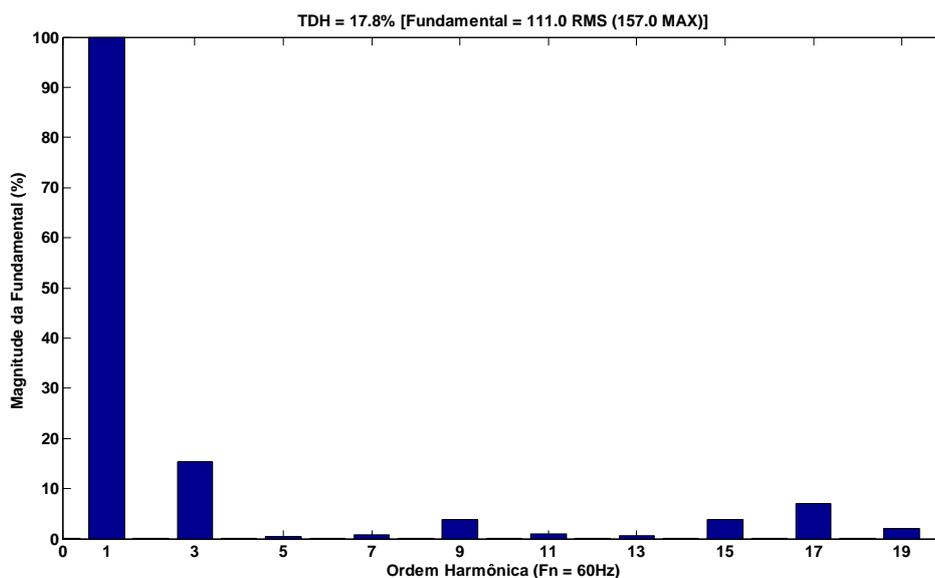


Figura 4.11 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 3.

A análise da tensão de linha, para o caso apresentado na Tabela 4.3, é demonstrada pelas Figuras 4.12 e 4.13. A Figura 4.12 apresenta a forma de onda e a Figura 4.13 o espectro de freqüência. Verificou-se a significativa redução do TDH da tensão de linha (TDH = 7,2%). Apesar da presença notória da décima sétima (17ª) harmônica, vale salientar que sua presença não traz grandes prejuízos. Isso se deve ao fato de estar localizada próximo a 1000Hz, freqüência esta com maiores facilidades de filtragens e com pouca importância nas exigências normativas [59].

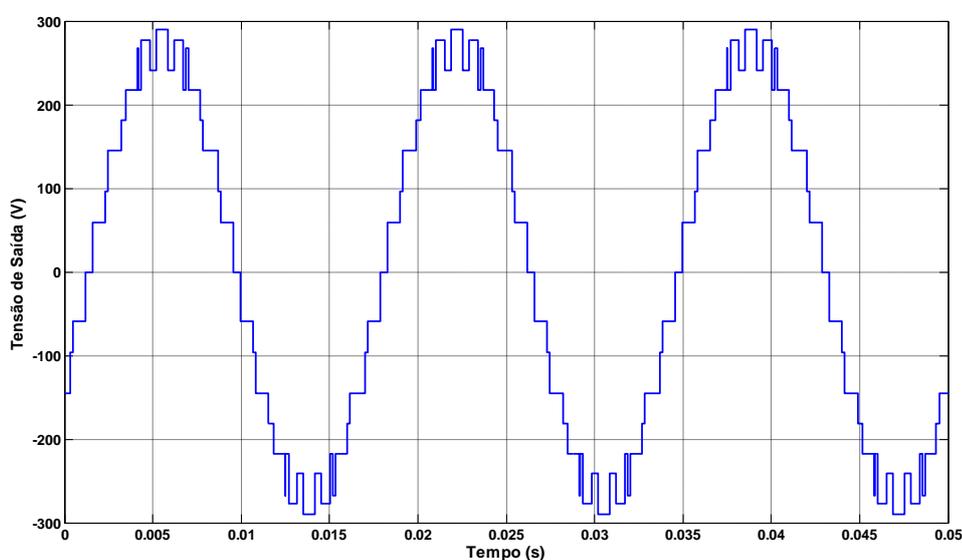


Figura 4.12 – Tensão de linha do conversor do caso 3.

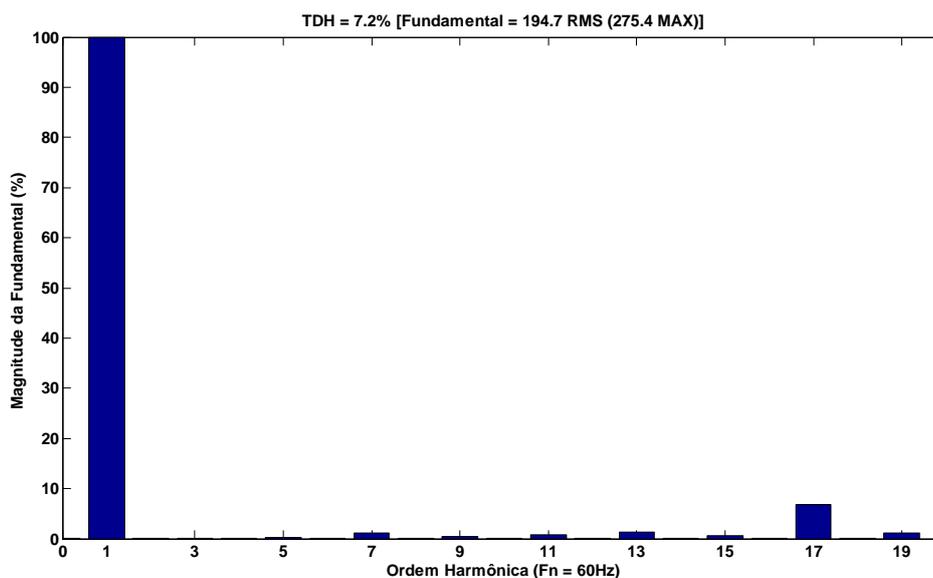


Figura 4.13 – Espectro de frequência da tensão de linha do caso 3.

4.5. Caso 4: Variação de Tensão do Caso 3

O caso 4 utilizou os mesmos valores de tensão das fontes CC de entrada, porém variando-se a fonte CC4. A fonte CC4 apresentou inicialmente o valor de 36,1V e foi elevado para 60,7V, conforme pode ser observado na Tabela 4.4. Este caso busca simular uma variação brusca, conduzindo a análise a uma das piores condições que possam ocorrer. Seria equivalente a introdução em série de duas baterias de 12V ou de um painel fotovoltaico de 24V. Como era de se esperar, observando-se a Tabela 4.4, verificou-se que o controlador fornece novos ângulos de chaveamento para a nova configuração de tensões. A RNA forneceu ângulos de chaveamento com uma variação maior que nos demais casos (1, 2 e 3) em alguns ângulos comparado com os valores ótimos (obtido pela ED), porém, pode ser observado que a variação não causou perturbações que modificaram o valor eficaz da tensão de saída (Figura 4.14).

Tabela 4.4 – Ângulos de saída obtidos pela RNA e ED para o caso 4.

	Tensões de Entrada (V) [V _{CC1} ... V _{CC5}]	Ângulos de Saída Obtidos(°) [θ ₁ ... θ ₅]
Caso 3	[36,9 59,1 49,0 36,1 49,2]	[10,7 35,0 53,5 75,4 89,5]
Caso 4 (RNA)	[36,9 59,1 49,0 60,7 49,2]	[19,6 39,1 54,5 76,6 89,5]
Caso 4 (ED)	[36,9 59,1 49,0 60,7 49,2]	[27,6 44,6 56,1 70,8 89,8]

A forma de onda da tensão de fase do conversor multiníveis para o caso 4 pode ser vista na Figura 4.14. Nitidamente não houve significativo comprometimento da forma de onda. Uma análise qualitativa é obtida pelo espectro de frequência (Figura 4.15). Apesar da elevação da TDH (se comparado com o caso 3) a minimização das harmônicas e a manutenção do valor eficaz comprovam a boa generalização do controlador.

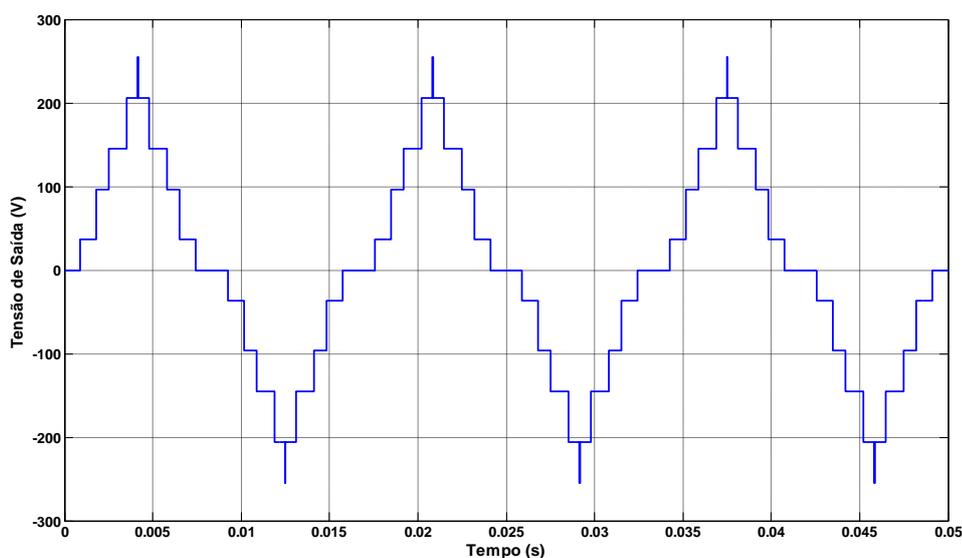


Figura 4.14 – Tensão de fase do conversor do caso 4.

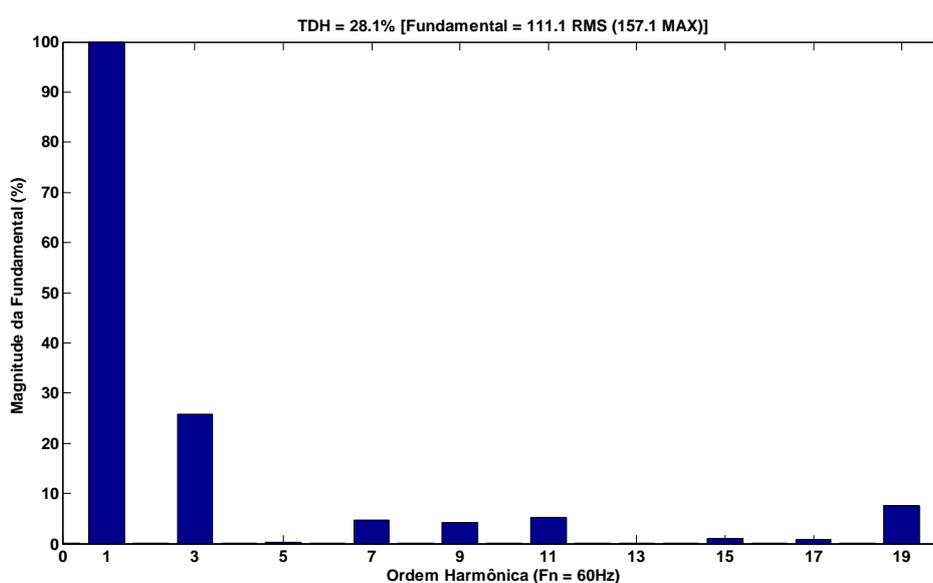


Figura 4.15 – Espectro de frequência da tensão de fase do caso 4.

Na Figura 4.16 apresenta-se a tensão de saída, destacando-se o momento em que houve alteração da tensão de CC4. Observa-se claramente que nenhum fenômeno fora da normalidade ocorre neste transitório. A resposta do controlador está condicionada exclusivamente ao tempo de processamento da rede neural que neste caso foi satisfatório. Em implementações práticas deste controlador, tempos de amostragem e processamento devem ser otimizados evitando situações que provoquem variações significativas na forma de onda durante o instante transitório.

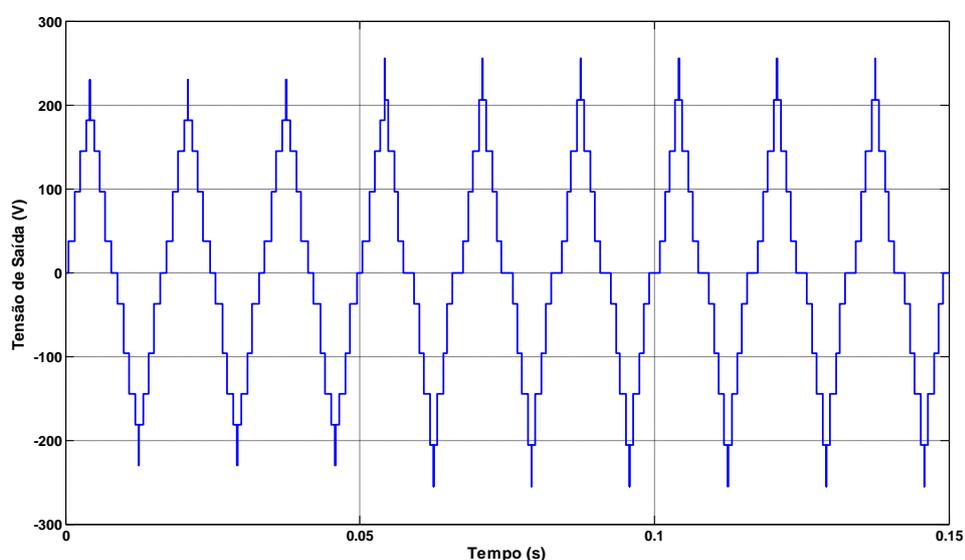


Figura 4.16 – Tensão de fase do conversor transitória do caso 3 para o caso 4.

Assim como para os casos anteriores, a Figura 4.17 e 4.18 apresentam a tensão entre fases e o espectro de frequência (respectivamente). Novamente houve redução significativa da 3ª harmônica resultando num TDH de 10,2%.

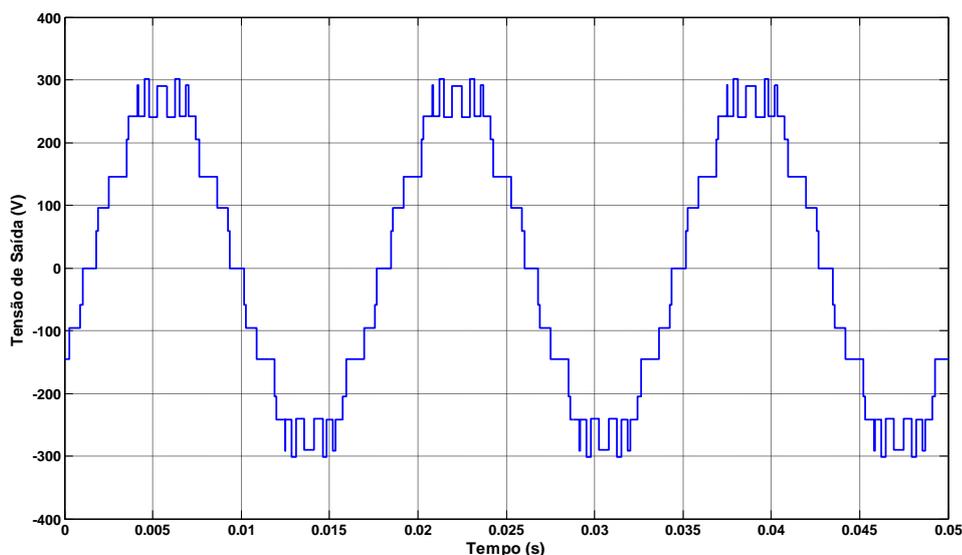


Figura 4.17 – Tensão de linha do conversor do caso 4.

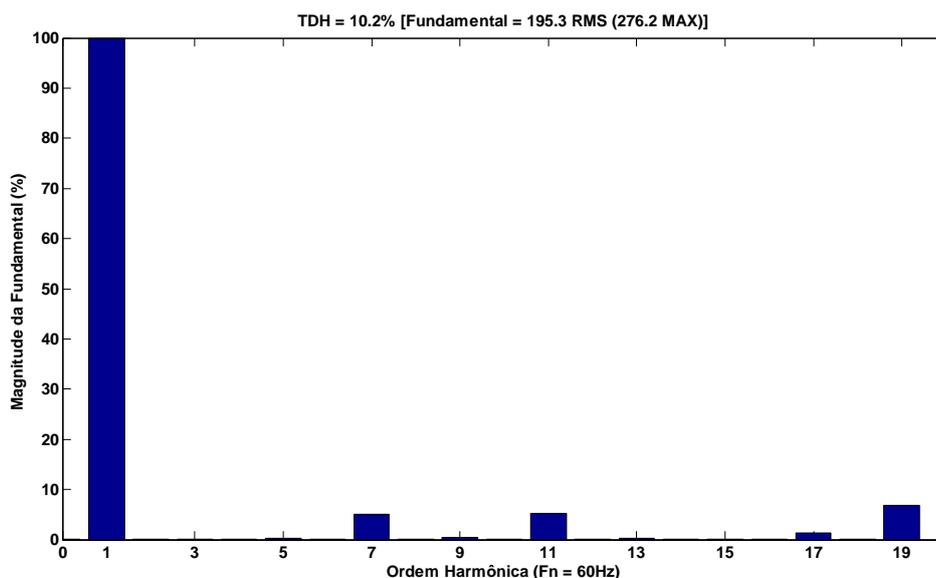


Figura 4.18 – Espectro de frequência da tensão de linha do caso 4.

4.6. Conclusões

Como podem ser analisados nos quatro casos abordados, os resultados foram satisfatórios. Isso comprova que tanto a criação do banco de dados, quanto o treinamento da rede neural (controlador) atingiram seus objetivos. Em todos os casos a tensão de saída manteve-se muito próxima do desejado e as harmônicas prioritárias foram eliminadas ou minimizadas.

No primeiro caso vemos claramente a eficiência do controle na eliminação das harmônicas prioritárias e também na terceira e nona harmônicas, também inseridos na função custo, porém com menor prioridade.

O segundo caso apresentou uma situação de extrema dificuldade para o controle. Isto ocorreu porque elevadas tensões nas fontes fizeram com que o tempo de acionamento dos interruptores fossem reduzidos para manter a tensão de saída desejada ($110V_{AC}$ eficaz). Isto ocasionou deformação na forma de onda, conseqüentemente os harmônicos prioritários não foram eliminados, mas significativamente minimizados.

No terceiro caso, os valores de tensão das fontes foram escolhidas para abranger as diferentes tensões próximas às múltiplas de 12V dentro do intervalo proposto (30V – 62V). A minimização das harmônicas prioritárias bem como a manutenção do sinal da tensão fundamental de saída foram satisfatórias.

O quarto caso mostrou a dinâmica da RNA no acréscimo de tensão em umas das fontes. Obteve-se uma resposta satisfatória mantendo-se a restrição prioritária (tensão eficaz de saída) juntamente com a minimização dos componentes harmônicos selecionados. Vale destacar que mediante variações da tensão de entrada, o tempo de processamento da RNA (controlador) é uma variável importante, devendo ser especialmente considerado na implementação de um controlador digital embarcado.

Resultados Experimentais

5.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo validar experimentalmente o controle desenvolvido na RNA utilizando a técnica SHE para o conversor multiníveis descrito no Capítulo 3. No Capítulo 4 foram mostrados quatro casos (com diferentes padrões de tensão de entrada das fontes CC) controlados via RNA, porém, em ambiente de simulação. Neste capítulo os casos do capítulo anterior serão validados de forma experimental. Contudo, vale salientar que o “*setup*” experimental foi limitado na geração de uma única fase, ou seja, os resultados refletem unicamente as tensões de fase. Apesar de o conversor ter sido validado tanto para situação a vazio quanto para condições de carga de até 1000W, não observou-se nenhuma influência significativa sobre as formas de onda da tensão e corrente. Ensaando-se com cargas de caráter indutivo, capacitivo ou mesmo não-lineares, certamente seriam observadas variações significativas nas tensões e correntes, porém, esta tarefa não foi desenvolvida neste trabalho, ficando a sugestão para atividades futuras. Optou-se por omitir resultados de corrente por serem similares à tensão (carga puramente resistiva).

5.2. Caso 1: Tensões Reduzidas nas Fontes CC

O primeiro caso analisado foi utilizando tensões próximas do limite inferior dos dados em que a RNA foi treinada (37,4V, 35,1V, 37,2V, 37,1V e 37,3V). A Figura 5.1 apresenta a forma de onda da tensão e, na seqüência, a Figura 5.2 contém o respectivo espectro de freqüência. Vale ressaltar que o valor eficaz apresentado pelo osciloscópio (Figura 5.1) difere do valor eficaz da fundamental (Figura 5.2). Isto se deve ao fato de o osciloscópio estar fornecendo o valor eficaz total (incluindo todas harmônicas). Já na Figura 5.2, as harmônicas não estão consideradas, resultando-se no valor eficaz da fundamental. É importante salientar que o regime de otimização proposto, tinha como um dos parâmetros de desempenho que a tensão

eficaz da fundamental se mantivesse em 110V. Por este motivo, apresenta-se na Figura 5.2 o resultado específico a fundamental.

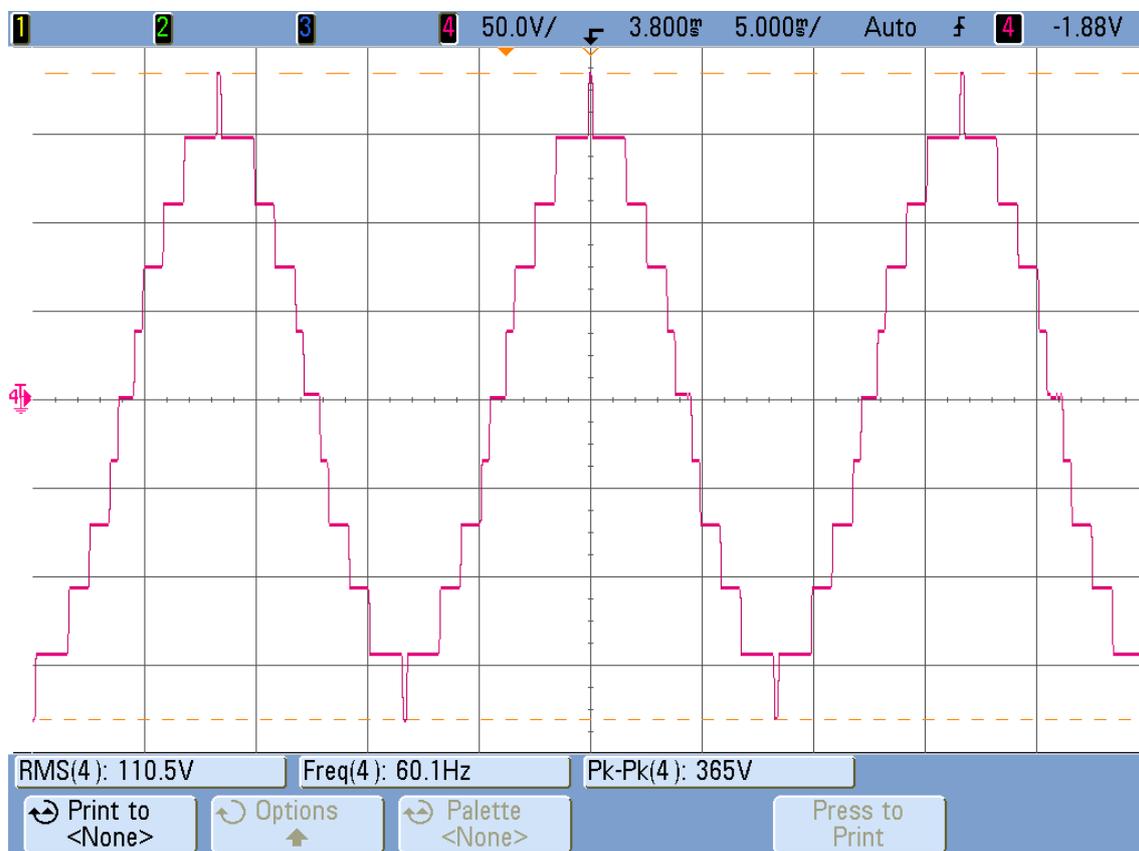


Figura 5.1 – Tensão de fase do conversor do caso 1 experimental.

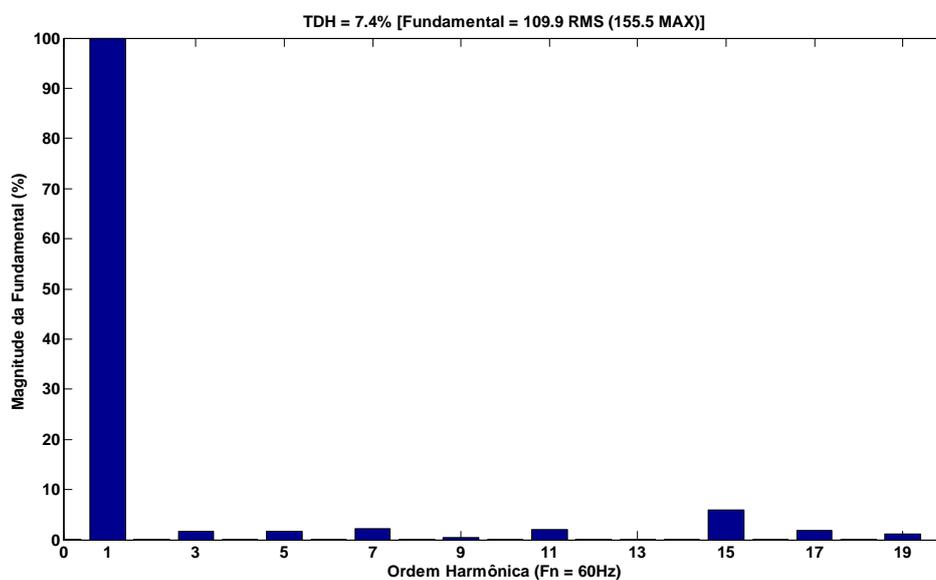


Figura 5.2 – Espectro de freqüência da tensão de fase do caso 1 experimental.

Se compararmos a Figura 5.2 com a Figura 4.2 observa-se que o desempenho do controle experimental foi tão satisfatório quanto nas simulações. Para facilitar a análise, a Tabela 5.1 confirma através da comparação dos dados de tensão fundamental e TDH o bom desempenho alcançado no controle experimental.

Tabela 5.1 – Comparativo do caso 1.

	Fundamental	TDH
Simulação Figura 4.2	110,3 V _{RMS}	6,7%
Experimental Figura 5.4	109,9 V _{RMS}	7,4%

5.3. Caso 2: Tensões Elevadas nas Fontes CC

O segundo caso utilizou as tensões das fontes com valor próximo ao limite em que a RNA teve seu treinamento (61,8V, 59,0V, 61,5V, 60,7V e 61,7V). A Figura 5.3 mostra a forma de onda da tensão de fase do conversor multiníveis e a Figura 5.4 mostra o espectro de frequência do mesmo caso. Como era de se esperar, este caso apresentou elevado conteúdo harmônico, especialmente na ordem 3. Neste caso, o valor eficaz apresentado no osciloscópio será consideravelmente diferente da fundamental. Contudo, este não é definitivamente um problema, visto que ao se compor um sistema trifásico a terceira harmônica e suas múltiplas serão anuladas, como observou-se nos resultados de simulação.

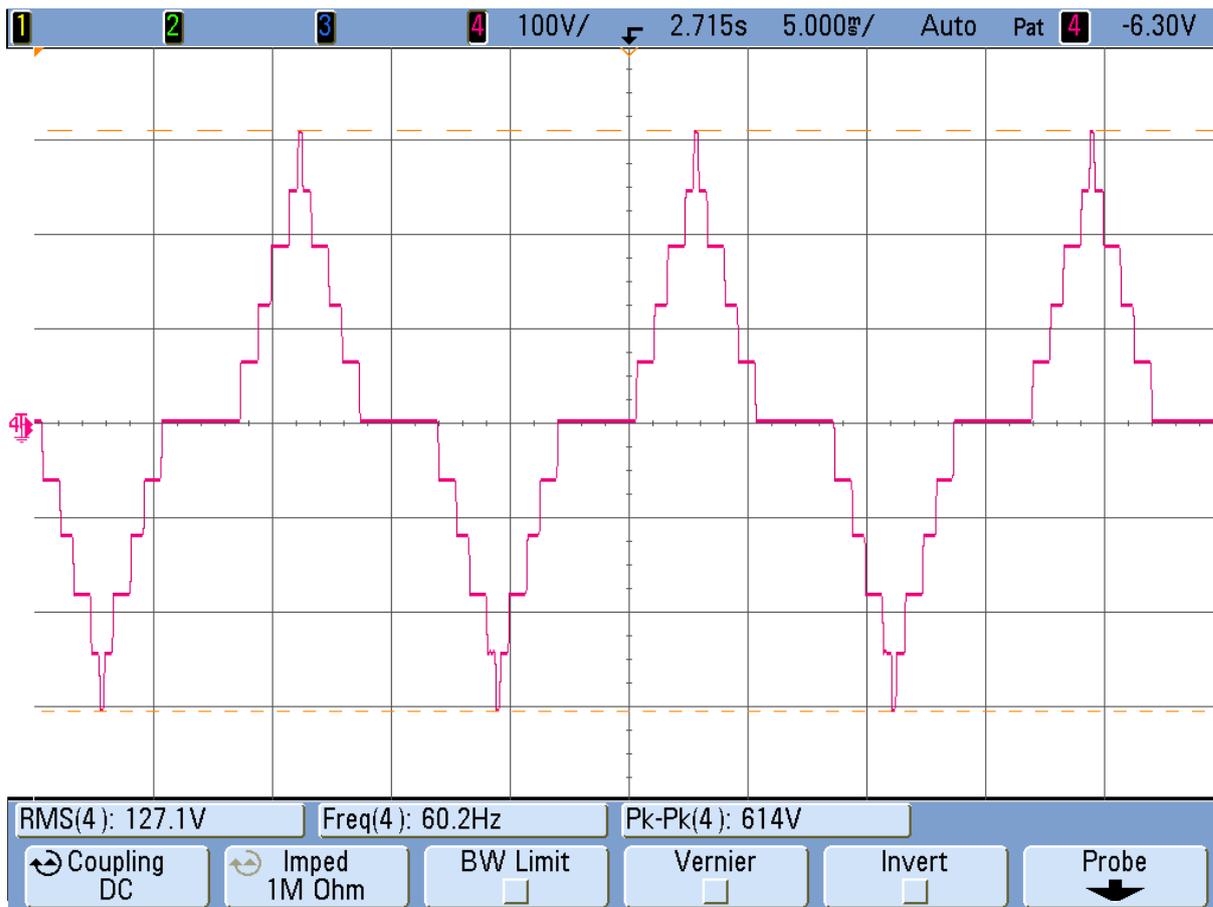


Figura 5.3 – Tensão de fase do conversor do caso 2 experimental.

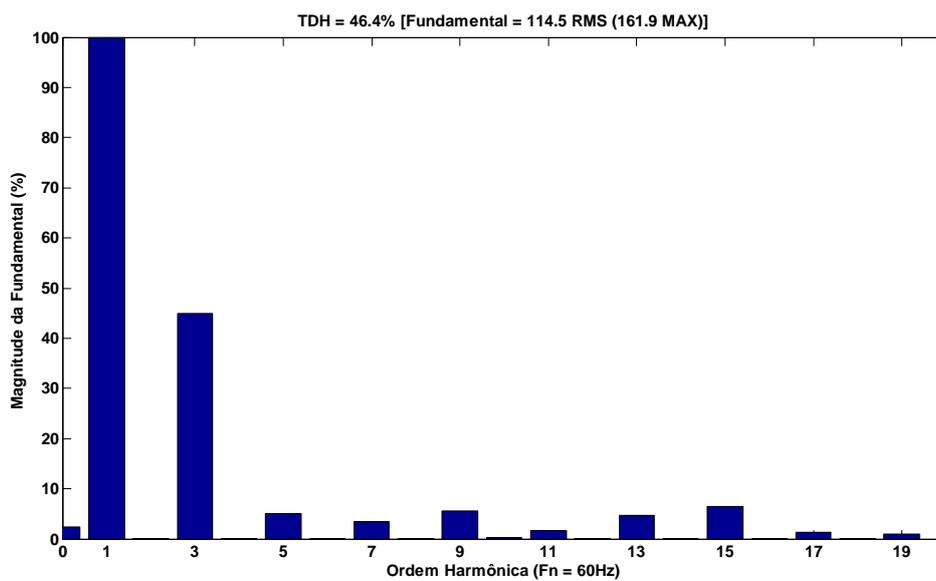


Figura 5.4 – Espectro de frequência da tensão de fase do caso 2 experimental.

A Tabela 5.2 apresenta parâmetros de desempenho das tensões de fase do Caso 2 tanto para a simulação quanto experimental. Vale ressaltar que, sendo desprezadas as harmônicas múltiplas de três (a terceira inclusive), o valor RMS total será de 110,8V, valor este muito próximo da fundamental. Como podem ser analisados, os valores ficaram bem semelhantes.

Tabela 5.2 – Comparativo do caso 2.

	Fundamental	TDH
Simulação Figura 4.6	109,5 V _{RMS}	46,1%
Experimental Figura 5.6	114,5 V _{RMS}	46,4%

5.4. Caso 3: Tensões Variadas nas Fontes CC

Neste caso, de modo similar às simulações, foram utilizadas tensões de entrada variadas (36,9V, 59,1V, 49,0V, 36,1V e 49,2V). As Figuras 5.5 e 5.6 apresentam, respectivamente, a forma de onda e o espectro harmônico.

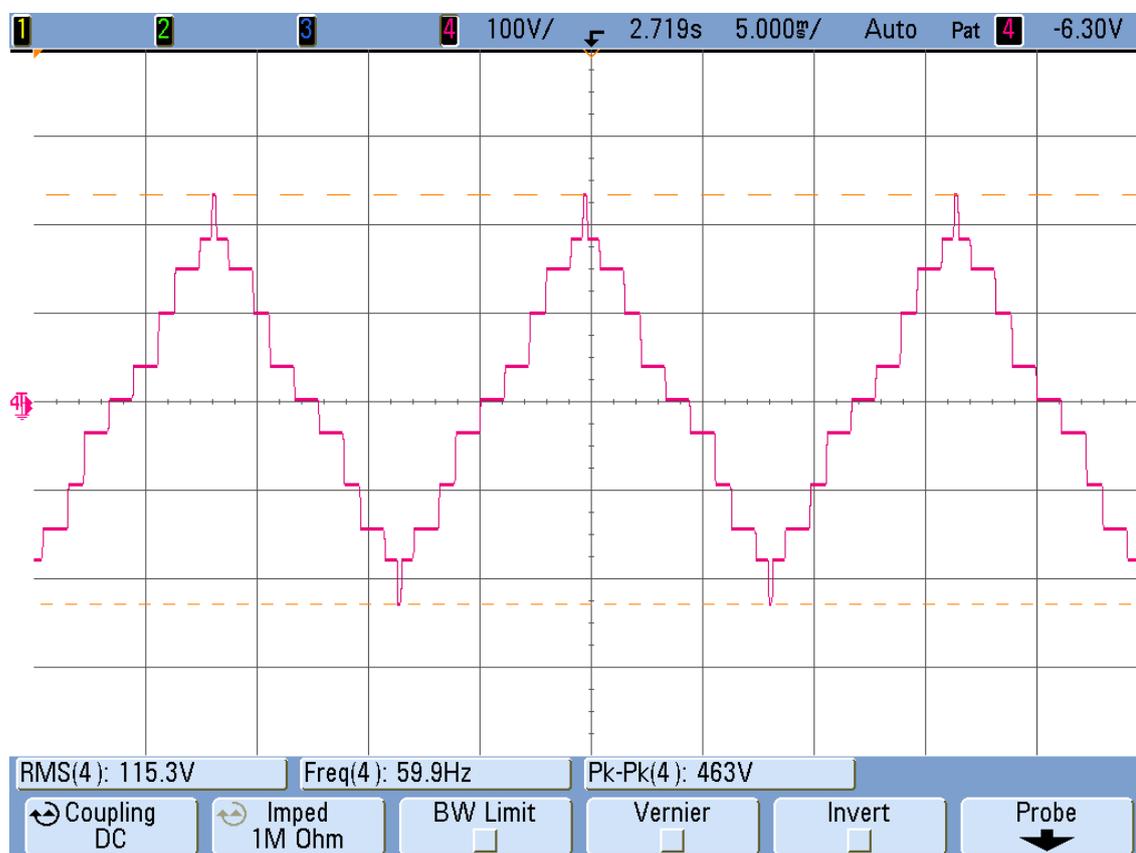


Figura 5.5 – Tensão de fase do conversor do caso 3 experimental.

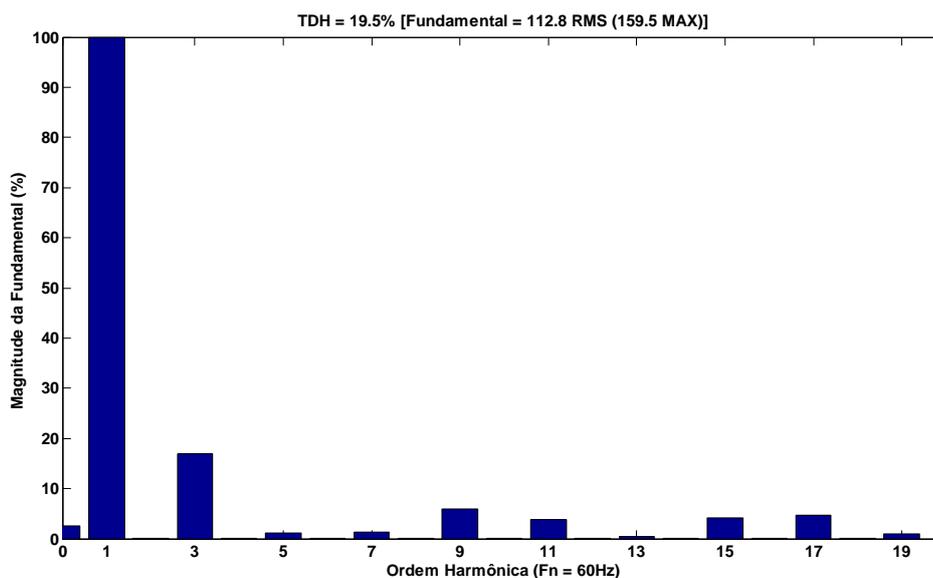


Figura 5.6 – Espectro de frequência da tensão de fase do caso 3 experimental.

A Tabela 5.3 mostra as tensões eficazes e a TDH dos exemplos feitos em simulação e experimental. Neste caso, fica de fato evidente a presença de terceiro harmônico e suas múltiplas, todavia os mesmos comentários realizados para o caso anterior são aqui válidos. É importante salientar que se a terceira harmônica e a nona harmônica não fossem minimizadas na função custo, certamente seriam obtidas para o caso 1, 2 e 3 tensões eficazes mais próximas de 110V, porém, muito mais distorcidas, o que inviabilizaria totalmente o uso das tensões de fase em qualquer aplicação. Como pode ser visto, a RNA também foi validada experimentalmente para este caso.

Tabela 5.3 – Comparativo do caso 3.

	Fundamental	TDH
Simulação Figura 4.10	111,0 V _{RMS}	17,8%
Experimental Figura 5.8	112,8 V _{RMS}	19,5%

5.5. Caso 4: Variação de Tensão do Caso 3

Neste caso, conforme explicado no Capítulo 4 optou-se por um acréscimo significativo de tensão (24V) na fonte CC4. A forma de onda da tensão de saída

pode ser observada na Figura 5.7. O espectro harmônico do referido caso é apresentado na Figura 5.18.

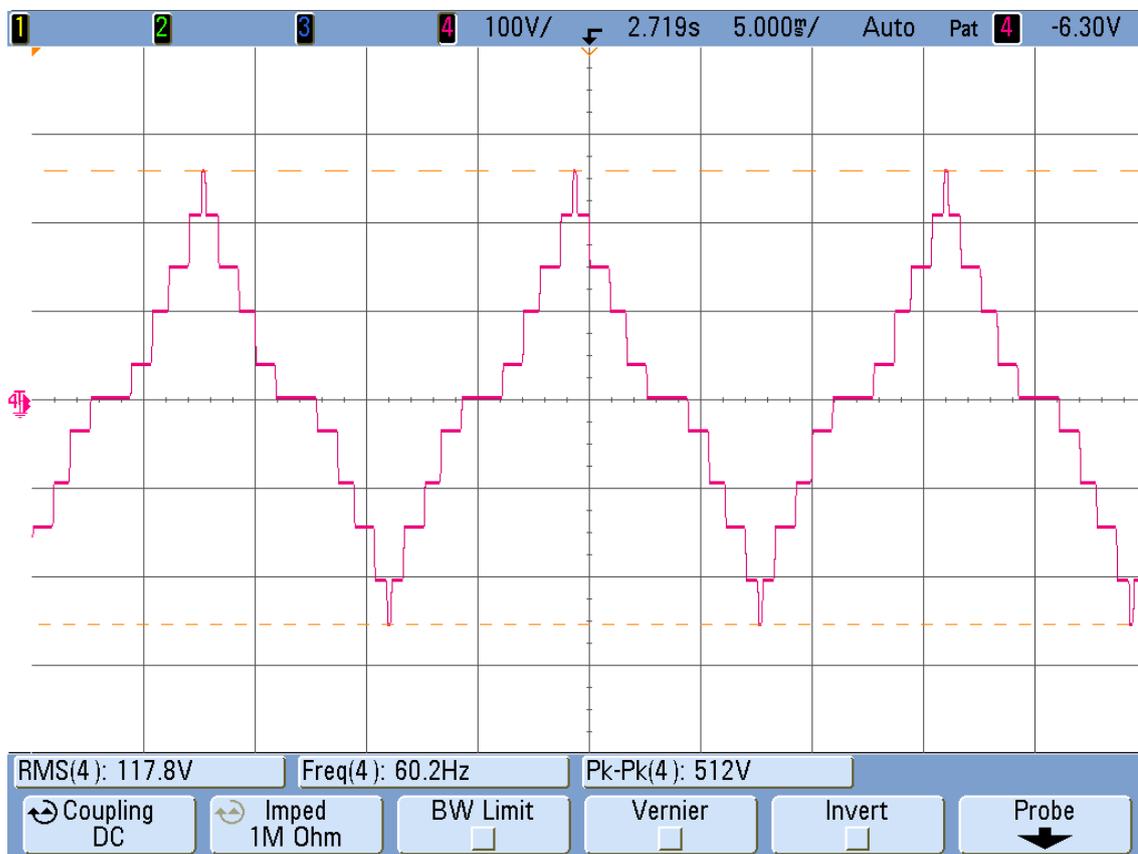


Figura 5.7 – Tensão de fase do conversor do caso 4 experimental.

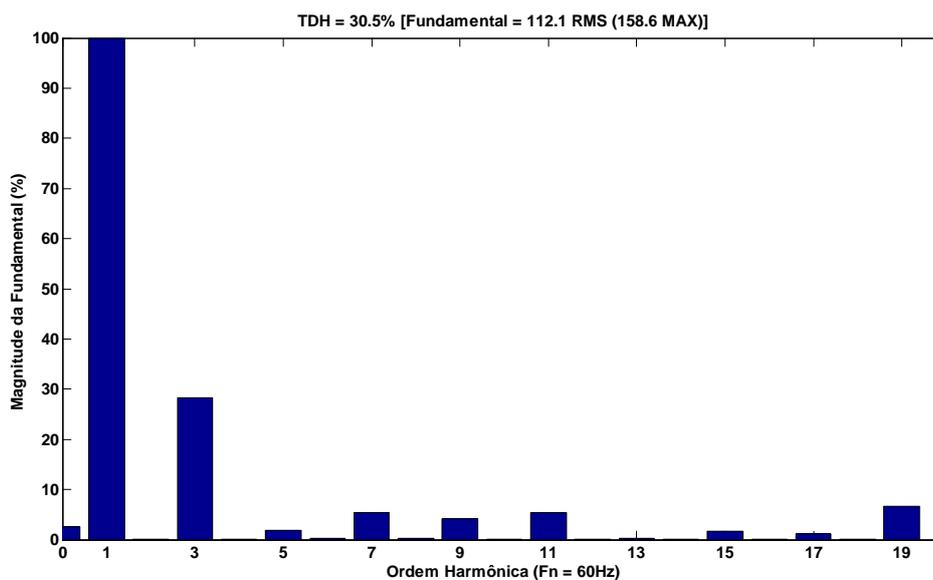


Figura 5.8 – Espectro de frequência da tensão de fase do caso 4 experimental.

Novamente os parâmetros de desempenho (Tabela 5.4) demonstram resultados experimentais satisfatórios quando comparados à simulação. Outro fato relevante é a observação da resposta da RNA (controlador) mediante o acréscimo de tensão.

Tabela 5.4 – Comparativo do caso 4.

	Fundamental	TDH
Simulação Figura 4.14	111,1 V _{RMS}	28,1%
Experimental Figura 5.10	112,1 V _{RMS}	30,5%

A Figura 5.9 destaca o instante em que 24V foram acrescentados à fonte CC4. Considerando que o tempo de cálculo da RNA tem sido de aproximadamente 185 μ s, não houve comprometimento significativo na tensão de saída durante o transitório. Análises transitórias com o conversor suprindo outras cargas são propostas de trabalhos futuros.

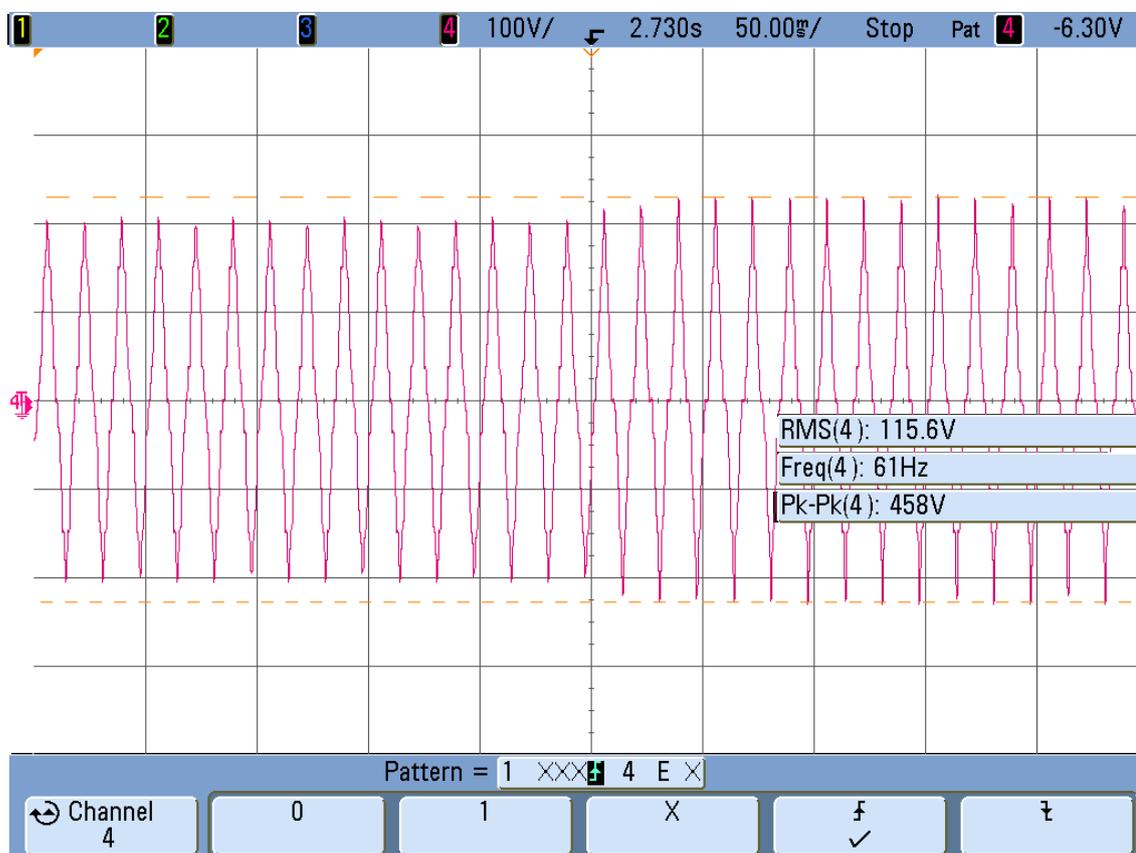


Figura 5.9 – Tensão de fase do conversor transitória do caso 3 para o caso 4 experimental.

5.6. Conclusões

Comprovou-se de forma experimental que a RNA implementada digitalmente operou satisfatoriamente para todos os casos. Para todos os casos apresentados, tanto os valores de tensão eficaz de saída quanto a taxa de distorção harmônica, tiveram pequena variação comparando os resultados experimentais com os de simulação.

Confirma-se também o adequado funcionamento do hardware na geração da tensão de saída, bem como resultados de desempenho muito similares aos obtidos na simulação.

Outro destaque foi o tempo de cálculo da RNA implementada digitalmente (aproximadamente de $185\mu\text{s}$), que foi possível devido ao reduzido número de neurônios na camada intermediária, que não compromete de forma significativa a tensão de saída durante a variação das tensões das fontes CC..

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1. Conclusões

Foi proposto neste trabalho implementar a eliminação seletiva de harmônicos em um inversor de onze níveis utilizando técnicas de inteligência artificial. A utilização de SHE como técnica de modulação mostrou-se satisfatória com um número elevado de combinações de valores de tensão (fontes de tensão que variam entre 30V a 62V), cumprindo a eliminação dos harmônicos selecionados ou, nos piores casos, minimizando o conteúdo harmônico.

A função custo utilizada neste trabalho mostrou-se um importante ponto de discussão. Primeiramente em relação às constantes utilizadas, pois dependendo da distribuição poderiam ser obtidas respostas que seguem uma tendência ou não, o que certamente interferiria no desempenho do treinamento da RNA. O segundo ponto de destaque sobre a função custo foi a utilização, no processo de eliminação ou minimização, da terceira e nona harmônicas, possibilitando menores TDH quando comparados a resultados sem tais considerações.

A utilização da topologia de inversores ponte-H em cascata se mostrou uma importante ferramenta na confecção de conversores multiníveis. Sua modularidade possibilita a composição de módulos conforme a necessidade e possibilidade. Também é destaque o fato de ser possível realizar testes e utilizar os módulos separadamente, facilitando o estudo e análise das variáveis. Outro ponto de destaque foi a facilidade de se utilizar o CI IR2110, além de ser uma ótima alternativa como “*gate driver*” dado seu custo reduzido.

A Evolução Diferencial foi uma ferramenta significativa na busca de solução para os problemas de SHE, possibilitando rapidez e resultados tão bons quanto ou

melhores que os obtidos com técnicas anteriormente utilizadas (Algoritmo Genético e Newton Rapson).

Como um dos objetivos principais era que a técnica de modulação SHE fosse eficaz em tempo real, a Rede Neural Artificial teve um papel considerável, pois proporcionou a velocidade de atuação necessária com alta confiabilidade. Foi possível, com apenas uma camada escondida de 35 neurônios, obter resultados que assegurassem a tensão fundamental em valores aceitáveis, ao mesmo tempo em que se garantiu a eliminação ou minimização das harmônicas selecionadas.

Outro ponto elogiável foi o desafio em abranger uma ampla faixa de tensão das fontes CC (de 30 à 62V), permitindo assim a utilização de diversificadas fontes de energia elétrica.

Os resultados experimentais apresentaram valores muitos semelhantes aos simulados, validando a metodologia de modulação SHE e o uso de uma RNA como controle do conversor. Os resultados de simulação que permitiram visualizar a tensão de linha do conversor multiníveis interligado em estrela (trifásico) apresentaram os valores de TDH bastante reduzidos e próximos do padrão de qualidade estabelecido pela IEEE Standard 1547.2 (2009) [59].

6.2. Trabalhos Futuros

Uma proposta para trabalhos futuros é a adequação ao padrão de qualidade IEEE Standard 1547.2 (2009) [59] para todas as combinações, permitindo o uso de forma comercial com padrão de qualidade internacional. Para que isto seja possível, uma das possíveis formas de soluções seria a diminuição da faixa de tensão definida neste trabalho, ou definir faixas de variação em torno de alguns pontos de tensão. Por exemplo, continuar utilizando a faixa de 30 à 62V, porém, podendo operar somente em tensões pré-estabelecidas (ex. 36, 48 e 60V) permitindo a variação de uma faixa ao redor das tensões pré-estabelecidas (ex. 58 à 62V).

Outro ponto que poderá ser analisado no futuro é a identificação por parte do controle da fonte CC com maior carga armazenada e a que estiver com menor carga para definir o posicionamento (base, meio ou topo) para a contribuição na tensão de saída.

Outra proposta para trabalhos futuros é embarcar o controle digital utilizando a RNA em um controlador independente como o FPGA (*Field-programmable gate array*). Alguns trabalhos sinalizam positivamente para a implementação de Redes Neurais Artificiais em plataformas deste tipo [60].

Avaliar análises transitórias com cargas que não sejam resistivas, possibilitando avaliar melhor se o tempo de resposta do RNA é satisfatório.

Avaliar a possibilidade de utilizar o conversor implementado em geração distribuída, visto que dispensa estágios de potência intermediários, trabalha com tensões CC em ampla faixa e apresenta controle facilitado.

BIBLIOGRAFIA

[1] GODOY, R. B., “Paralelismo de Inversores Monofásicos, Isolados ou em Conexão com a Rede, com Otimização da Resposta Dinâmica”, Tese de Doutorado, UNESP- Ilha Solteira, 2010.

[2] CARRASCO, J. M. et. Al., “Power- Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, June 2006.

[3] MORRISON, A. J., “Global Demand Projections for Renewable Energy Resources,” IEEE Canada Electrical Power Conference, 25-26 Oct. 2007, pp 537-542.

[4] GUI-JIA SU, “Multilevel DC-link inverter” in Industry Applications, IEEE Transactions on Volume: 41 , Issue: 3, Publication Year: 2005 , Page(s): 848 - 854

[5] FILHO, F.; Tolbert, L.M.; Yue Cao; Ozpineci, B.; , "Real-Time Selective Harmonic Minimization for Multilevel Inverters Connected to Solar Panels Using Artificial Neural Network Angle Generation," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.47, no.5, pp.2117-2124, Sept.-Oct. 2011.

[6] OZPINECI, B., Tolbert, L. M., Chiasson, J. N., "Harmonic Optimization of Multilevel Converters Using Genetic Algorithms," Power Electronics Letters, IEEE , vol.3, no.3, pp. 92-95, Sept. 2005.

[7] KHOUCHA, F.; Lagoun, S.M.; Marouani, K.; Kheloui, A.; El Hachemi Benbouzid, M., “Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel-Inverter Induction-Motor-Drive Direct Torque Control for Automotive Applications” in Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume: 57 , Issue: 3 Digital Object Identifier: 10.1109/TIE.2009.2037105 Publication Year: 2010 , Page(s): 892 – 899

[8] BIMAL, B.K. "Modern Power Electronics and AC drivers", Prentice Hall – Inc, 2002.

[9] BAKER, R.H., Electric Power Converter, U.S. Patent Number 3,867,643, February 1975.

[10] HOLMES, D. ; Lipo, T. ; "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice" Publisher : Wiley-IEEE Press, 2003.

[11] BAKER, R.H ; BANNISTER, L.H ; "Electric Power Converter", U.S. Patent 3 867 643, February 1975.

[12] NABAE A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H.;"A New Neutral-Point clamped PWM Inverter". IEEE Transactions on Industry Applications, v. 17, pp. 518-523, September-October 1981.

[13] CELANOVIC, N.; Boroyevich, D. "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, pp. 242-249, 2000.

[14] RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 390, DE 15 DE DEZEMBRO DE 2009. www.aneel.gov.br/cedoc/ren2009390.pdf. Acessado em 25 de dezembro de 2012.

[15] NABAE, A. Takahashi, I. and Akagi, H., "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter," Proceedings of the Industry Applications Society Conference, pages 761-766, September/October 1980.

[16] MEYNARD, T.A.; FADEL, M.; AOUDA, N.; "Modeling of Multilevel Converters" IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 44, n. 3, pp. 356-364, June 1997.

[17] DU, Z., Tolbert, L. M. and Chiasson, J. N., "Harmonic elimination for multilevel converter with programmed PWM method," in Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, 2004, pp. 2210–2215.

[18] BIN WU, "High-Power Converters and AC Drives" Publisher: Wiley-IEEE Press, 2006.

[19] RAY, R.N.; Chatterjee, D.; Goswami, S.K. "Harmonics elimination in a multilevel inverter using the particle swarm optimisation technique" Power Electronics, IET Volume: 2 , Issue: 6 Publication Year: 2009 , Page(s): 646 – 652

[20] A. SCHONUNG and H. Stemmler, "Static frequency changer with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives," Brown Boveri Rev., vol. 51, pp. 555–577, Aug./Sep. 1964.

[21] BOWES, S.R., "Newsinusoidal pulsewidth-modulated inverter," IEE Proc., vol. 122, no. 11, pp. 1279–1285, 1975.

[22] F. G. TURNBULL, "Selected harmonic reduction in static DC-AC inverters," IEEE Trans. Commun. Electron., vol. 83, no. 73, pp. 374–378, Jul. 1964.

[23] FILHO, N. P., Pinto, J. O. P., Bose, B. K., and da Silva, L. E. B., "A neuralnetwork based space vector PWM of a five-level voltage-fed inverter," in Proc. Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 2004, pp. 2181–2187.

[24] MCGRATH, B. P. and Holmes, D. G., "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 858–867, Aug. 2002.

[25] MATEUS, T. H. A., Teixeira Filho, F. J., Pinto, J. O. P. e Ozpineci, B.(2008) "Eliminação Seletiva de Harmônicos para Conversores em Ponte H de Sete Níveis com Fontes de Alimentação Variáveis usando Algoritmo Genético e Redes Neurais

Artificiais” In: CBA 2008 - XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora. Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008.

[26] JIN WANG; Ahmadi, D.; , "A Precise and Practical Harmonic Elimination Method for Multilevel Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.46, no.2, pp.857-865, March-april 2010.

[27] YU LIU; Hoon Hong; Huang, A.Q.; , "Real-Time Calculation of Switching Angles Minimizing THD for Multilevel Inverters With Step Modulation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.56, no.2, pp.285-293, Feb. 2009.

[28] DAS, S.; Suganthan, P.N.; , "Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art," *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on* , vol.15, no.1, pp.4-31, Feb. 2011.

[29] BACK, T.; Hammel, U.; Schwefel, H.-P.; "Evolutionary computation: comments on the history and current state ," *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on* , vol.1, no.1, pp.3-17, Apr 1997.

[30] FOGEL, L. J., "Autonomous Automata," *Industrial Research, Vol. 4:2*, pp. 14-19, 1962.

[31] FOGEL, L.J. , "On the Organization of Intellect," Ph.D. Dissertation, UCLA, 1964.

[32] I. RECHENBERG, "Cybernetic solution path of an experimental problem," Royal Aircraft Establishment, Library translation No. 1122, Farnborough, Hants., U.K., Aug. 1965.

[33] SCHWEFEL, H.-P., "Projekt MHD-Staustrahlrohr: Experimentelle Optimierung einer Zweiphasenduse, Teil I," *Technischer Bericht 11.034/68*, " 35, AEG Forschungsinstitut, Berlin, Germany, Oct. 1968.

[34] HOLLAND, J. H., *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor, MI: Univ. of Michigan Press, 1975.

[35] HOLLAND, J. H. and Reitman, J. S., "Cognitive systems based on adaptive algorithms," in *Pattern-Directed Inference Systems*, D. A. Waterman and F. Hayes-Roth, Eds. New York: Academic, 1978.

[36] KOZA, J. R., "Genetic programming: a paradigm for genetically breeding populations of computer programs to solve problems," Stanford, CA, USA, Tech. Rep., 1990.

[37] MARCO DORIGO and Thomas Stutzle, "Ant Colony Optimization", Prentice-Hall of India Private Ltd., New Delhi, 2006.

[38] KENNEDY, J. and Eberhart, R., "Particle Swarm Optimization", IEEE International Conf. on Neural Networks, Piscataway, NJ, Vol. 4, 1995,

[39] MÜELLER, S., Marchetto, J., Airaghi, S., Koumoutsakos, P., Optimization based on bacterial chemotaxis, *IEEE Trans. on Evolutionary Computation*, Vol. 6, No. 1, 16–29, 2002.

[40] STORN, R. and Price, K., "Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces". *Journal of Global Optimization*, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 1997, pp. 341-359

[41] STORN, R. "System design by constraint adaptation and differential evolution" in *Evolutionary Computation*, 1999., *Proceedings of IEEE International Conference on*, pp. 842 - 844.

[42] DUVVURU, N.; Swarup, K.S.; , "A Hybrid Interior Point Assisted Differential Evolution Algorithm for Economic Dispatch, " *Power Systems*, *IEEE Transactions on* , vol.26, no.2, pp.541-549, May 2011.

[43] SIVASUBRAMANI, S.; Swarup, K.S.; , "Sequential quadratic programming based differential evolution algorithm for optimal power flow problem, " Generation, Transmission & Distribution, IET , vol.5, no.11, pp.1149-1154, Nov. 2011.

[44] NOMAN, N.; Iba, H.; , "Accelerating Differential Evolution Using an Adaptive Local Search," Evolutionary Computation, IEEE Transactions on , vol.12, no.1, pp.107-125, Feb. 2008.

[45] CHENG-HUNG CHEN; Cheng-Jian Lin; Chin-Teng Lin; , "Nonlinear System Control Using Adaptive Neural Fuzzy Networks Based on a Modified Differential Evolution," Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on , vol.39, no.4, pp.459-473, July 2009.

[46] CHAKRABORTY, J.; Konar, A.; Chakraborty, U.K.; Jain, L.C.; , "Distributed cooperative multi-robot path planning using differential evolution," Evolutionary Computation, 2008. CEC 2008. (IEEE World Congress on Computational Intelligence). IEEE Congress on , vol., no., pp.718-725, 1-6 June 2008.

[47] SLOWIK, A.; , "Application of an Adaptive Differential Evolution Algorithm With Multiple Trial Vectors to Artificial Neural Network Training," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.8, pp.3160-3167, Aug. 2011.

[48] GOUDOS, S.K.; Sahalos, J.N.; , "Pareto Optimal Microwave Filter Design Using Multiobjective Differential Evolution," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.58, no.1, pp.132-144, Jan. 2010.

[49] FENG-SHENG WANG; Horng-Jhy Jang; , "Parameter estimation of a bioreaction model by hybrid differential evolution," Evolutionary Computation, 2000. Proceedings of the 2000 Congress on , vol.1, no., pp.410-417 vol.1, 2000.

[50] AL-OTHMAN, A.K.; Abdelhamid, T.H.; "Elimination of harmonics in multilevel inverters with non-equal DC sources using PSO" in Power Electronics and

Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th Digital Object Identifier: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635332 Publication Year: 2008 , Page(s): 606 – 613.

[51] PATERLINI, Sandra and Krink, Thiemo; “Differential evolution and particle swarm optimisation in partitional clustering” Computational Statistics & Data Analysis Volume 50, Issue 5, 1 March 2006, Pages 1220-1247.

[52] HUANG, H., Shiyang Hu and Czarkowski, D. (2004) “Harmonic elimination for constrained optimal PWM” in Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, pp. 2702 - 2705 Vol. 3.

[53] BIMAL K. BOSE; , "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives - An Introduction and Perspective," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.1, pp.14-33, Feb. 2007.

[54] HAYKIN, S., “Redes Neurais – Princípios e prática” Publisher: Bookman, 2001.

[55] MONDAL, S.; Pinto, J.O.P.; Bose, B.K.; , "A neural network based space vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive," Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , vol.3, no., pp.1679-1686 vol.3, 30 Sep-4 Oct 2001.

[56] FILHO, N. P., Pinto, J. O. P., Bose, B. K., and da Silva L. E. B., “A neural network based space vector PWM of a five-level voltage-fed inverter,” in Proc. Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 2004, pp. 2181–2187.

[57] KHOMFOI, S.; Tolbert, L.M.; , "Fault Diagnosis and Reconfiguration for Multilevel Inverter Drive Using AI-Based Techniques," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.6, pp.2954-2968, Dec. 2007.

[58] FILHO, F.J.T., Mateus, T.H.A., Maia, H.Z., Ozpineci, B., Pinto, J.O.P. and Tolbert, L.M. (2008) "Real-time selective harmonic minimization in cascaded multilevel inverters with varying DC sources" in Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. , pp. 4302 - 4306.

[59] IEEE Std 1547.2-2008 (2009) "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems" pp. 1 – 207.

[60] SOARES, A.M.; Pinto, J.O.P.; Bose, B.K.; Leite, L.C.; da Silva, L.E.B.; Romero, M.E.; , "Field Programmable Gate Array (FPGA) Based Neural Network Implementation of Stator Flux Oriented Vector Control of Induction Motor Drive," Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on , vol., no., pp.31-34, 15-17 Dec. 2006.