

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

**CONVERSORES DE FREQUÊNCIA VSI-PWM
SUBMETIDOS A AFUNDAMENTOS TEMPORÁRIOS
DE TENSÃO E CARACTERIZAÇÃO POR
HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO**

**VIÇOSA
2013**

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

**CONVERSORES DE FREQUÊNCIA VSI-PWM
SUBMETIDOS A AFUNDAMENTOS TEMPORÁRIOS
DE TENSÃO E CARACTERIZAÇÃO POR
HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 - Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica. Orientador: Prof.M.Sc. Mauro de Oliveira Prates

VIÇOSA
2013

WILLIAN SATHLER LINO SOARES

**CONVERSORES DE FREQUÊNCIA VSI-PWM SUBMETIDOS A
AFUNDAMENTOS TEMPORÁRIOS DE TENSÃO E
CARACTERIZAÇÃO POR HARMÔNICOS VARIANTES NO
TEMPO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 - Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 24 de Julho de 2013.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. M. Sc. Mauro de Oliveira Prates- Orientador
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. José Carlos da Costa Campos - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Membro
Universidade Federal de Viçosa

*Dedico este trabalho a toda minha família, em especial minha mãe Maria das Dores Lino
que muito me apoiou em todos esses anos de luta.*

Agradecimentos

Quando paro e olho para trás vejo que diversos fatores me permitiram hoje chegar a esse momento e concluir esse trabalho. Agradeço primeiramente a Deus, minha mãe e família que tanto me apoiaram e não me deixaram desistir desse sonho em nenhum momento.

Aos amigos de curso que por diversas vezes me salvaram, entre eles podendo citar Alan Copertino, Felipe Pires pela ajuda no presente trabalho. Ao professor Mauro O. Prates que me ancorou e orientou onde sua ajuda foi fundamental, a CNPq pela ajuda financeira sem a qual o trabalho não seria possível.

A todos os servidores da Biblioteca Central, do Restaurante Universitário e aos professores e servidores do DEL. Que pelo seu trabalho me permitiram usufruir de uma universidade de excelente qualidade.

Aos companheiros de república e do dia-a-dia que foram importantes nos momentos de lazer e pelas histórias que levarei para contar.

”Sucesso é o resultado da prática constante de fundamentos e ações vencedoras. Não há nada de milagroso no processo, nem sorte envolvida. Amadores aspiram, profissionais trabalham.”

Bill Russel.

Resumo

A qualidade da energia elétrica é de fundamental importância para garantir o funcionamento adequado das máquinas e dispositivos presentes em uma planta industrial. Dentre os fenômenos que afetam a qualidade da energia elétrica os afundamentos de tensão, são um dos mais frequentes causando prejuízos. Os conversores de frequência são aparelhos destinados a controlar a velocidade e torque de motores de indução e são largamente usados devido a sua precisão e robustez. Assim sendo é importante saber quais implicações ocorrem quando afundamentos de tensão afetam a tensão de entrada de conversores de frequência.

Esse trabalho tem por finalidade estudar sistemas de acionamentos a velocidade variável (ASD's - Adjustable Speed Drives). Os ASD's usam conversores estáticos de tensão/frequência e, dentre os vários tipos disponíveis o que será focado no estudo aqui presente será o mais empregado no controle de motores de indução. Que utiliza inversores por tensão imposta (VSI- Voltage Source Inverters), com controle PWM senoidal. Conhecido no meio industrial como conversor VSI-PWM. Esse trabalho visa analisar o desempenho deste equipamento quando submetido a fontes de suprimento com padrão de qualidade comprometida.

O objetivo do trabalho é representar o conversor VSI-PWM e aplicar diferentes tipos de afundamentos de tensão, analisar os efeitos dos mesmos na estrutura do conversor e analisar como o conversor gera harmônicos na corrente de alimentação em regime permanente e como esses harmônicos se comportam na presença de afundamentos de tensão, para essa análise foi utilizada uma técnica que permite analisar como os harmônicos variam no decorrer do tempo.

O software PSIM foi utilizado para representar o conversor VSI-PWM e aplicar no mesmo afundamentos de tensão. Utilizando outra ferramenta computacional os dados gerados através do PSIM foram analisados podendo concluir sobre as características dos afundamentos de tensão e sobre como os harmônicos gerados pelo conversor se comportam em regime permanente e em condição de afundamento. Uma montagem em laboratório foi realizada utilizando um aparelho de medição de harmônicos na rede e o conversor VSI-PWM a fim de obter os harmônicos que esse aparelho produz em regime permanente.

Foi verificado que esse conversor em regime permanente injeta uma grande quantidade de harmônicos na rede prejudicando a qualidade da energia elétrica do sistema, outro fato importante é que os harmônicos predominantes gerado pelo conversor VSI-PWM são os de 5°, 7°, 11° e 13°. Ainda foi visto que quando um afundamento de tensão é aplicado no conversor a geração de harmônicos é intensa no momento final deste evento. Soluções para melhorar a qualidade da energia elétrica nestes casos é a utilização de filtros que reduzam as componentes citadas acima e efetuar medidas que garantam a proteção do sistema elétrico aos afundamentos de tensão.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

1	Introdução	13
1.1	Conversores de Freqüência	14
1.1.1	Retificador de Entrada e Link CC	15
1.1.2	O Método de Chaveamento PWM Senoidal	16
1.1.3	O conversor de Freqüência VSI-PWM	18
1.2	Motores de Indução	20
1.3	Afundamento Temporário de Tensão	23
1.3.1	Considerações Iniciais	23
1.3.2	Conceitos e Definições	24
1.3.3	Conseqüências dos Afundamentos Temporários de Tensão	24
1.3.4	Tipos de Afundamentos Temporários de Tensão	25
1.3.5	Origem dos Afundamentos Temporários de Tensão	27
1.4	Harmônicos	29
1.4.1	Ferramentas de Análise de Componentes Harmônicos de Sinais	30
1.4.1.1	Transformada Discreta de Fourier	30
1.4.1.2	O Método da Decomposição e Reconstrução de Sinais Utilizando a DFT de Janelas deslizantes	33
2	Materiais e Métodos	38

2.1	Montagem da Simulação	38
2.2	Análise de Afundamento de Tensão	39
2.3	Análise de Harmônicos	40
3	Resultados e Discussões	41
3.1	Análise das Simulações das Componentes Harmônicas em Regime Permanente	41
3.2	Análise do <i>THD</i> e da Carga Imposta no Eixo do Motor de Indução	42
3.3	Análise do <i>THD</i> e da Frequência da Tensão de Saída	43
3.4	Análise do Conversor de Frequência VSI PWM Submetido a Afundamentos de Tensão	44
3.4.1	Afundamento de tensão do Tipo A	44
3.4.1.1	Comportamento da Tensão e Corrente de Entrada no Conversor	45
3.4.1.2	Comportamento da Tensão de Entrada no Link CC	46
3.4.1.3	Comportamento da Tensão e Corrente na Saída do Conversor	47
3.4.2	Análise de Harmônicos Variantes no Tempo Para um Afundamento do tipo A	49
3.4.3	Aplicação de um afundamento de tensão do Tipo C	50
3.4.3.1	Comportamento da Tensão e Corrente de Entrada no Conversor	50
3.4.3.2	Comportamento da Tensão e Corrente no Link CC	52
3.4.3.3	Comportamento da Tensão e Corrente na Saída do Conversor	53
3.4.4	Análise de Harmônicos Variantes no Tempo Para um Afundamento de tensão do tipo C	54
3.4.5	Ensaio Experimentais no Laboratório	56
3.4.6	Resultados do Ensaio em Laboratório	57
4	Conclusões	61

Lista de Figuras

1	Modelo do conversor de frequência [1].	14
2	Retificação trifásica [1].	15
3	Modelo do esquema de chaveamento PWM, formação da onda de saída do inversor VSI [2].	17
4	Estrutura Básica de um Inversor Trifásico.	19
5	Estrutura de um conversor de frequência VSI-PWM [3].	20
6	Vista da estrutura interna de um motor de indução assíncrono[4].	21
7	Circuito equivalente do motor de indução.	22
8	Voltagem e frequência como função da velocidade para um ASD (Adjustable-speed-drive) [5].	23
9	Diagramas fasoriais dos afundamentos de tensão [5]	26
10	Classificação dos afundamentos de tensão [5].	26
11	Localização de faltas na rede elétrica [6].	27
12	Exemplo de localização de faltas que causaram erros de operação em equipamentos de produção em uma planta industrial [6].	28
13	Análise de harmônicos para um forma de onda distorcida [5].	29
14	Obtenção da DFT a partir do janelamento de um ciclo do sinal [7].	31
15	Caracterização da aplicação da DFT de janelas deslizantes [8].	34
16	Estrutura para decompor o sinal de entrada e obter os componentes em quadratura [8].	36
17	Núcleo utilizado na DFT- <i>Sliding Window</i> para obtenção das componentes harmônicas.	36
18	Montagem do Conversor de Frequência VSI-PWM no PSIM.	38

19	Gráfico de barras das componentes harmônicas do sinal de corrente de entrada da fase A.	41
20	Gráfico do <i>THD</i> pela frequência correspondente ao intervalo de 55 Hz a 65 Hz.	44
21	Tensões de entrada no conversor de frequência com afundamento tipo A .	45
22	Tensões de entrada no conversor de frequência com afundamento tipo A .	46
23	Tensão e corrente observadas na saída do retificador.	47
24	Tensão observada na saída do retificador.	48
25	Corrente observada na saída do retificador.	48
26	Variação com o tempo da componente fundamental (60Hz) e dos harmônicos de 3°, 5°, 7°, 11° e 13° ordem na ausência de afundamento de tensão. .	49
27	Variação com o tempo da componente fundamental (60Hz) e dos harmônicos de 3°, 5°, 7°, 11° e 13° na presença de um afundamento de tensão do tipo A.	50
28	Tensões de entrada do conversor V_{ab}, V_{bc} e V_{ca} , para um afundamento de tensão tipo C.	51
29	Correntes de entrada do conversor I_a, I_b e I_c para um afundamento de tensão tipo C.	52
30	Corrente e Tensão no link CC, para um afundamento de tensão tipo C. . .	53
31	Tensão de saída para um afundamento de tensão tipo C.	53
32	Corrente de saída do conversor , para um afundamento de tensão tipo C. .	54
33	Componente fundamental e harmônicos presentes na corrente de entrada da fase A de ordens 3°,5°,7°,11° e 13° durante um afundamento de tensão do tipo C.	55
34	Componente fundamental (60Hz) e harmônicos da corrente de entrada da fase B de ordem 3°,5°,7°,11° e 13° durante um afundamento de tensão do tipo C.	55
35	Montagem do experimento realizada para coletar os harmônicos presente na corrente de entrada do conversor de frequência.	57

36	Forma de onda de uma fase da corrente de entrada.	57
37	Medições realizadas pelo FLUKE indicando as harmônicas presentes na corrente de entrada.	58
38	Gráfico gerado pelo FLUKE, através das medidas de <i>THD</i> da corrente de entrada do conversor no decorrer do tempo.	59
39	Gráfico gerado pelo FLUKE para as harmônicas de ordens 5° e 7°.	59
40	Gráfico gerado pelo FLUKE para todas as componentes harmônicas até a ordem 50°.	59

Lista de Tabelas

1	Elementos constituintes do circuito equivalente do motor de indução. . . .	22
2	Características do motor de indução utilizado nas simulações	39
3	Variação do <i>THD</i> com a carga imposta no eixo do motor de indução. . . .	42
4	Variação da <i>THD</i> com a frequência da tensão de saída.	43
5	Variação da <i>THD</i> com a frequência da tensão de saída.	44
6	Características da amplitude das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.	45
7	Ângulo de fase das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.	45
8	Características da amplitude das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.	51
9	Ângulo de fase das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.	51

1 *Introdução*

Os ASD's (*Adjustable Speed Drives*) trabalham controlando a rotação de motores de indução e sua utilização já está consolidada no meio industrial, por superar as antigas técnicas de controle. A facilidade do manuseio dos conversores, sua confiabilidade e a precisão no controle do processo são os fatores que os fazem estar presentes em praticamente toda planta industrial. Porém, todo equipamento eletrônico possui sensibilidade a variações na tensão. Essas variações, como apresentado por [6] estão presentes rotineiramente em plantas industriais, sendo os afundamentos de tensão uma das principais observadas em todo o mundo.

As concessionárias de energia elétrica tem recebido grandes queixas devido a qualidade da energia fornecida aos consumidores, tanto industriais quanto residenciais. Existe um grande número de razões para isso e uma das mais importantes é que os equipamentos utilizados nos dias de hoje são muito sensíveis aos distúrbios. Os computadores digitais e equipamentos eletrônicos são o coração do problema. Os computadores podem perder memória e os processos controlados por equipamentos eletrônicos tendem a se tornar ainda mais complicados. As indústrias estão confiando cada vez mais em equipamentos de automação para alcançar uma produtividade máxima, para se tornar mais competitivas. Assim, as interrupções e outros distúrbios tem provocado um grande impacto econômico no setor industrial[6].

Com vista na importância de se conhecer os impactos que os afundamentos de tensão (ou em inglês *voltage sags* ou simplesmente *sag*) causam em um dos equipamentos mais importantes no meio industrial, os conversores de frequência, esse trabalho tem por finalidade compreender o que ocorre na estrutura deste equipamento, quando submetido a tal distúrbio, além de propor medidas viáveis para que o mesmo possua uma maior suportabilidade a esses fenômenos.

1.1 Conversores de Frequência

Os Conversores de frequência operam pelo princípio de conversão de Corrente Alternada para Corrente Alternada (CA-CA), onde alteram parâmetros como a frequência e a amplitude da tensão de entrada. Com isso conseguem variar a velocidade e o torque de motores de indução. Possuem um estágio (CA-CC), que se refere a retificação da tensão de entrada. O link CC opera como um filtro que tem papel importante, pois diminui a oscilação na tensão obtida da retificação, melhorando a qualidade da tensão CC. Tem-se, ainda, o bloco inversor, que a partir de uma tensão ou corrente contínua aplicada em sua entrada consegue transformá-la em uma fonte alternada, de valor médio nulo, simétrica em amplitude e de frequência desejada.

As formas de onda na saída dos inversores normalmente são não senoidais e assim apresentam alto conteúdo harmônico. Para certas aplicações, como sistemas ininterruptos de energia para computadores, esse tipo de forma de onda é aceitável[3].

A Figura 1 apresenta a estrutura típica de ligação, em blocos, de um conversor de frequência. Nela é possível separá-lo em três blocos principais: retificador, ou fonte de tensão contínua, circuito intermediário, ou link CC (elo CC), e inversor.

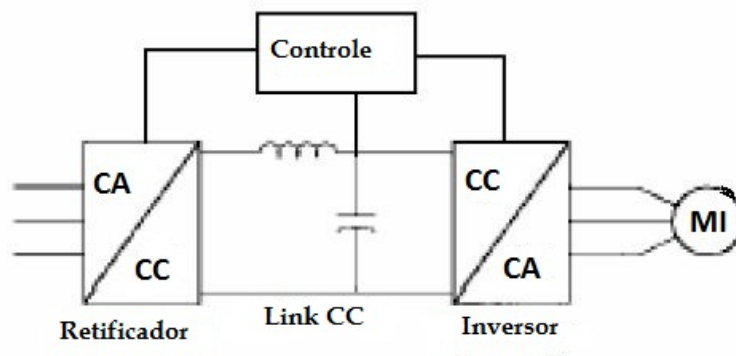


Figura 1: Modelo do conversor de frequência [1].

Esse aparelho é utilizado em controle de velocidade. Diversas investigações têm sido realizadas com vistas a esclarecer seus princípios, operação e desempenho sob diferentes condições de suprimento e carga [3].

1.1.1 Retificador de Entrada e Link CC

O retificador de entrada tem a função de transformar a tensão trifásica CA em CC, para que o bloco inversor possa sintetizá-la e obter uma tensão de saída com frequência e amplitude controlada. Uma alternativa ao retificador trifásico é alimentar o bloco inversor com uma fonte de tensão contínua. Caso seja necessário, a tensão contínua no link CC pode ser variada através de um chopper CC.

A tensão resultante no link CC possui uma oscilação natural. Na presença de um distúrbio na rede elétrica, como um afundamento, essa oscilação se torna ainda mais intensa. Essa oscilação pode causar mau funcionamento no inversor, logo esse efeito não é desejado. Existem métodos para que esse efeito oscilatório seja reduzido, como a inserção de filtros e também adicionar capacitores com capacitância elevada.

A Figura 2 mostra dois tipos de retificadores: O controlado e o não controlado.

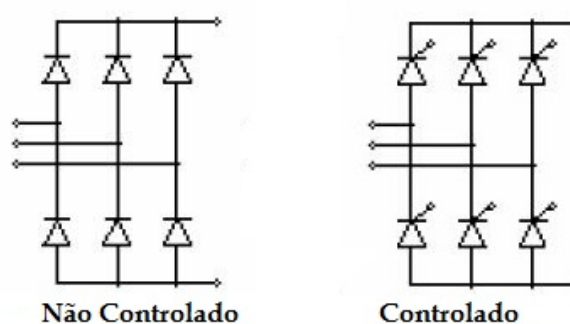


Figura 2: Retificação trifásica [1].

O retificador não controlado é formado por uma ponte de seis diodos. Já o controlado utiliza tiristores. O retificador não controlado é o mais usado devido a simplicidade, baixo custo e também por não exigir nenhum sistema adicional de controle. O controlado possui a desvantagem de produzir mais componentes harmônicos do que o não controlado, devido ao processo de chaveamento dos tiristores[2].

Para muitas aplicações, dependendo do nível de curto-circuito da rede no ponto de alimentação do conversor, torna-se necessário a inclusão de indutores em série na conexão do retificador com a rede CA. Tais indutores reduzem o pico de corrente nos diodos da ponte retificadora e, por conseguinte, reduz a fadiga e aumenta sua vida útil. A presença de indutores adicionais traz outras vantagens, como, por exemplo, a melhoria da forma de onda de corrente de entrada (menor distorção harmônica) e o aumento da vida útil do

capacitor do filtro. Por outro lado, isto incrementa a influencia de um afundamento de tensão na tensão do barramento CC [3].

Durante a operação normal, é necessário que haja tensão suficiente no barramento CC, para que o inversor possa sintetizar o vetor de tensão adequado imposto pela malha de controle, afim de suprir os requisitos de conjugado demandado pelo sistema [3].

O link CC, também chamado de circuito intermediário, pode ser comparado a um armazenador, pois é dele que o motor, através do estágio inversor, retira a energia necessária para seu funcionamento. E isto é possível de acordo com alguns princípios de construção do filtro, e dependendo também do tipo de retificador e estágio inversor usados [9].

Outro objetivo do link CC é retificar as oscilações *ripple* da tensão e corrente de saída do retificador, para providenciar uma tensão mais suave na entrada do bloco inversor. Além disso deve agir como uma reserva de energia para suprir o inversor quando o suprimento de energia falhar[1].

O link CC pode ser formado por capacitores eletrolíticos em série, para aumentar tensão máxima permissível e/ou em paralelo para para aumentar a energia armazenada. Quando um distúrbio elétrico reduz a tensão abaixo dos valores nominais o retificador não conduz. Então o inversor é alimentado pelos capacitores conectados. O problema irá surgir se a tensão cair seriamente. Quando falhas ocorrem na tensão de alimentação do inversor, problemas irão aparecer na tensão de saída do mesmo, como a redução ou incremento na magnitude da amplitude da tensão[1].

Outro fato é que a oscilação apresentada na tensão no link CC é diretamente relacionada com o tamanho do capacitor empregado. Quanto maior o capacitor menor é a oscilação da tensão no link CC.

1.1.2 O Método de Chaveamento PWM Senoidal

Para obter uma onda trifásica balanceada de tensão de saída em um inversor PWM do inglês *Pulse Width Modulation* ou em português modulação por largura de pulso, uma onda de tensão triangular é comparada com três ondas senoidais de controle que são defasadas 120 graus por fase, como mostrado na Figura 3.

Pode ser observado na Figura 3, que a tensão de fase a v_{AN} é gerada a partir da comparação entre a onda senoidal de controle e a onda triangular. Essa comparação é feita comparando-se a onda senoidal de controle da fase a , $v_{controle,a}$ com a onda triangular

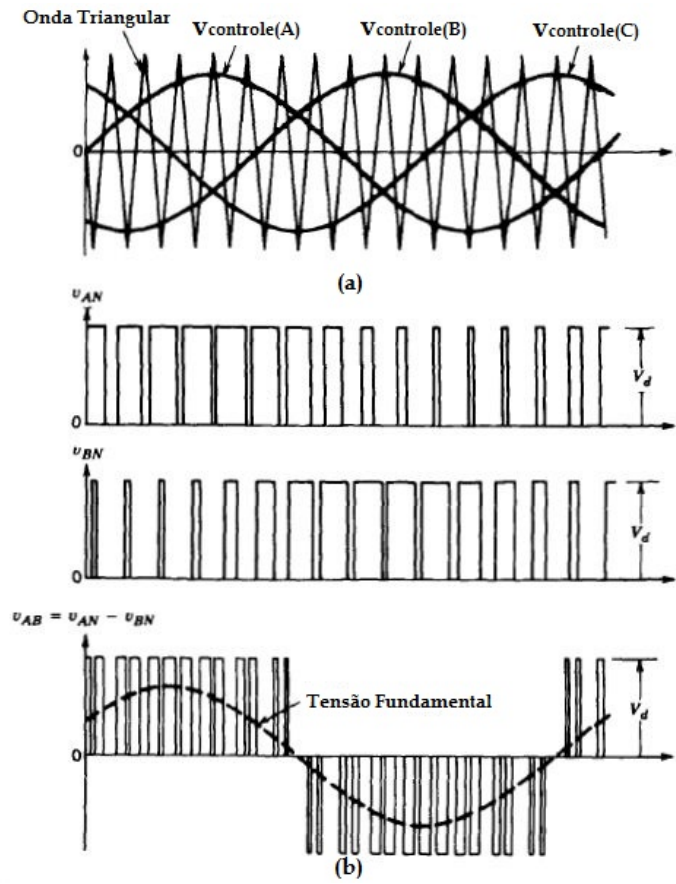


Figura 3: Modelo do esquema de chaveamento PWM, formação da onda de saída do inversor VSI [2].

$v_{triangular}$. Quando $v_{controle,a}$ é maior que $v_{triangular}$ a tensão de fase v_{AN} é não nula, caso contrario é nula. Isso é feito para as outras duas fases. Com isso as tensões de linha são geradas, podendo-se obter diferentes frequências e amplitudes. A forma de onda $v_{triangular}$ estabelece a frequência de chaveamento no qual as chaves são chaveadas no inversor e geralmente a amplitude do sinal triangular é mantida constante. A forma de onda senoidal de controle $v_{controle,a}$ é usada para modular o raio de condução das chaves, com frequência f_1 (frequência fundamental da tensão de saída do inversor). Deve-se considerar que a tensão de saída do inversor não será uma onda senoidal perfeita, irá conter componentes harmônicos de tensão na frequência f_1 [2].

Destaca-se no controle do bloco de chaveamento PWM a amplitude de modulação (m_a), descrito pela equação (1.1):

$$m_a = \frac{V_{controle}}{V_{triangular}} \quad (1.1)$$

onde $V_{controle}$ é o pico de amplitude do sinal de controle e $V_{triangular}$ a amplitude do

sinal triangular, que é mantido constante.

E a frequência de modulação m_f que é definida (1.2) :

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (1.2)$$

Onde f_s é a frequência da onda triangular e f_1 é a frequência da onda de tensão de controle. Usando esses parâmetros é possível controlar as chaves e obter a configuração de amplitude e frequência desejadas [2].

1.1.3 O conversor de Frequência VSI-PWM

Os conversores de frequência podem ser classificados em dois grupos, dependendo da forma que o bloco inversor é alimentado. Quando o bloco inversor opera pela tensão imposta em sua entrada diz-se que o conversor é do tipo VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*). Nesta situação o bloco inversor sintetiza a forma de onda da tensão de entrada obtendo a tensão trifásica na saída. O outro modo de operação é quando o bloco inversor sintetiza a corrente imposta em sua entrada CSI (do inglês *Current Source Inverter*). Esse último tipo não é tratado neste trabalho, pois não permite o uso do método PWM (*Pulse Width Modulation*) de chaveamento. Os inversores monofásicos operam em potência mais baixa, enquanto que o trifásico opera para média e altas potências. No presente estudo será focado o inversor trifásico do tipo VSI, pois esse tipo possui mais aplicações em acionamentos elétricos [10].

A Figura 4 apresenta a estrutura básica de um inversor de frequência. As chaves vistas nessa figura podem ser GTOs (*Gate Turn Off*), Mosfet (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*) ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). A escolha do dispositivo usado para realizar o chaveamento depende do nível de potência no qual o conversor irá operar. Os GTOs são utilizados para altas potências e os IGBTs para baixas e médias potência. É interessante observar que o bloco inversor pode operar separado do bloco retificador, caso haja uma fonte de tensão contínua em seu terminal de entrada, como é descrito na Figura 4. A numeração das chaves corresponde a ordem de comutação sucessiva [9].

A comutação das chaves apresentada na Figura 4 pode ser realizada utilizando o método PWM. Com a utilização dessa técnica é possível controlar a frequência e a magnitude da tensão de saída, além de poder reduzir o nível de harmônicos. No presente trabalho esse método é utilizado para controlar a tensão de saída do bloco inversor.

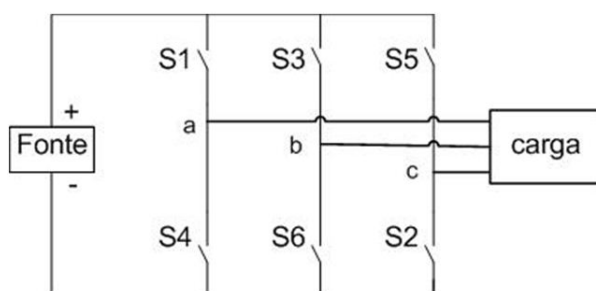


Figura 4: Estrutura Básica de um Inversor Trifásico.

Os inversores de tensão podem ser definidos como conversores estáticos destinados a controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com características de fonte de corrente alternada, monofásica ou trifásica, com controle dos níveis de tensão de saída e/ou da sua frequência, dependendo da aplicação [2].

Os inversores trifásicos operam suas chaves pelo processo de comutação, onde cada braço do inversor mantém-se conectado a fonte CC por meio período, para gerar a tensão trifásica desejada na saída do inversor. Neste contexto destaca-se o modo de 120° e 180° . No modo 120° cada chave mantém-se conduzindo por 120° em um semiciclo, enquanto que no modo 180° a chave comutada conduz por 180° . O modo mais usado nos inversores é o modo 180° , por se tratar de um modo mais seguro, de forma a evitar um eventual erro no chaveamento deixando o circuito aberto na saída do bloco inversor.

No modo 180° três chaves sempre estarão conduzindo, e o comando de cada braço esta defasado em 120° do braço vizinho. Observando a Figura 4 a ordem correta de chaveamento das chaves serão 123, 234, 345, 456, 561, 612. Durante um ciclo pode-se observar 6 modos de condução, levando um tempo de um período (T), a frequência (f) é dada por $(1/T)$ [9].

O conversor usado nesse trabalho é o VSI-PWM, a Figura 5 apresenta a sua estrutura interna.

Esse conversor possui um retificador não controlado a diodos, um link CC e um inversor controlado, que utiliza o método PWM de chaveamento, além de operar pelo modo de tensão imposta na entrada do bloco inversor. Utiliza como chaves IGBTs, pois neste caso se trata de um conversor de média potência.

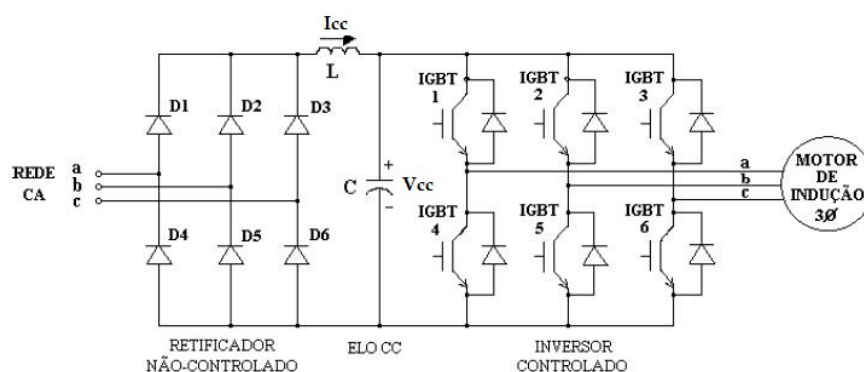


Figura 5: Estrutura de um conversor de frequência VSI-PWM [3].

1.2 Motores de Indução

Os motores de indução movimentam todo o setor produtivo industrial. Os conversores de frequência possuem outras aplicações, como fontes ininterruptas de energia, mas sua principal aplicação é realizar o controle da velocidade e torque de motores de indução.

Os motores de indução assíncronos são os equipamentos mais rudes presentes nas indústrias. Possui o estator e o rotor separados pelo entreferro. São usados em diversos tamanhos, desde pequenos motores monofásicos à grandes motores de indução trifásicos [11].

A alimentação do motor de indução trifásico é em corrente alternada. Normalmente a alimentação é feita pelo estator. Os enrolamentos do rotor podem ser de dois tipos: bobinado ou gaiola de esquilo. O rotor bobinado, menos usado, tem bobinas trifásicas no rotor e anéis coletores no eixo de forma a permitir o acesso às correntes induzidas nos enrolamentos do rotor. O rotor tipo gaiola de esquilo é composto de barramentos condutores alojados em ranhuras do rotor e curto circuitados [11]. Este tipo de enrolamento permite a construção de equipamentos bastante robustos, sendo a forma mais comum. A Figura 6 apresenta o esquema de um motor de indução em gaiola de esquilo.

Motores assíncronos são os mais utilizados e praticamente não requerem manutenção. Em termos mecânicos eles são virtualmente unidades padrão, de forma que fornecedores sempre os tem disponíveis. Por esses motivos substituíram os motores de corrente contínua[12].

O estator do motor de indução induz um campo girante de velocidade (η_s) dada em (rpm), representada pela equação (1.3)

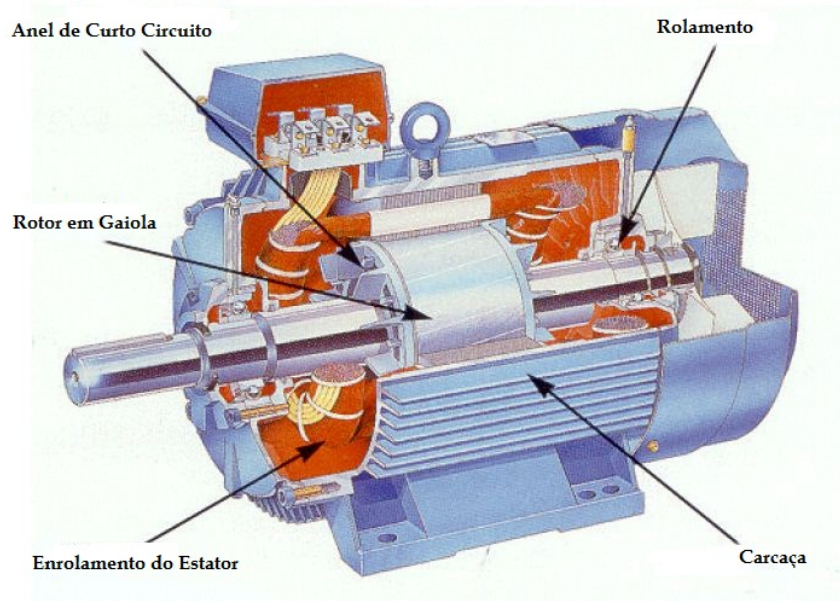


Figura 6: Vista da estrutura interna de um motor de indução assíncrono[4].

$$\eta_s = \frac{120f}{p} \quad (1.3)$$

Onde f é a frequência e p o número de pólos.

Pela análise da equação (1.3) é possível concluir que a velocidade de uma máquina de indução é diretamente proporcional a frequência da fonte de alimentação e inversamente proporcional ao número de pólos.

Outra característica de um motor de indução é que a velocidade do eixo do rotor (η), jamais atinge a velocidade do campo girante. Assim sendo, a diferença entre a velocidade do campo girante e do eixo do rotor da origem a uma constante muito utilizada: O escorregamento (s) que é definido pela equação (1.4):

$$s = \frac{\eta_s - \eta}{\eta_s} \quad (1.4)$$

É possível representar o motor de indução através de um circuito equivalente, esse circuito é representado na Figura 7, onde se pode analisar interações entre o estator e o rotor:

A tabela 1, sintetiza os parâmetros do circuito apresentado na Figura 7.

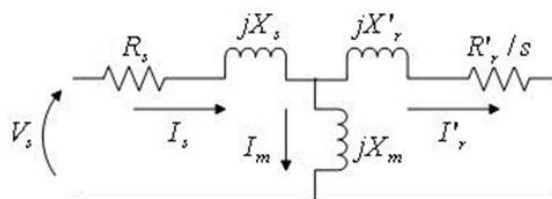


Figura 7: Circuito equivalente do motor de indução.

Tabela 1: Elementos constituintes do circuito equivalente do motor de indução.

R_s	Resistência do Estator
X_s	Reatância do Estator
X'_r	Reatância do Rotor Referida ao Estator
X_m	Reatância de Magnetização
R'_r	Resistência do Rotor Referida ao Estator
V_s	Tensão do Estator
I_s	Corrente do Estator
I'_r	Corrente do Rotor Referida ao Estator
I_m	Corrente de Magnetização

O torque desenvolvido por um motor de indução é dado pela equação (1.5):

$$T = K_m \phi_m I_r \sin(\varphi) \quad (1.5)$$

Onde K_m é uma constante de proporcionalidade, ϕ_m é o fluxo de magnetização, I_r é a corrente do rotor e φ é o ângulo de fase entre as correntes de magnetização e do rotor. Se o controle da velocidade de motores de indução for feito pela variação da frequência de alimentação, os valores de reatância indutiva do circuito equivalente do motor irão variar ($X = 2\pi fL$). Com isso, o valor da corrente de magnetização irá variar na proporção inversa, e o fluxo e o torque máximo na mesma proporção. Para que o torque permaneça constante a tensão deve variar associada à variação de frequência, de forma que a corrente magnetizante não mude e conseqüentemente o fluxo também não. A expressão (1.6) representa tal interação, onde I é a corrente estatórica do motor.

$$T \approx \frac{V_s}{f} I \quad (1.6)$$

A variação do valor eficaz da tensão aplicada ao ramo de magnetização só é possível através da variação do valor da tensão aplicada ao estator do motor, conforme mostra o seu circuito equivalente (Figura 7).

Dessa forma a velocidade do motor é controlada através da magnitude e frequência da tensão de saída. Assim, pela variação da frequência têm-se um método fácil de controle

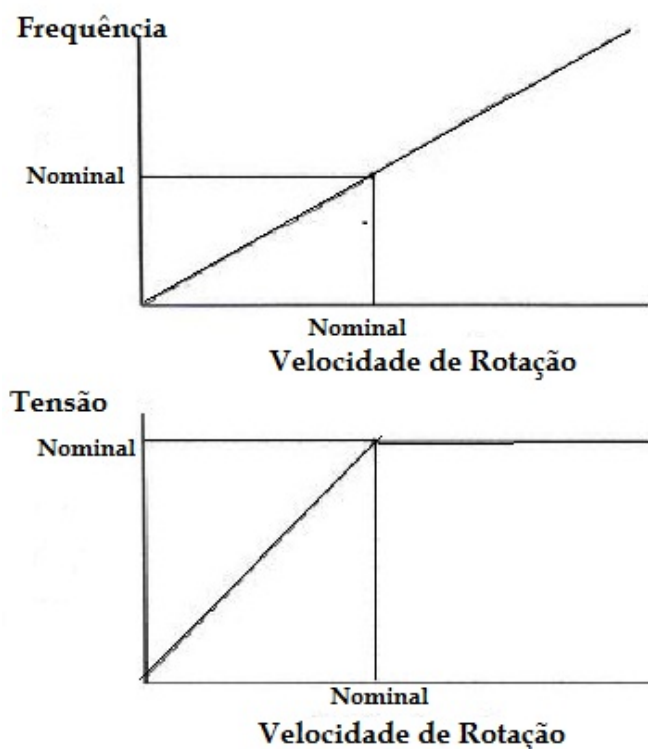


Figura 8: Voltagem e frequência como função da velocidade para um ASD (Adjustable-speed-drive) [5].

de velocidade. A frequência e amplitude da tensão do estator são plotadas na Figura 8 como função da velocidade do rotor. Pelo aumento da amplitude e frequência, o torque máximo permanece constante. Não é possível aumentar a magnitude da tensão acima do valor nominal. Mas um aumento na velocidade irá levar a uma queda rápida no torque máximo[5].

1.3 Afundamento Temporário de Tensão

1.3.1 Considerações Iniciais

Nesta seção são abordados os conceitos e as definições básicas para o entendimento deste importante distúrbio da qualidade da energia elétrica. Será abordado como e onde esse fenômeno é gerado. São descritos os tipos de afundamentos de tensão e também suas consequências. Ainda, será visto como proceder para garantir resistência de equipamentos aos afundamentos de tensão.

1.3.2 Conceitos e Definições

Segundo o IEEE (do inglês *Institute of Electric and Electronics Engineers*), através da recomendação IEEE 1159 (1995) que trata da monitoração da qualidade de energia elétrica, define um afundamento de tensão como sendo a redução do valor *rms* da tensão para um valor entre 0,1 e 0,9 p.u. durante um período de tempo compreendido entre 1/2 ciclo e 60 segundos.

Um afundamento de tensão é na maioria das vezes descrito por duas características essenciais, uma é a sua magnitude e a outra é sua duração. Entretanto a magnitude de um afundamento de tensão não é constante, devido a carga indutiva de motores presente no sistema industrial. Além da queda na magnitude, a tensão também mostra um pulso no ângulo de fase e um desbalanceamento no sistema trifásico. Assim os afundamentos de tensão que apresentam alteração no ângulo de fase são classificados como assimétricos, enquanto os que não apresentam são classificados como simétricos.

Essas características de magnitude, duração e alteração no ângulo de fase são analisadas fortemente no meio industrial. Isso ocorre pois os afundamentos de tensão são grandes vilões no sistema produtivo, devido ao grande número de interrupções no funcionamento em equipamentos, incluindo os ASD's.

1.3.3 Consequências dos Afundamentos Temporários de Tensão

Os afundamentos temporários de tensão são um grande problema a toda planta industrial. Causam muitos transtornos, desde pequenas alterações na velocidade no eixo de motores de indução à interrupção no funcionamento do mesmo pelo sistema de proteção. A intensidade deste fenômeno irá depender principalmente da duração, redução da magnitude e na alteração no ângulo de fase.

Com esse evento é gerado distúrbios na corrente, dependendo da intensidade a proteção é acionada. Em muitas situações gera uma parada rápida com a reinicialização automática do processo, porém em alguns casos o sistema não consegue o religamento automático, necessitando um religamento manual [5].

Assim sendo, os afundamentos de tensão mais sutis até os mais agressivos resultam em perdas para o sistema produtivo, pois uma pequena redução na velocidade de rotação e uma interrupção no funcionamento de um motor podem causar produtos com má qualidade [6].

1.3.4 Tipos de Afundamentos Temporários de Tensão

O conceito de tipos de afundamentos de tensão é usado para descrever as características dos diversos afundamentos que podem ocorrer em um sistema elétrico, para diferentes condições de falhas e configurações de sistemas. A classificação dos afundamentos de tensão é importante, pois os equipamentos possuem comportamentos diferentes para cada tipo. Assim sendo, segundo a duração do afundamento, o IEEE classifica os afundamentos em três categorias [13]:

- **Instantâneos:** Entre 0,5 segundos e 30 ciclos.
- **Momentâneos:** Entre 30 ciclos e 3 segundos.
- **Temporários:** Entre 3 segundos e 1 minuto.

As faltas no sistema elétrico podem ser: Trifásicas (FFF), trifásicas à terra (FFFT), bifásicas (FF), bifásicas à terra (FFT) e fase terra (FT) [13].

As faltas trifásicas e trifásicas à terra são simétricas e geram, portanto afundamentos de tensão também simétricos. Elas produzem afundamentos de tensão mais severos, contudo elas são mais raras. As faltas bifásicas, bifásicas à terra, e sobretudo, as fase-terra apresentam as maiores taxas de ocorrência, gerando afundamentos de tensão menos severos, porém desequilibrados e assimétricos [6].

Segundo [14], e como se pode ver pelas Figuras 9 e 10 a classificação e causas dos afundamentos de tensão pode ser dada da seguinte forma:

- **TIPO A:** Devido a faltas trifásicas ou a uma elevada corrente de partida de motores assíncronos. Tem-se uma queda na magnitude da tensão em todas as fases.
- **TIPO B:** Devido a uma faltas monofásica. Queda de tensão em uma fase, as outras fases não variam.
- **TIPO C:** Devido a faltas monofásicas ou fase-fase. Duas fases são afetadas em magnitude e sofrem alteração no ângulo de fase.
- **TIPO D:** Devido a faltas monofásicas ou fase-fase. Duas fases sofrem alteração na amplitude e sofrem alteração no ângulo de fase. A terceira somente sofre alteração no ângulo de fase.

Para uma falta fase-fase-terra (menos frequente), os tipos de afundamento são:

- **Tipo E:** Duas fases são afetadas em magnitude, mas a terceira fase não varia.
- **Tipo F:** Três fases são alteradas em magnitude, duas sofrem alteração no ângulo de fase.
- **Tipo G:** Três fases sofrem alteração na magnitude e duas alteração no ângulo de fase.

A Figura 9 apresenta os diagramas fasoriais dos afundamentos de tensão descritos acima. Esses afundamentos são apresentados matematicamente através da Figura 10, onde V_{sag} representa a magnitude do afundamento de tensão e V a tensão pré afundamento.

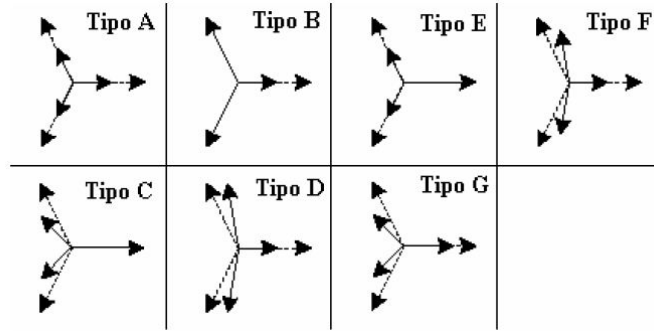


Figura 9: Diagramas fasoriais dos afundamentos de tensão [5].

Tipo	Equações	Tipo	Equações
A	$V_a = V_{sag}$	E	$V_a = V$
	$V_b = -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$		$V_b = -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$
	$V_c = -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$		$V_c = -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$
B	$V_a = V_{sag}$	F	$V_a = V_{sag}$
	$V_b = -\frac{1}{2}V - j\frac{\sqrt{3}}{2}V$		$V_b = -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{(2V + V_{sag})}{\sqrt{12}}$
	$V_c = -\frac{1}{2}V + j\frac{\sqrt{3}}{2}V$		$V_c = -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{(2V + V_{sag})}{\sqrt{12}}$
C	$V_a = V$	G	$V_a = \frac{(2V + V_{sag})}{3}$
	$V_b = -\frac{1}{2}V - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$		$V_b = -\frac{(2V + V_{sag})}{6} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$
	$V_c = -\frac{1}{2}V + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$		$V_c = -\frac{(2V + V_{sag})}{6} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag}$
D	$V_a = V_{sag}$		
	$V_b = -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V$		
	$V_c = -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V$		

Figura 10: Classificação dos afundamentos de tensão [5].

1.3.5 Origem dos Afundamentos Temporários de Tensão

Os afundamentos temporários de tensão são geralmente causados por partidas de motores de grande porte [1], energização de transformadores e ocorrência de curto-circuito na rede [5].

As faltas no sistema elétrico, sem sombra de dúvida, são a principal causa do afundamento temporário de tensão, sobretudo no sistema da concessionária, devido a existência de milhares de quilômetros de linhas áreas de transmissão e de distribuição, sujeito a toda sorte de fenômenos naturais. Curtos circuitos também ocorrem em subestações terminais de linhas e em sistemas industriais, porém com menor frequência de ocorrência [13].

Quando da ocorrência do curto-circuito, o afundamento de tensão transcorre durante o tempo de permanência da falta, ou seja, desde o instante inicial do defeito até à atuação do sistema de proteção ou à completa eliminação do defeito [5].

Considere uma carga que é alimentada por uma fonte suprida pelo disjuntor 4 como pode ser visto na Figura 11.

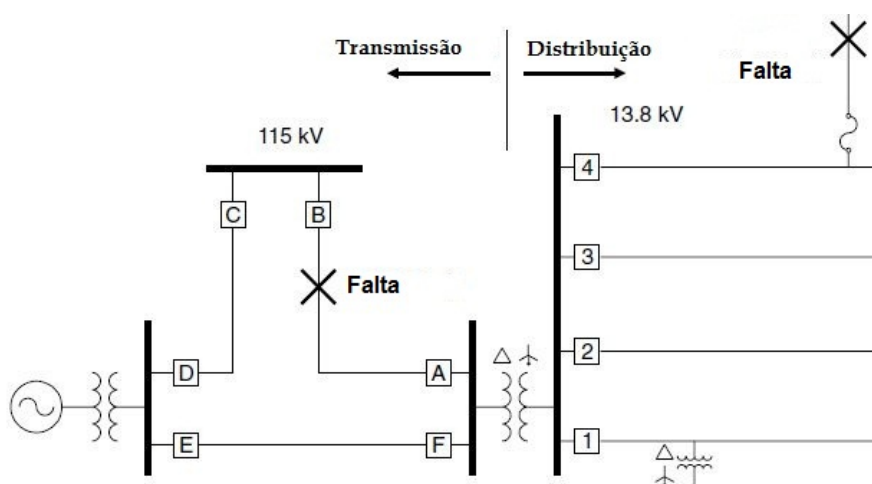


Figura 11: Localização de faltas na rede elétrica [6].

Se ocorrer uma falta no mesmo alimentador a carga irá sentir um afundamento de tensão e em seguida uma interrupção quando o disjuntor abrir para proteger o sistema. Se a falta é temporária, o disjuntor irá retornar ao estado inicial e a interrupção será temporária. Geralmente é necessário 5 ou 6 ciclos para a operação do disjuntor, durante o tempo no qual o afundamento de tensão ocorre. Após isso, o disjuntor irá permanecer aberto tipicamente por um mínimo de 12 ciclos até 5 s dependendo das práticas de serviços públicos de religamento. Equipamentos sensíveis podem ter pane durante esses eventos.

Um evento mais comum é uma falta em um dos outros alimentadores da subestação, por exemplo, uma falta no alimentador paralelo, ou uma falta em qualquer lugar no sistema de transmissão, como mostrado na figura 11 próximo ao disjuntor B. Em todos os casos o consumidor irá sentir um afundamento de tensão durante o período que a falta está acontecendo no sistema, até que os disjuntores se abriam para corrigir a falta e a tensão ser normalmente restaurada para o consumidor.

Faltas na linha de transmissão e a subsequente abertura dos equipamentos de proteção raramente causam uma interrupção para consumidores industriais devido da natureza de interconexão das redes modernas. Entretanto essas faltas causam afundamentos de tensão.

Note que para reparar a falta mostrada no sistema de transmissão de 115 kV da Figura 11, ambos os disjuntores A e B devem operar. Disjuntores da transmissão irão tipicamente agir em 5 ou 6 ciclos [6]. Neste caso existem duas linhas suprindo a distribuição da subestação e somente uma tem uma falta. Portanto, consumidores alimentados por uma subestação devem esperar ver somente um afundamento e não uma interrupção.

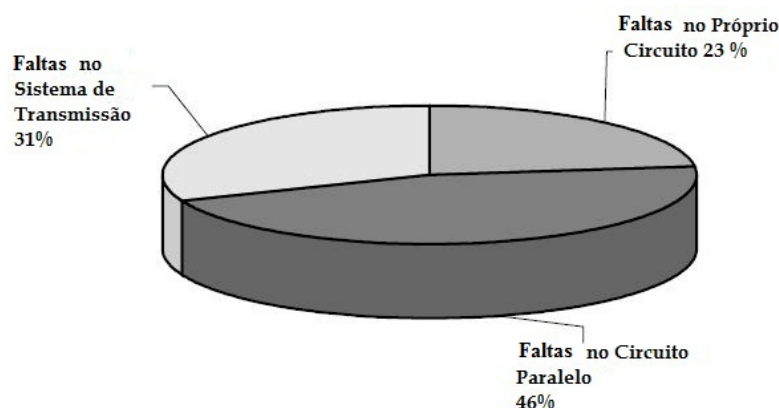


Figura 12: Exemplo de localização de faltas que causaram erros de operação em equipamentos de produção em uma planta industrial [6]. .

Qualquer um desses locais de falta, seja na distribuição ou transmissão, podem causar mau funcionamento em instalações. Os problemas decorrentes no evento das faltas em sistemas de transmissão e de distribuição irão depender das características dos sistemas e a sensibilidade dos equipamentos aos afundamentos de tensão. A Figura 12, mostra um estudo de eventos de colapsos que causaram avarias em um cliente industrial. Vale notar que somente 23 % das faltas ocorrem no próprio circuito, o restante ocorrem na linha de transmissão e nos circuitos paralelos. Isto ilustra a importância de entender a performance dos afundamentos de tensão em sistemas e a sensibilidade de equipamentos a esses eventos.

1.4 Harmônicos

Harmônicos são produzidos por equipamentos não lineares no sistema de potência. Um aparelho não linear é aquele no qual a corrente não é proporcional a tensão aplicada, ou seja, enquanto a tensão aplicada é perfeitamente senoidal, a corrente resultante é distorcida. A Figura 13 ilustra que a distorção da onda pode ser representada como a soma de várias ondas senoidais de diferentes frequências.

Quando a forma de onda é idêntica de ciclo à ciclo ela pode ser representada como um somatório de várias senoides, no qual a frequência dessas senoides são múltiplos inteiro da frequência da forma de onda distorcida. Com a serie de Fourier as componentes harmônicas podem ser analisadas separadamente [5].

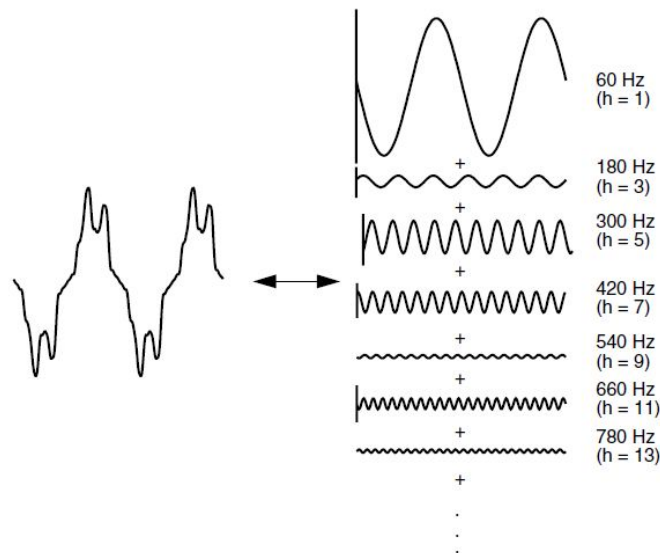


Figura 13: Análise de harmônicos para um forma de onda distorcida [5].

Quando se trabalha com harmônicos deve-se especificar onde estão presentes, na corrente ou tensão, para que se possa interpretar corretamente o fenômeno.

O motor de indução submetido a uma tensão PWM, proveniente de um inversor de frequência, estará sujeito a tensões e correntes harmônicas.

Para analisar o efeito da distorção harmônica é utilizado a Distorção Harmônica Total (*THD* do inglês *Total Harmonic Distortion*), que representa o valor efetivo da distorção harmônica. O *THD* pode ser calculado para tensão e corrente. Logo, quanto maior esse índice maior é o efeito dos harmônicos ao sistema estudado [5]. A equação (1.7) mostra como calcular o THD de um sinal.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum M_h^2}}{M_1} \quad (1.7)$$

Onde M_h é o valor *rms* da componente harmônico h do sinal M e M_1 o componente fundamental do sinal M .

A recomendação IEEE Std519/1992, intitulado *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems* recomenda limites de THD para sistemas com tensão ≤ 69 kV aceitáveis. Porém não existe normalização específica quanto aos valores limites de distorção de tensão e corrente sobre as harmônicas na saída do conversor de frequência [10].

As componentes harmônicas são classificadas pela sua seqüência, assumindo $k = 0,1,2,3,\dots$, podem ser obtidas as seqüências: 1) harmônicos de seqüência positiva, são de ordem $h = 3k+1$; 2) harmônicos de seqüência negativa, são de ordem $h = 3k+2$; e 3) harmônicos de seqüência zero ou componentes CC, são de ordem $h=3k+3$. Em muitos casos diferentes ordens podem provocar diferentes respostas em um mesmo sistema [12].

Muita das vezes para solucionar problemas relacionados a harmônicos é comum utilizar filtros sintonizados de maneira a cortar harmônicos com frequência específicas. Muitas da vezes o link CC ajuda a filtrar algumas componentes harmônicos. Porém para casos específicos é preciso configurar filtros passivos de saída para de modo estratégico filtrar os harmônicos de maior amplitude causadores de danos ao sistema [5].

1.4.1 Ferramentas de Análise de Componentes Harmônicos de Sinais

1.4.1.1 Transformada Discreta de Fourier

A DFT (do inglês *Discrete Fourier Transform*) de uma seqüência discreta de tamanho N é definido por (1.8) essa é uma das ferramentas de processamento de sinais mais utilizadas para análise harmônica, fornecendo uma maneira de análise eficiente e de baixo custo computacional.

$$X[k] = \sum_{m=0}^{N-1} x[m]e^{-j*2*\pi*k*m/N} \quad (1.8)$$

Onde $k=0,1 \dots N-1$

N é o tamanho da janela adotado e k se refere a ordem da componente harmônica do

sinal.

A DFT quando aplicada a análises computacionais é transformada em uma forma mais eficaz, a Transformada Rápida de Fourier, (FFT do inglês *Fast Fourier Transform*), onde a apresentação do espectro harmônico do sinal é geralmente feito em gráfico de barras ou de um gráfico em resposta em magnitude. Como o sinal é estacionário é possível analisar seu conteúdo harmônico.

Satisfazendo o teorema da amostragem de Nyquist [12], a DFT pode ser empregada em uma janela deslizante de dados. Desta forma reescrevendo a equação (1.8) chega-se a nova equação (1.9). Utilizando a equação (1.9) é possível analisar o conteúdo harmônico de um sinal ao longo do tempo, onde o tamanho da janela é N e deve compreender números inteiros do período da componente fundamental.

$$X[k, n] = \sum_{m=0}^{N-1} x[n-m] e^{-j2\pi k m / N} \quad (1.9)$$

Onde $k=0,1,\dots,N-1$

A partir da teoria de Fourier é possível analisar os componentes harmônicos de um sinal que satisfaça o teorema da amostragem. Aplicando a (1.8) em um determinado número de ciclos de um sinal, estando o sinal em regime permanente é possível extrair suas componentes harmônicas. Veja um exemplo apresentado na Figura 14 de uma análise de um sinal discreto adotando-se uma janela de um período e $N = 16$, note que o resultado da DFT em um instante n_0 é calculado utilizando-se o ponto atual $x[n_0]$, e os $N-1$ pontos anteriores.

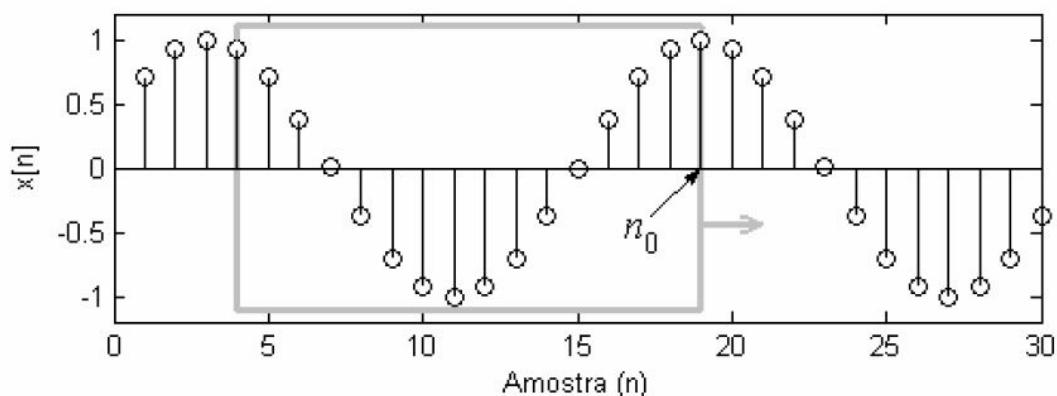


Figura 14: Obtenção da DFT a partir do janelamento de um ciclo do sinal [7].

A utilização da janela deslizante com passo de uma amostra permite uma formulação

de (1.9) muito mais eficiente em termos de números de operações aritméticas. Trata-se de um expressão recursiva da DFT, onde o k-ésimo harmônico no instante n é dado por (1.10).

$$X[k, n] = C * \{X[k, n - 1]e^{j*2*\pi*k/N} + (x[n] - x[n - N]) * e^{j*2*\pi*k/N}\} \quad (1.10)$$

$k=1,2,\dots,N/2$

A constante C é usada para corrigir o valor da amplitude da DFT para o seu valor real, C é igual a $1/N$ para $k=N/2$ e igual a $2/N$ para os demais valores.

A frequência das componentes obtidas pela DFT da equação (1.10) depende unicamente do tamanho das janelas. Por exemplo, a componentes de ordem k no instante n é dada por $X[k,n]$, tem frequência dada por:

$$f_k = \frac{k}{N * T_s} \quad (1.11)$$

$k=2,3 \dots N/2$

O período de amostragem T_s depende de quantos pontos por ciclo o sinal é amostrado. Assim sendo considerando-se um sinal de frequência fundamental amostrado com L pontos por ciclo, ou seja, utilizando-se uma frequência de amostragem de $f_s=L*f_0$, o período de amostragem T_s é dado por $T_s=T_0/L$. Reescrevendo a equação 1.11 tem-se a equação 1.12.

$$f_k = \frac{k}{N * (\frac{T_0}{L})} \quad (1.12)$$

$k=2,3 \dots N/2$

Se o tamanho da janela para o cálculo da DFT for igual ao número de pontos por ciclo do sinal ($N=L$), é fácil perceber que 1.12 se reduz a $f_k = k * f_0$ adotando-se $k=1$ neste exemplo, nota-se que a frequência $f_1=f_0$ onde a componente de ordem $k=1$ corresponde a componente fundamental do sinal. Se o sinal de entrada possui unicamente essa componente e seus harmônicos, a DFT extrai com exatidão todas as senoides, já que as frequências $f_1, f_2 \dots f_{N/2}$ são equivalentes, exatamente e respectivamente a $f_0, 2 * f_0 \dots (N/2) * f_0$.

Se a janela utilizada contiver dois componentes inteiros da componente fundamental ($N=2*L$) é fácil mostrar que o resultado da DFT para $k=1$ é relativo a uma componente de frequência $f_0/2$. Com esse tamanho de janela, portanto, a componente fundamental f_0

é fornecida pelo termo de ordem $k=2$ da DFT. Nestes dois casos foi visto que as ordens das frequências obtidas por 1.12 são múltiplas da componente fundamental do sinal e nestes casos é dito que o sinal passou por uma amostragem síncrona.

Da exposição precedente, pode-se estabelecer que o tamanho da janela é fator determinante na resolução em frequência da DFT. Assim

$$R = \frac{f_0}{N_c} \quad (1.13)$$

Onde o termo N_c na equação 1.13 é o número de ciclos da componente fundamental da janela a ser analisada. Quanto maior este parâmetro, melhor a resolução na frequência e, portanto maior o número de componentes que podem ser extraídas.

O método de decomposição das frequências múltiplas da frequência fundamental utilizando a DFT é um bom método para analisar as componentes harmônicas de um sinal, mas se alguns critérios não forem obedecidos essa análise pode possuir erro.

A frequência do sinal analisado não pode conter variações de frequências Δf Hz resultando em uma amostragem denominada assíncrona. Caso isso ocorra os componentes harmônicos não mais estarão sincronizados com a componente f_k da DFT [7].

Esse método pode encontrar muito bem as componentes harmônicas para um número determinado de ciclos, porém não pode ser aplicado em condições de transitórios e fenômenos como afundamentos de tensão, pois nessas ocasiões ocorrem variações de frequências abruptas. Assim ficando limitado a condições em que o sinal está em regime permanente. Dessa forma outro método deve ser aplicado para condição de fenômenos relacionado a qualidade de energia, que permita analisar como as componentes harmônicas variam no decorrer do tempo.

1.4.1.2 O Método da Decomposição e Reconstrução de Sinais Utilizando a DFT de Janelas deslizantes

Em muitas aplicações é importante conhecer como os harmônicos de um sinal como tensão ou corrente variam no decorrer do tempo, com essa finalidade a técnica conhecida como decomposição de sinais é muito útil. Essa técnica utiliza a *DFT* recursiva de janelas deslizantes (*SWRDFT* do inglês *Sliding – Window Recursive DFT*) e um gerador digital de senos e cossenos para decomposição e reconstrução dos harmônicos, permitindo a visualização de cada um de forma independente.

A *SWRDFT* é gerada através da (*STFT* do inglês *Short–Time Fourier Transform*)

que utiliza filtros de coeficientes complexos para gerar um sinal de saída, o qual a magnitude corresponde à amplitude da componente harmônica na faixa de frequência do filtro. Neste contexto uma janela retangular é aplicada na $STFT$, gerando um algoritmo de baixa complexidade computacional, obtendo assim a DFT de janelas deslizantes ($SWRDFT$). Dessa forma esta ferramenta mostra no decorrer do tempo à forma de onda de uma componente harmônica por vez, possibilitando notar as oscilações em diversas condições transitórias como sobre-tensões, curto circuitos ou afundamento das componentes harmônicas do sinal [8].

Matematicamente a DFT de janelas deslizantes pode ser expressa por 1.14 e 1.15:

$$X_{STFT}(e^{j\omega}, n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[n-m]v[m]e^{-j\omega*m} \quad (1.14)$$

$$\omega_0 = \frac{2 * \pi * f_0}{f_s} \quad (1.15)$$

Onde o sinal de entrada é $x[n]$ e a janela selecionada é $v[m]$, ω_0 é a frequência normalizada e f_s é a frequência de amostragem. Para analisar a harmônica de interesse basta especificar a ordem de interesse h , conforme descrito em (1.16) onde N é o tamanho da janela selecionada.

$$\omega_h = \frac{2 * \pi * h}{N} \quad (1.16)$$

De outra maneira, a equação (1.14) pode ser interpretada como a convolução do sinal de entrada e a resposta ao impulso de um filtro passa-faixa centrado na frequência ω_h seguido por uma modulação, conforme mostra a equação (1.17) e também como pode ser visualizado na Figura 15.

$$X_{STFT}(e^{j\omega_h n}) = e^{-j\omega_h n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]v[n-m]e^{j\omega_h(n-m)} \quad (1.17)$$

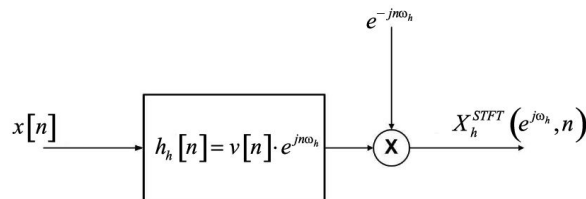


Figura 15: Caracterização da aplicação da DFT de janelas deslizantes [8].

O sinal de entrada $x[n]$ é filtrado por um filtro passa-faixa e deslocado de ω_h , sendo

a função da janela deslizante uma função real $v[n]$, a resposta ao impulso do filtro será complexa. Desta forma o resultado final do processo de filtragem e modulação é um sinal exponencial complexo, com isso é possível extrair a amplitude e fase do sinal, obtendo o ângulo de fase e amplitude do sinal de saída.

A janela retangular para esse tipo de aplicação oferece o menor esforço computacional, porque usando essa janela a equação (1.14) pode ser reescrita de forma recursiva tornando a STFT uma excelente ferramenta para ser computada em tempo real.

Para obter os componentes em fase Y_{C_h} e em quadratura Y_{S_h} do sinal é utilizada a forma retangular ou trigonométrica da Serie de Fourier. Essa forma é expressa pelas equações (1.18) à (1.20).

$$x[n] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N Y_{C_h} * \cos[\omega_h * n] - Y_{S_h} * \sin[\omega_h * n] \quad (1.18)$$

$$A_h[n] = \sqrt{Y_{C_h}^2 + Y_{S_h}^2} \quad (1.19)$$

$$\Theta[n] = \tan^{-1}\left(\frac{Y_{S_h}}{Y_{C_h}}\right) \quad (1.20)$$

Com a janela retangular é possível obter os termos Y_{C_h} e Y_{S_h} do sinal de forma recursiva, conforme é visto na equação (1.21) e (1.22).

$$Y_{C_h} = Y_{C_h}[n - 1] + (x[n] - x[n - m]) * \cos[\omega_h * n] \quad (1.21)$$

$$Y_{S_h} = Y_{S_h}[n - 1] + (x[n] - x[n - m]) * \sen[\omega_h * n] \quad (1.22)$$

Para realizar a decomposição harmônica deve ser feita uma reconstrução do sinal extraído, isso é feito utilizando as equações de (1.18) à (1.20) utilizando um gerador digital de senos e cossenos, que podem ser representados como um conjunto de equações recursivas como pode ser visto em (1.23) e (1.24)

$$s_1[n] = \cos(\omega_h) * s_1[n - 1] + (\cos(\omega_h) + 1) * s_2[n - 1] \quad (1.23)$$

$$s_2[n] = \cos((\omega_h) - 1) * s_1[n - 1] + \cos(\omega_h) * s_2[n - 1] \quad (1.24)$$

Onde $s_1[n]$ é a função seno e $s_2[n]$ é a função cosseno, o termo $\cos(\omega_h)$ é calculado de

acordo com a frequência do harmônico a ser analisado. Os senos e cossenos gerados são utilizados em todo o processo. A Figura 16 mostra como o sinal é decomposto.

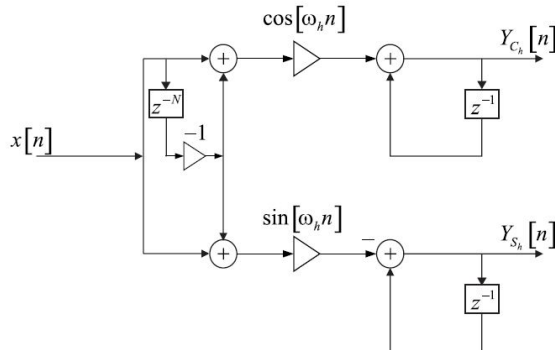


Figura 16: Estrutura para decompor o sinal de entrada e obter os componentes em quadratura [8].

Os estados iniciais de s_1 e s_2 devem ser ajustados de forma adequada de forma a gerar a fase que deseja-se obter os senos e cossenos. Para isso as equações (1.25) e (1.26) devem ser atendidas corretamente.

$$(s_1[n-1])^2 + (s_2[n-1])^2 = 1 \quad (1.25)$$

$$\Theta = \tan^{-1}\left(\frac{s_1[n-1]}{s_2[n-1]}\right) \quad (1.26)$$

Utilizando o gerador de senos e cossenos e as equações (1.21) à (1.25) é possível obter os harmônicos de interesse do sinal, como pode ser visto na Figura 17.

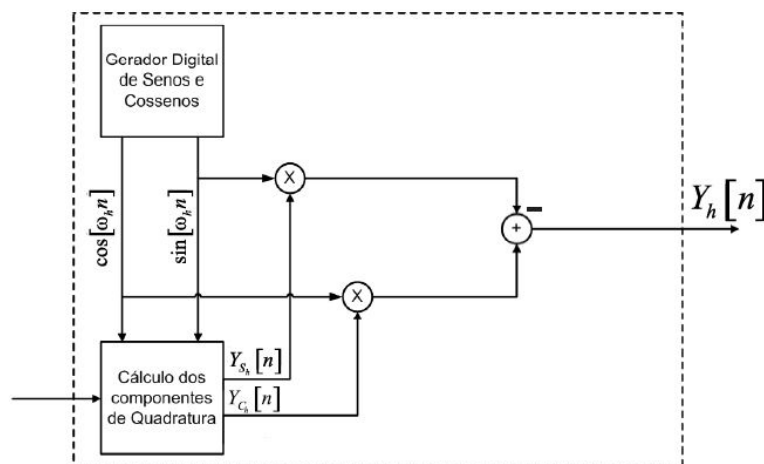


Figura 17: Núcleo utilizado na DFT-Sliding Window para obtenção das componentes harmônicas.

Esse núcleo é utilizado para a obtenção de somente um componente harmônico por

vez, pois o núcleo é limitado pela frequência da respectiva ordem do harmônico wh . Para obter N componentes harmônicas são necessários N núcleos. Outro fato importante é que em todo o processo os senos e cossenos gerados no gerador digital são utilizados, como pode ser visto nas Figuras 16 e 17.

As principais vantagens que se podem destacar deste processo de decomposição e reconstituição utilizado na *DFT-Sliding Window* são: Não existe atraso de fase no sinal de saída; baixo esforço computacional; Transitório da decomposição é de apenas um ciclo da componente fundamental [8].

Porém durante o processo é preciso que a janela de dados contenha ciclos inteiros do sinal de entrada, ou seja, a amostragem deve ser síncrona e a presença de inter-harmônicos pode gerar estimativas e decomposições incorretas, pois afetam os harmônicos seguintes.

Outro fato é que o processo de construção da componente harmônica necessita de um ciclo para que o sinal possa ser ajustado e gerar resultados confiáveis. Assim sempre é visto deformidades nos instantes iniciais.

2 Materiais e Métodos

2.1 Montagem da Simulação

Utilizando o software PSIM, foi montado um sistema de controle de um motor de indução, através de um conversor de frequência VSI-PWM. A montagem pode ser vista na figura 18.

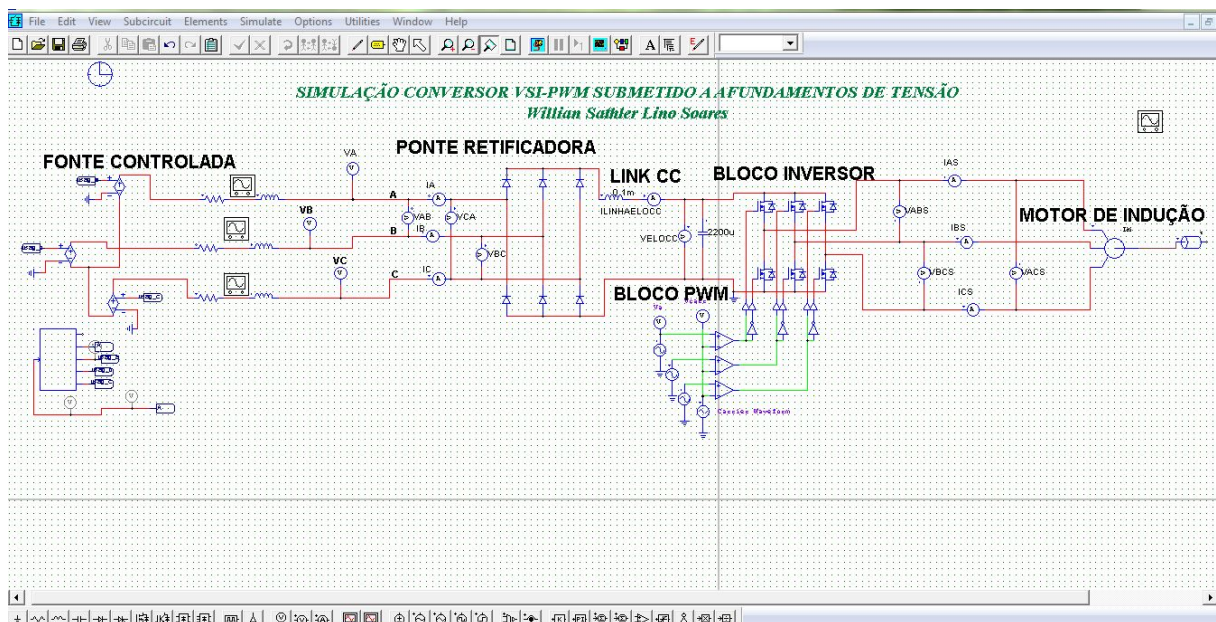


Figura 18: Montagem do Conversor de Frequência VSI-PWM no PSIM.

Para efetuar as simulações foram considerados:

O sistema de alimentação CA, com tensão eficaz de linha V_L igual a 220V com ligação em estrela, e impedância interna constituída de resistência de $0,7 \Omega$ e indutância de $0,001 \text{ mH}$.

Ainda um conversor de frequência do tipo VSI com sistema de controle PWM senoidal, 2,7kVA, frequência de chaveamento de 2440 Hz, indutância no elo CC de $0,1 \text{ mH}$ e capacitância de $2200 \mu\text{F}$.

Um motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo, com características construtivas descritas pela Tabela 2.

Tabela 2: Características do motor de indução utilizado nas simulações .

Resistência do Estator	3,29 (Ω)
Reatância do Estator	2,87 (Ω)
Reatância do Rotor Referida ao Estator	2,91 (Ω)
Reatância de Magnetização	85,45 (Ω)
Resistência do Rotor Referida ao Estator	2,91 (Ω)
Tensão nominal	220 V
Número de Pólos	4
Frequência Nominal	60 (Hz)
Potência Nominal	1,5 (kW)
Conjugado Nominal	7,9 (N.m)
Tipo de Carga	Torque Constante

2.2 Análise de Afundamento de Tensão

A plataforma de simulação PSIM possui uma vasta gama de ferramentas, entre essas foi usado uma fonte de alimentação controlada que reduz a magnitude da tensão de fase pelo intervalo de tempo desejado. Com isso os afundamentos de linha foram gerados e conseqüentemente inseridos na entrada do conversor de frequência. Os afundamentos analisados foram os do tipo A e C.

Para realizar a análise do decaimento da magnitude e defasamento do ângulo de fase da tensão e assim classificar os afundamento foi elaborado um código no software de aplicação . A plataforma de simulação PSIM é interativa permitindo criar arquivos que podem ser salvos e utilizados em outros softwares de aplicação.

Com as formas de onda geradas a partir das simulações envolvendo os afundamento de tensão na estrutura do conversor de frequência foi possível analisar o que ocorreu antes, durante e depois do afundamento de tensão. Possibilitando interpretar como as partes constituintes do conversor de frequência são afetadas. Assim os ítems listados abaixo foram analisados.

1. Tensões e correntes de entrada do conversor de frequência.
2. Tensão e corrente no Link CC.
3. Tensões e correntes de saída do conversor de frequência.

2.3 Análise de Harmônicos

A análise de harmônicos foi dividida em três partes.

1. Análise a partir de gráfico de barras dos harmônicos gerados na corrente de entrada do conversor em condição de regime permanente.
2. Análise do THD a partir da variação da frequência da tensão de saída do conversor e do torque imposto a carga.
3. Análise de harmônicos em condição de afundamento de tensão.

Todas as análises foram feitas na corrente de entrada do conversor, devido ao fato que é a corrente que caracteriza o tipo de carga imposta na rede. Conforme o tipo de carga, diferentes tipos de harmônicos são gerados e os harmônicos podem ser tratados como fontes de corrente no ponto de sua geração fluindo para a fonte de alimentação [5].

Inicialmente a análise foi feita com a alimentação do conversor em regime permanente, sem afundamentos de tensão. Neste caso foi desenvolvido um código no software de aplicação de que aplica a DFT em uma janela definida e retira as componentes harmônicas do sinal até a 25° ordem, gerando um gráfico de barras que permite visualizar a magnitude e a ordem dos harmônicos.

Testes foram feitos variando o torque imposto no eixo do motor de indução e posteriormente a frequência da tensão de entrada no motor com o objetivo de analisar a THD no sinal de corrente de entrada do conversor de frequência. Um algoritmo foi feito no software de aplicação que permite estimar a THD .

O torque imposto no eixo do motor foi progressivamente reduzido até 10 % do valor nominal. Neste caso a frequência de alimentação do motor permaneceu fixa em 60 Hz e a magnitude de alimentação do motor fixa em 220 V.

A frequência de alimentação do motor de indução foi variada para valores menores e maiores que a nominal. Neste caso a magnitude da tensão de alimentação permaneceu fixa em 220V e a carga no eixo do motor permaneceu constante com valor igual ao nominal.

Para realizar a análise dos harmônicos variantes no tempo foi desenvolvido um código no software de aplicação utilizando os conceitos de decomposição e reconstrução de sinais a partir da DFT de janelas deslizantes, permitindo estudar as interações harmônicas na presença de afundamento de tensão.

3 Resultados e Discussões

3.1 Análise das Simulações das Componentes Harmônicas em Regime Permanente

A análise do sinal simulado iniciou no ciclo 3 e percorreu 3 ciclos. A Figura 19 apresenta o resultado encontrado para a fase A do sinal de corrente. Esse resultado é para o sinal em regime permanente, onde utilizou-se o método da DFT a partir de janelas fixas com os harmônicos até a 25° ordem.

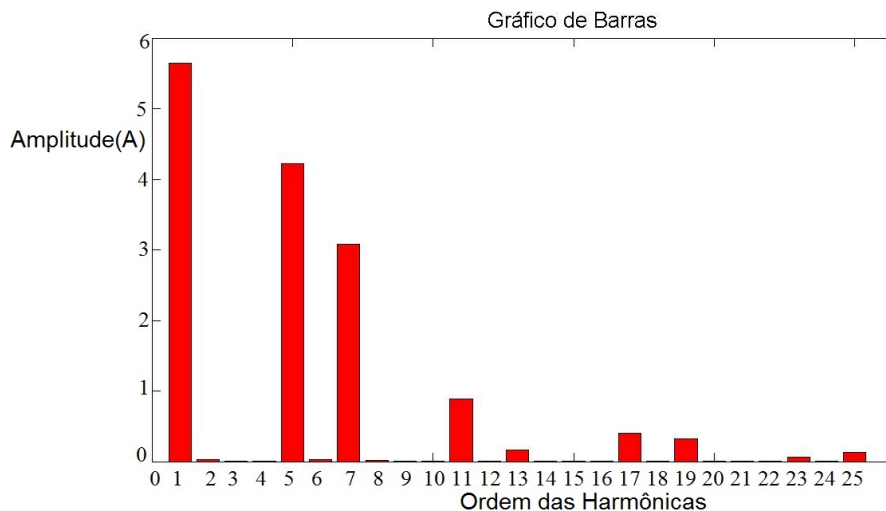


Figura 19: Gráfico de barras das componentes harmônicas do sinal de corrente de entrada da fase A.

A componente de primeira ordem, 60 Hz apresenta magnitude de 5,6 A, devido à elevada frequência de chaveamento é observado harmônicos de sequência positiva e negativa. O harmônico de 5° ordem de sequência negativa possui 4,2 A de amplitude 74,64% da fundamental, o harmônico de 7° ordem de sequência positiva possui magnitude é de 3,1 A 54,96% da fundamental e harmônico 11° de sequência negativa com 0,9 A 15,95% da fundamental são os que mais se destacam. Também existem outros como o 13°, 17°, 19° entre outros, porém com amplitudes muito baixas. Nota-se que as harmônicas triplas,

ou de sequência zero não possuem amplitudes significativas. Segundo [5] os conversores VSI-PWM trifásicos não injetam harmônicos de sequência zero na rede e os harmônicos de 5° e 7° ordem são que possuem maior amplitude, como pode ser visto no gráfico de barras da Figura 19.

O *THD* registrado durante esse período de tempo foi de 94,67%, considerado elevado, demonstrando portanto a forte influência de harmônicos. A geração destes harmônicos é devido à alta frequência de chaveamento dos IGBTs.

3.2 Análise do *THD* e da Carga Imposta no Eixo do Motor de Indução

Com o conversor de frequência entregando os parâmetros nominais ao motor de indução, a carga no eixo do motor foi variada e o *THD* foi coletado em cada caso. A Tabela 3 apresenta esse resultado.

Tabela 3: Variação do *THD* com a carga imposta no eixo do motor de indução.

(%) da Carga Nominal	THD(%)
100	94,6
90	94,6
80	94,5
70	94,4
60	94,3
40	116,4
30	126,2
20	139,0
10	159,9

Nota-se que a medida que a carga é reduzida o índice de distorção harmônica aumenta, devido ao fato que a medida que a carga diminui a componente fundamental cai porém a amplitude dos harmônicos não caem na mesma proporção causando um aumento na *THD*.

Quando se reduz a carga no eixo do motor a curva de magnetização do motor varia, provocando a mudança na corrente da máquina [11], provocando o efeito visto acima.

3.3 Análise do THD e da Frequência da Tensão de Saída

Neste caso a frequência da tensão de saída foi variada, simulando a variação em um inversor de frequência, e o THD foi coletado. A amplitude da tensão de saída foi mantida no valor nominal. A Tabela 4 apresenta os resultados obtidos.

Tabela 4: Variação da THD com a frequência da tensão de saída.

Frequência Hz	THD(%)
10	125,9
20	119,9
30	107,93
40	79,63
50	87,3
60	94,5
100	117,9
120	127,2
140	135,1
180	148,7
220	159,6

A velocidade de rotação do eixo do motor se relaciona com a frequência da tensão de alimentação e assim para velocidades maiores o THD é grande e para velocidades muito baixas também. Assim para que o THD possua valores menores é necessário operar a máquina próximo a sua velocidade nominal 1800 rpm.

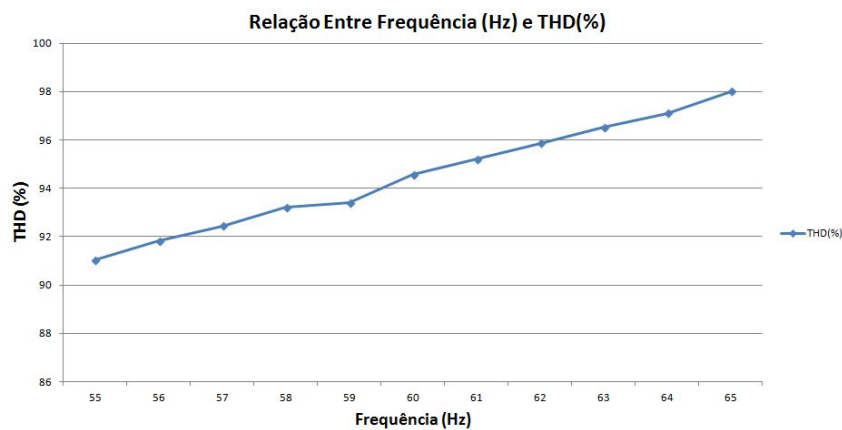
Levando em consideração que em conversores de frequência o valor de frequência da tensão de saída normalmente fica entre 55 Hz e 65 Hz. Outra tabela foi coletada medindo o THD em intervalos de 1 Hz dentro deste intervalo. Essa Tabela é a 5 apresentada a seguir.

A Figura 20 apresenta o gráfico que apresenta os dados da Tabela 5

A frequência de menor THD é a de 55 Hz e a medida que a frequência cresce esse índice também cresce, porém a diferença entre o maior valor e o menor é de 7,02 % uma variação não muito grande. Desta maneira é visto que para a faixa em que o conversor normalmente opera a melhor escolha da frequência da tensão de saída é de 55 Hz.

Tabela 5: Variação da THD com a frequência da tensão de saída.

Frequência (Hz)	THD(%)
55	91,02
56	91,81
57	92,44
58	93,20
59	93,40
60	94,56
61	95,20
62	95,86
63	96,56
64	97,10
65	98,00

Figura 20: Gráfico do THD pela frequência correspondente ao intervalo de 55 Hz a 65 Hz.

3.4 Análise do Conversor de Frequência VSI PWM Submetido a Afundamentos de Tensão

3.4.1 Afundamento de tensão do Tipo A

O afundamento do tipo A trifásico é caracterizado como um afundamento nas três tensões de linha sem alteração no ângulo de fase. Utilizando a fonte controlada de tensão, as tensões nas três fases da fonte de alimentação sofreram uma redução para 70% de seu valor nominal, resultando em um afundamento nas três tensões de linha. Isso ocorreu por um intervalo de tempo de 6 ciclos ou 0.1 segundos o que caracteriza um afundamento de tensão instantâneo.

3.4.1.1 Comportamento da Tensão e Corrente de Entrada no Conversor

As formas de onda das tensões de linha de entrada são apresentadas na Figura 21.

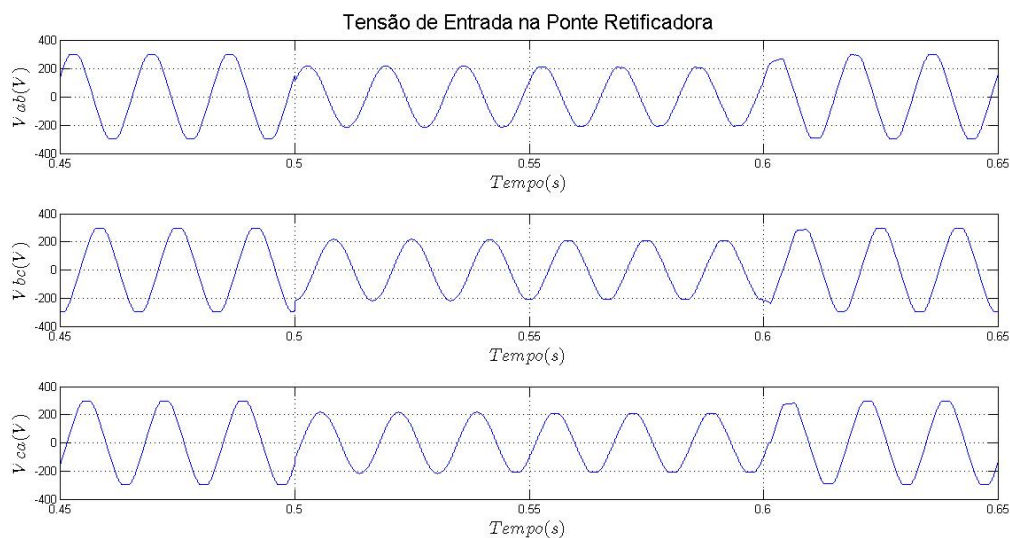


Figura 21: Tensões de entrada no conversor de frequência com afundamento tipo A

Com o código desenvolvido no software de aplicação para determinar a variação da amplitude e ângulo de fase das tensões de linha foram elaboradas as Tabelas 6 e 7.

Tabela 6: Características da amplitude das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.

Tensões de Linha	Antes (V)	Durante (V)	Queda Percentual (%)
V_{AB}	294,96	207,48	29,65
V_{BC}	294,96	207,79	29,65
V_{CA}	295	207	29,85

A Tabela 7 apresenta os resultados para a defasagem dos ângulos de fase para o afundamento de tensão do tipo A.

Tabela 7: Ângulo de fase das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.

Tensões de Linha	Antes	Durante
Entre V_{BC} e V_{AB} (Graus)	-120°	-118°
Entre V_{BC} e V_{CA} (Graus)	119°	120°

Todas as três tensões apresentaram redução na amplitude de 29 % e as tensões de linha sofreram uma redução muito pequena no ângulo de fase. Desta forma pode-se caracterizar esse afundamento de tensão como do tipo A.

A corrente de entrada no conversor de frequência pode ser vista na Figura 22.

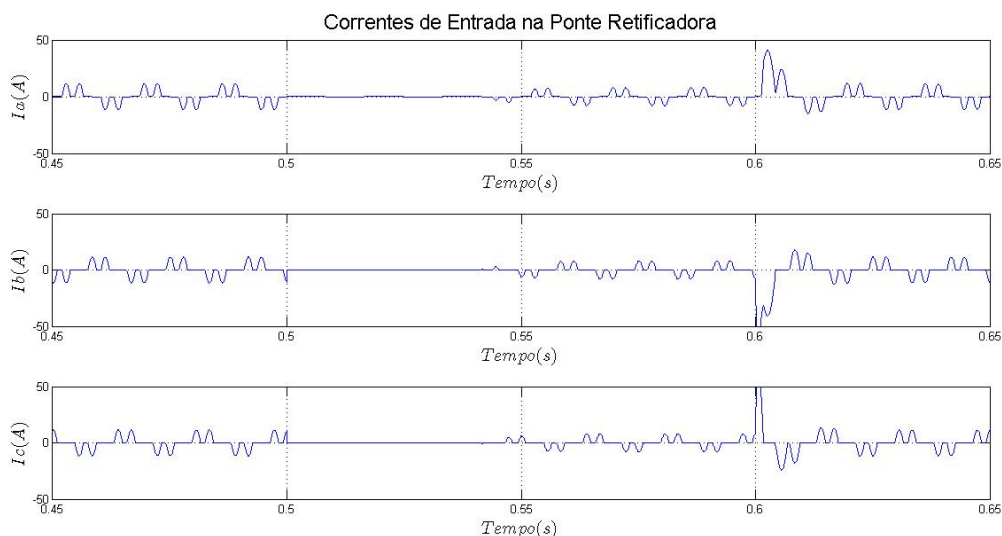


Figura 22: Tensões de entrada no conversor de frequência com afundamento tipo A

O valor da corrente de entrada é de $15A$ e no instante do afundamento de tensão, em 0,5 segundos pode ser visto que a corrente nas três fases vão para zero e permanecem em zero durante 0,05 segundos. Em seguida a corrente apresenta picos de pequena magnitude, e no instante do fim do afundamento, em 0,6 segundos pode ser visto uma grande elevação no valor da corrente, próximo de $50 A$ uma elevação de 333,33 % do valor inicial da corrente. Essa elevação da corrente no fim do afundamento, segundo [3] pode provocar a atuação do sistema de proteção e a interrupção no funcionamento do inversor e do motor de indução.

3.4.1.2 Comportamento da Tensão de Entrada no Link CC

As formas de onda de tensão e corrente observadas no elo CC a partir do software PSIM são apresentadas na Figura 23:

Nota-se que os picos observados ocorrem em pontos específicos em ambas as simulações. O valor de tensão no instante de 0,45s é aproximadamente 300V e no instante 0,5s, no início do "voltage sag", o valor de tensão começa a cair e em 0,55s a tensão estabiliza e assume um valor fixo próximo a 200V equivalente a 66,66% do valor em regime permanente. No fim do "voltage sag", em 0,6s a tensão cresce exponencialmente e em 0,62s assume o valor inicial.

A forma de onda da corrente em 0,5s vai para zero e próximo a 0,54s volta, porém com um pico de amplitude um pouco menor. No fim do afundamento 0,6s é visto um pico de corrente, que vai a $60 A$ de pico, 600% do valor de pico da corrente em regime

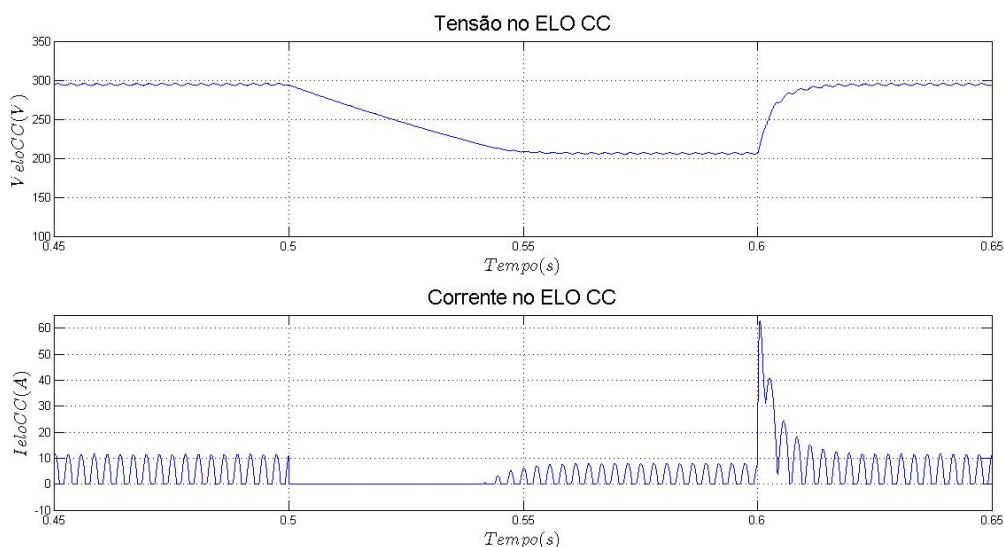


Figura 23: Tensão e corrente observadas na saída do retificador.

permanente, causada pelo retorno do valor inicial da alimentação. Esse pico pode causar mau funcionamento ou danificar a estrutura do link CC.

O filtro LC, no instante do início do decaimento da tensão atuou impedindo que a tensão caísse abruptamente, pois o capacitor segurou o nível de tensão, protegendo o inversor e o motor. Porém o pico de corrente observado no fim do afundamento foi aumentado pela atuação do indutor, que intensifica a atuação deste evento. Porém ajuda a reduzir os picos de corrente nos diodos da ponte retificadora, que diminui a fadiga, aumentando a vida útil.

3.4.1.3 Comportamento da Tensão e Corrente na Saída do Conversor

A Figura 24 mostra as tensões de linha na saída do inversor de frequência:

Neste caso o conversor de frequência possui o sistema PWM configurado para fornecer a frequência nominal e a magnitude nominal da tensão de saída. Inicialmente o valor da tensão de linha era de 298V e durante o distúrbio caiu para 209V, valor correspondente a 70 % do valor inicial. Os efeitos do afundamento na alimentação são repassados também para o motor de indução, o que pode alterar o torque, ou a velocidade de rotação do motor de indução.

A corrente de saída do conversor é mostrada na Figura 25.

A corrente de saída do conversor apresentou um decaimento durante a ocorrência do evento, de 16 A para 12 A, ou seja um afundamento de 75%, porém não apresentou

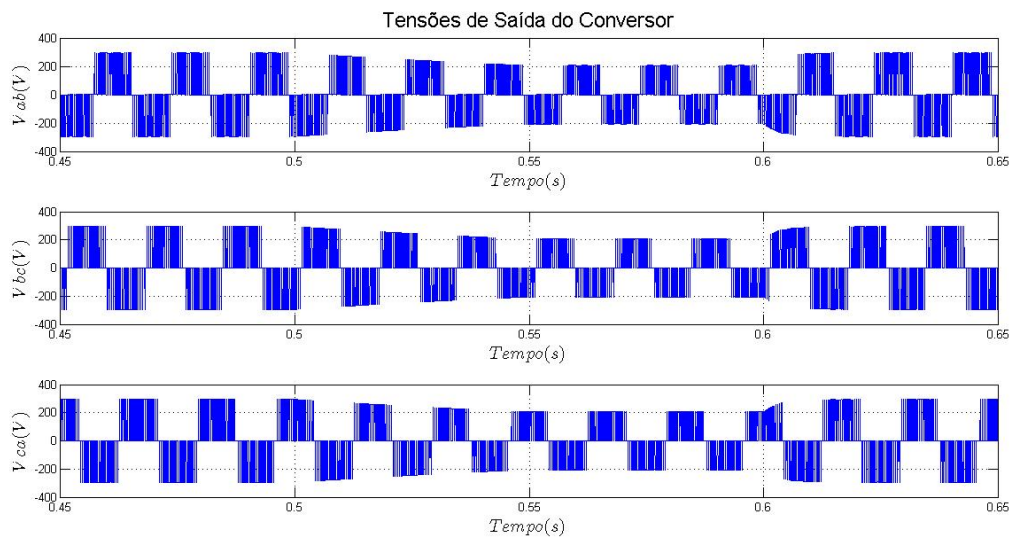


Figura 24: Tensão observada na saída do retificador.

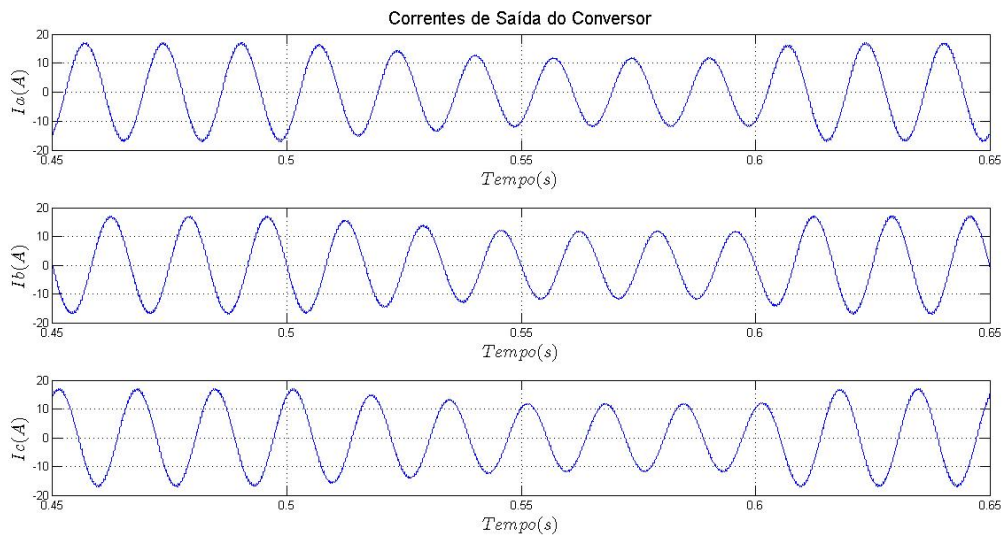


Figura 25: Corrente observada na saída do retificador.

nenhuma sobre-corrente. Logo somente as correntes no elo CC e na entrada do conversor que apresentaram uma elevação em seu valor no fim do afundamento. Assim, o fim desse evento é que traz os principais danos, onde normalmente o sistema de proteção atua para corrigir a sobre-corrente.

3.4.2 Análise de Harmônicos Variantes no Tempo Para um Afundamento do tipo A

Os harmônicos de 3°, 5°, 7°, 11° e 13° ordem foram analisados e as formas de onda foram divididos em cores para representar os seguintes intervalos de tempo:

- Azul: Antes do afundamento.
- Vermelho: Durante o afundamento.
- Preto: Após o afundamento.

Inicialmente os harmônicos foram analisados para a condição de regime permanente, na ausência de afundamentos de tensão e posteriormente um afundamento do tipo A descrito acima foi inserido, a forma de onda analisada foi a corrente na fase A. Em ambos os casos o conversor de frequência fornece os parâmetros nominais ao motor de indução. O método da decomposição de sinais necessita de dois ciclos para gerar resultados confiáveis, no primeiro ciclo o algoritmo utiliza os dados para processar o sinal. Assim é visto que até o tempo de 0,48 s existem transitórios nas formas de onda. A Figura 26 apresenta os resultados na ausência de afundamento.

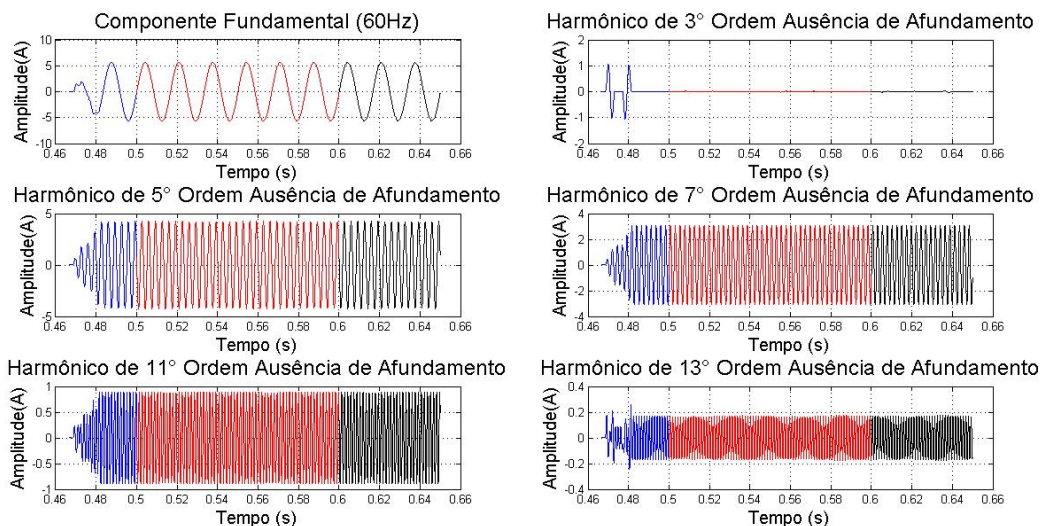


Figura 26: Variação com o tempo da componente fundamental (60Hz) e dos harmônicos de 3°, 5°, 7°, 11° e 13° ordem na ausência de afundamento de tensão.

A Figura 27 apresenta como os harmônicos variam com o tempo na presença de um afundamento de tensão do tipo A.

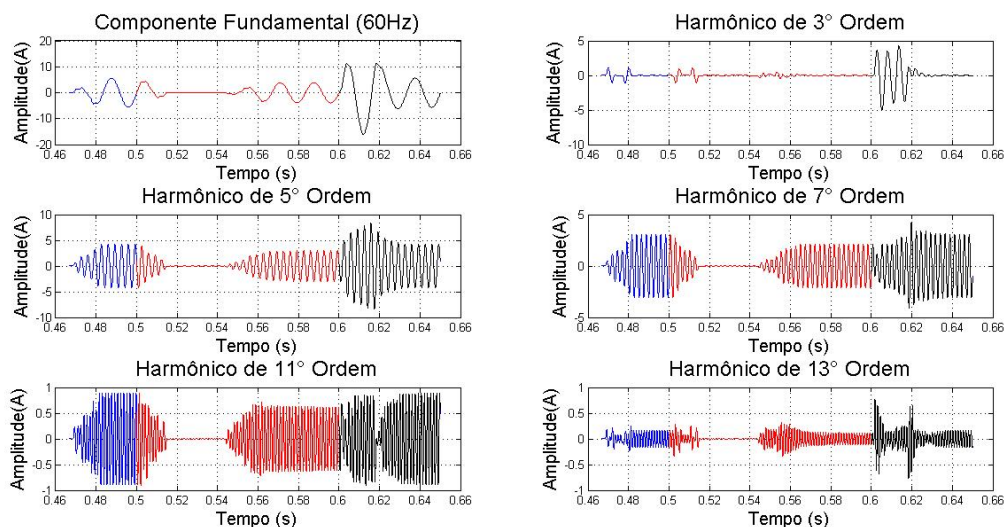


Figura 27: Variação com o tempo da componente fundamental (60Hz) e dos harmônicos de 3°, 5°, 7°, 11° e 13° na presença de um afundamento de tensão do tipo A.

O afundamento de tensão causa um aumento na magnitude dos harmônicos no momento em que o afundamento de tensão termina. Como no caso do harmônico de quinta ordem onde a amplitude no instante posterior ao afundamento chega a 8,5 A, onde em regime permanente esse valor é de 4,2 A representando um aumento de 202,4%. No momento em que o afundamento inicia causa uma oscilação no sinal de diversos harmônicos de diferentes ordens, como exemplificado pelo 3° harmônico. Os harmônicos de 5° e de 7° ordem se destacam, pois possuem magnitude considerável, principalmente no instante em a tensão volta ao estado inicial.

Assim nos instantes de início e de fim é que existe uma elevação nas componentes harmônicas, elevando assim o *THD*.

3.4.3 Aplicação de um afundamento de tensão do Tipo C

Um afundamento do tipo C trifásico foi gerado por um decaimento na tensão de 50% da fase A na fonte controlada, com início em $t=0,5s$ e durante 6 ciclos com um tempo total de 0,1 segundo, logo pode ser classificado como um afundamento instantâneo.

3.4.3.1 Comportamento da Tensão e Corrente de Entrada no Conversor

Aplicando uma redução de 50% na tensão da fase A na alimentação do conversor foi obtido as tensões de linha mostradas na Figura 28.

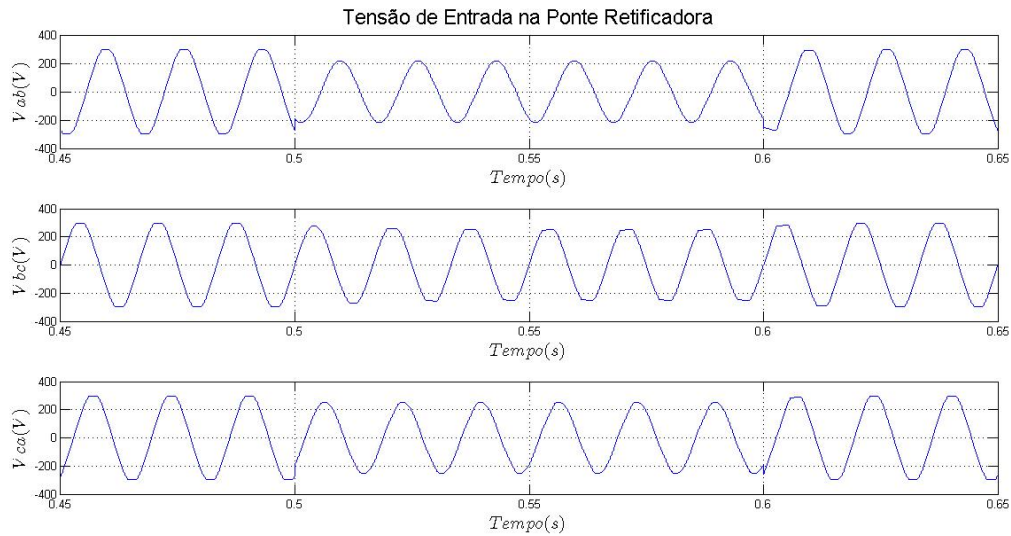


Figura 28: Tensões de entrada do conversor V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , para um afundamento de tensão tipo C.

Utilizando o código desenvolvido no software de aplicação para determinar a variação na amplitude e ângulo de fase das tensões de linha, os seguintes resultados foram obtidas para as condições pré afundamento e durante o afundamento. A Tabela 8 apresenta os resultados para a amplitude da tensão de linha.

Tabela 8: Características da amplitude das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.

Tensões de Linha	Antes (V)	Durante (V)	Queda Percentual (%)
V_{AB}	303,5	237,6	21,72
V_{BC}	303,5	295,5	2,6
V_{CA}	303,5	237,6	21,72

A Tabela 9 apresenta os resultados para a variação do ângulo de fase entre as tensões de linha.

Tabela 9: Ângulo de fase das tensões de linha antes e durante o afundamento de tensão.

Tensões de Linha	Antes	Durante
Entre V_{BC} e V_{AB}	-120°	-146°
Entre V_{BC} e V_{CA}	119°	115°

Nota-se que duas fases reduziram consideravelmente a amplitude e existe uma alteração no ângulo de fase característico do afundamento do tipo C.

A Figura 29 apresenta a forma de onda da corrente de entrada do conversor.

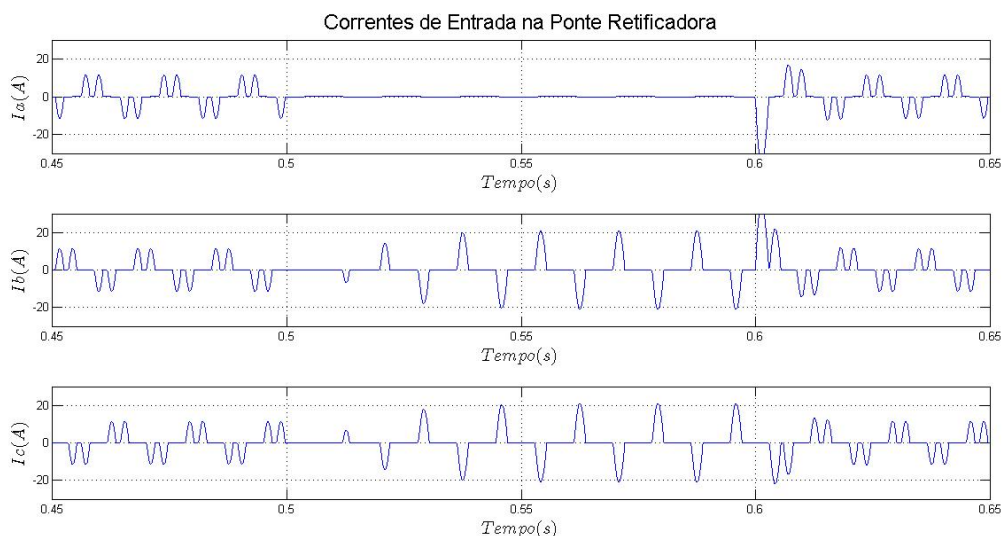


Figura 29: Correntes de entrada do conversor I_a, I_b e I_c para um afundamento de tensão tipo C.

Visto que o afundamento ocorreu na fase A a corrente nesta fase é zero, já as demais fases apresentam uma elevação na amplitude. A corrente na fase A vai para zero, porque os diodos D1 e D4 da ponte retificadora não conduzem neste instante.

Existe uma elevação das correntes nas fases B e C significativa de 5,3A de pico para 10,2A, um aumento de 192,45%, podendo levar ao acionamento da proteção. Isso acontece devido ao fato que neste período de tempo a potência entregue ao conversor é suprida somente pela tensão V_{BC} . Pode-se notar que as correntes nas fases B e C apresentam um defasamento de 180° durante o afundamento de tensão.

3.4.3.2 Comportamento da Tensão e Corrente no Link CC

A forma de onda da tensão e corrente no link CC é apresentada na Figura 30

Pode-se ver que durante o afundamento de tensão, a tensão no link CC vai para 85,42% do valor em regime permanente, com um *ripple* de tensão significativo.

Deve-se observar que o retificador entra em operação monofásica para afundamentos com determinadas magnitudes. Este limite é definido em função da impedância de entrada, capacitor de filtro e condição de carga [1]. Ultrapassado este limite, a magnitude do afundamento de tensão é irrelevante ao processo.

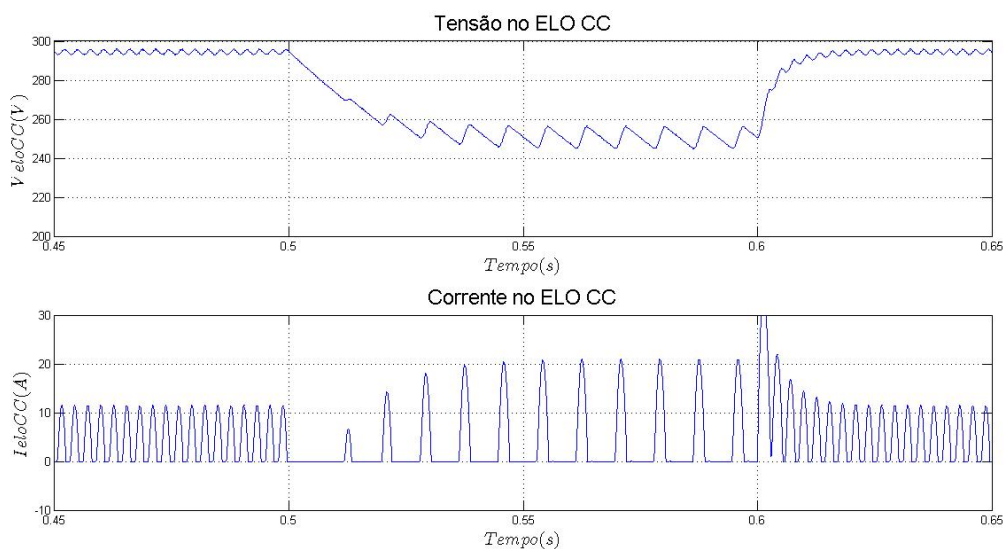


Figura 30: Corrente e Tensão no link CC, para um afundamento de tensão tipo C.

3.4.3.3 Comportamento da Tensão e Corrente na Saída do Conversor

A figura 31 mostra a tensão de saída do conversor.

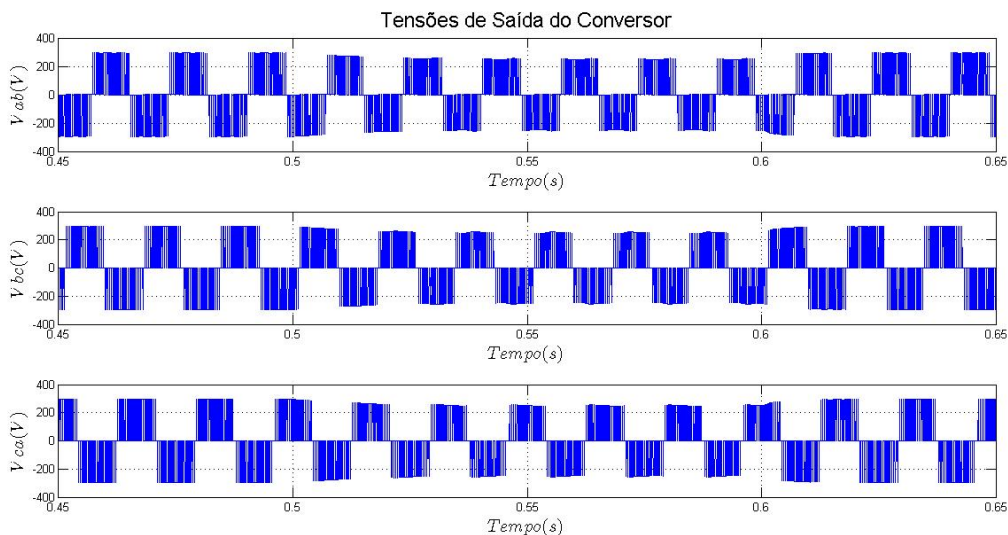


Figura 31: Tensão de saída para um afundamento de tensão tipo C.

A corrente de saída do conversor é apresentada na Figura 32.

O afundamento de tensão é praticamente imperceptível na tensão de saída do conversor, devido ao fato que durante o afundamento houve pouca redução no nível de tensão observado no elo CC, que foi de aproximadamente 14,57 %, tornando muito difícil criar uma malha fechada de controle para evitar os efeitos indesejáveis do afundamento do

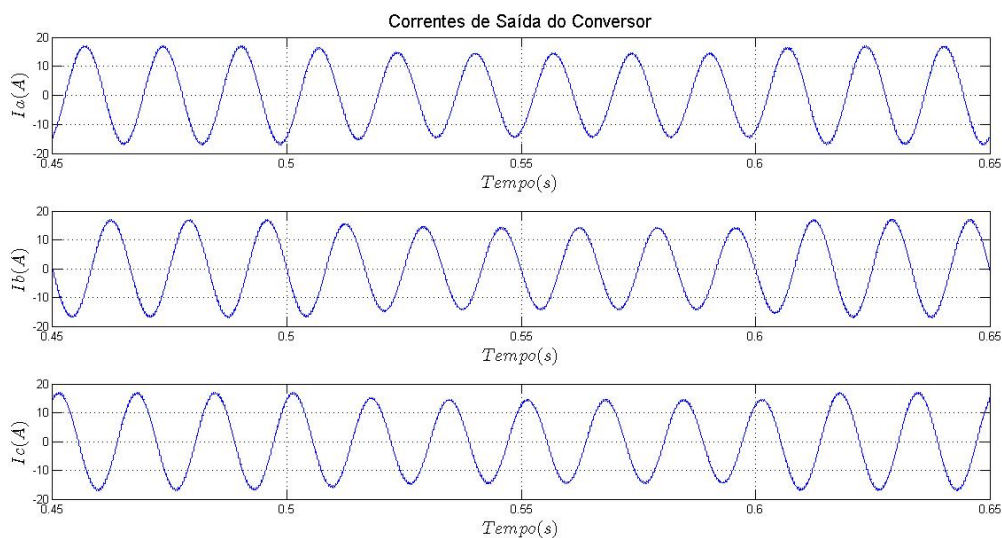


Figura 32: Corrente de saída do conversor , para um afundamento de tensão tipo C.

tipo C. Isso ocorre devido a banda passante destas malhas ser projetada com uma banda passante bem superior à fundamental da tensão que se deseja reproduzir na saída do conversor. Desta forma a operação do conversor depende da capacidade de corrente dos dispositivos eletrônicos como diodos, IGBT's, capacitor e indutor e do respectivo limite de proteção imposto.

3.4.4 Análise de Harmônicos Variantes no Tempo Para um Afundamento de tensão do tipo C

Com a aplicação do afundamento do tipo C as correntes das fases A e B foram analisadas, a corrente da fase C apresenta simetria com a fase B porém com 180° de defasamento e assim a análise ficou somente entre as fases A e B.

A Figura 33 apresenta as formas de onda da componente fundamental e dos harmônicos de $3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$ e 13° ordem para a corrente da fase A.

A figura 34 apresenta as formas de onda da componente fundamental e dos harmônicos, $3^\circ, 5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$ e 13° para a corrente da fase B.

As componentes harmônicas se comportam de maneira bem diferentes. Para a fase A, como a corrente cai para próximo de zero no decorrer do afundamento as amplitudes das harmônicas também tendem para zero.

Para a fase B é bem visto que a componentes de 3° ordem possui maior influência no decorrer do afundamento, pois na condição de regime permanente sua amplitude é de

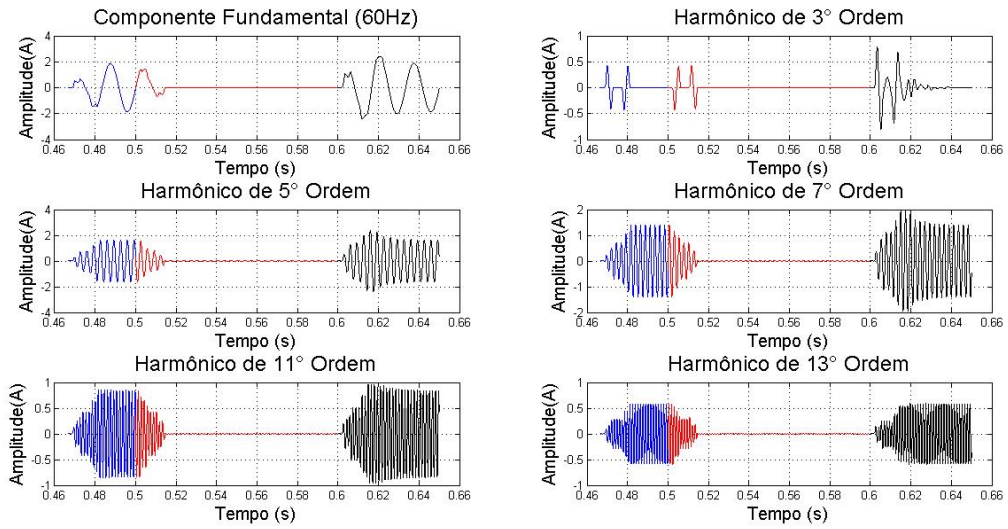


Figura 33: Componente fundamental e harmônicos presentes na corrente de entrada da fase A de ordens 3º, 5º, 7º, 11º e 13º durante um afundamento de tensão do tipo C.

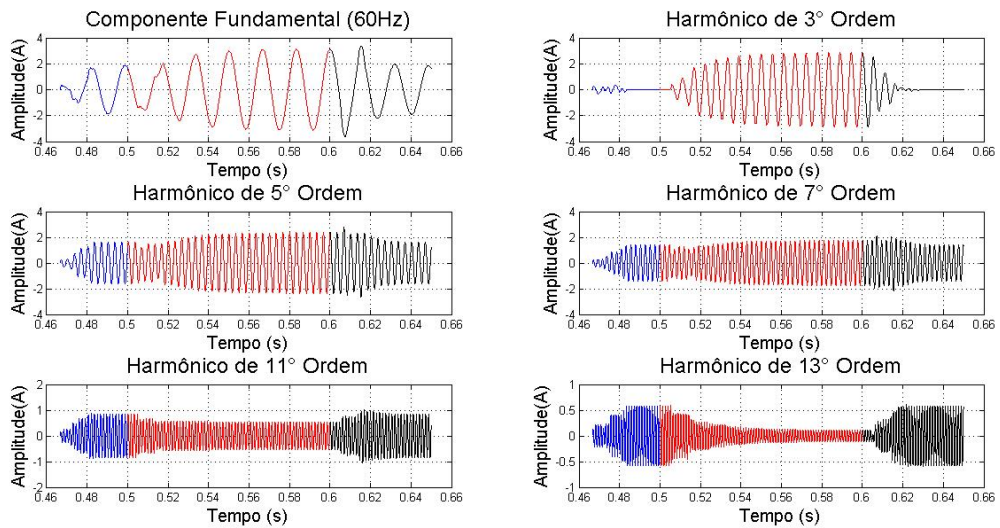


Figura 34: Componente fundamental (60Hz) e harmônicos da corrente de entrada da fase B de ordem 3º, 5º, 7º, 11º e 13º durante um afundamento de tensão do tipo C.

0 A e na presença do afundamento do tipo C vai para 2,8 A indicando o desequilíbrio no sistema, conforme descrito por [5]. As demais harmônicas no fim do afundamento aumentam a amplitude.

Como visto nas Figuras 33 e 34 para a fase A as amplitudes das harmônicas decaem, o que já era esperado devido a amplitude do sinal de corrente nesta fase cair para zero durante esse evento. Já para a fase B a amplitude da harmônica de 3º ordem cresce consideravelmente em relação ao comportamento das outras harmônicas, que apresen-

taram uma elevação em amplitude no final do evento, porém menor do que a vista para o afundamento do tipo A.

3.4.5 Ensaios Experimentais no Laboratório

Tendo em vista que o experimento não representa o sistema montado no software PSIM, pois o motor de indução e o conversor de frequência utilizado no experimento não condizem com os aparelhos simulados. Os resultados obtidos em laboratório são uma demonstração do tema estudado.

Foi elaborado em laboratório um experimento com a finalidade de coletar a forma de onda e os harmônicos presentes na corrente de entrada do conversor de frequência.

Para realizar a montagem do experimento foram utilizados:

- Motor de indução trifásico de velocidade nominal 1800 *rpm*, potência nominal 0,75 CV, frequência nominal 60 *Hz*, Corrente nominal 2,5 *A*, tensão nominal 220 *V*, fabricante *WEG* modelo 71.
- Conversor de frequência fabricante *WEG*, modelo *CFW* 11.
- Aparelho para medição de parâmetros relacionados a qualidade de energia, Fluke 435 *Power Quality Analyzer*.
- Notebook para a aquisição dos dados obtidos no Fluke 435.
- Osciloscópio digital.

O conversor de frequência acionou o motor fornecendo ao mesmo seus parâmetros nominais, a frequência de chaveamento dos *IGBTs* do bloco inversor do conversor de frequência foi configurado para operar em 2,5 *kHz*. Com isso o Fluke 435 coletou os harmônicos e o osciloscópio digital foi utilizado para coletar a forma de onda presente na corrente de entrada do conversor.

A montagem do experimento pode ser vista na Figura 35, onde é possível visualizar o conversor de frequência indicado por A, o motor de indução indicado por B, o aparelho Fluke 435 indicado por C e um notebook indicado por D utilizado para realizar a aquisição dos dados.

Com esse experimento foi possível coletar os harmônicos até a 50° ordem da corrente de entrada do conversor de frequência, estando o sistema operando em regime permanente.

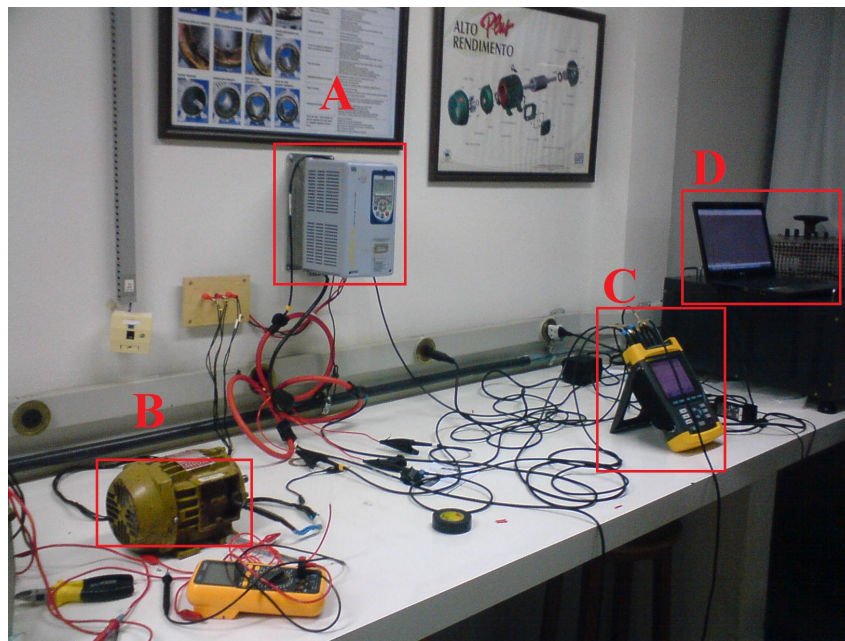


Figura 35: Montagem do experimento realizada para coletar os harmônicos presente na corrente de entrada do conversor de frequência.

3.4.6 Resultados do Ensaio em Laboratório

Utilizando o osciloscópio digital a corrente de entrada de uma fase do conversor de frequência foi coletada, a figura 36 apresenta esta forma de onda.

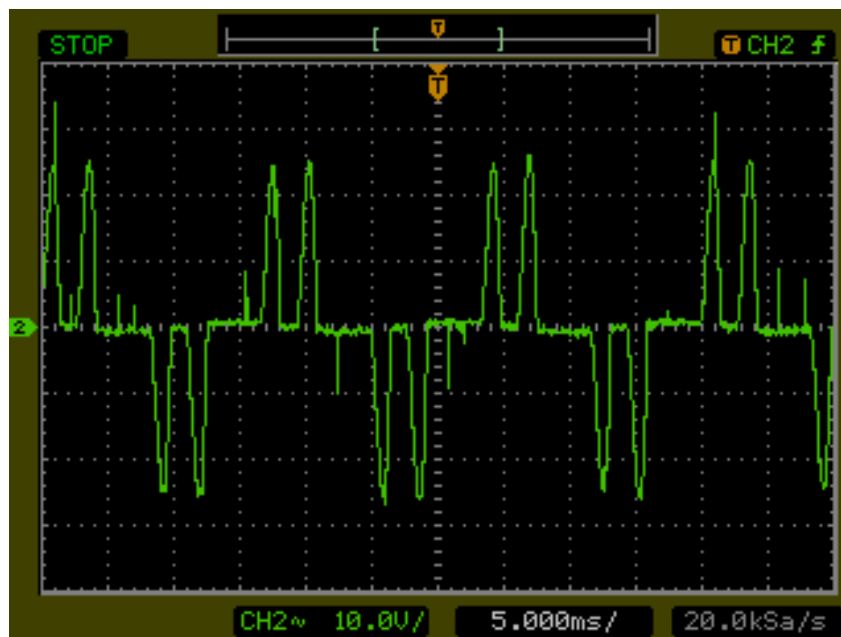


Figura 36: Forma de onda de uma fase da corrente de entrada.

Utilizando o Fluke 435 foi possível coletar as harmônicas presentes na corrente de entrada do conversor de frequência. A corrente no momento da análise estava em regime

permanente e o experimento coletou os dados das três fases de alimentação. A Figura 37 apresenta a tela de medição do aparelho. Onde L1, L2 e L3 correspondem as três fases A, B e C da alimentação do conversor de frequência. Os termos $H2\%f$, $H3\%f$, $H4\%f$... $Hn\%f$ correspondem a porcentagem em relação a componente fundamental dos harmônicos de ordens 2, 3, 4 ... n. Neste caso 3 imagens da tela do aparelho FLUKE 435 foram coletadas e mostram até o harmônico de ordem 13°.

LOGGER				
0:04:09				
Amp	L1	L2	L3	N
H2% <i>f</i>	18.5	22.5	5.5	48.1
Amp	L1	L2	L3	N
H3% <i>f</i>	56.7	36.0	41.1	29.4
Amp	L1	L2	L3	N
H4% <i>f</i>	7.7	10.0	3.8	22.6
Amp	L1	L2	L3	N
H5% <i>f</i>	72.1	86.5	73.4	17.2

LOGGER				
0:04:09				
Amp	L1	L2	L3	N
H10% <i>f</i>	1.9	2.8	0.9	8.9
Amp	L1	L2	L3	N
H11% <i>f</i>	28.7	46.8	21.6	8.0
Amp	L1	L2	L3	N
H12% <i>f</i>	1.8	2.4	0.8	6.8
Amp	L1	L2	L3	N
H13% <i>f</i>	7.4	34.3	20.4	6.7

LOGGER				
0:04:09				
Amp	L1	L2	L3	N
H6% <i>f</i>	4.9	8.3	2.8	15.0
Amp	L1	L2	L3	N
H7% <i>f</i>	49.7	73.4	69.6	12.0
Amp	L1	L2	L3	N
H8% <i>f</i>	2.6	3.6	1.3	11.2
Amp	L1	L2	L3	N
H9% <i>f</i>	24.4	17.9	19.9	9.6

Figura 37: Medições realizadas pelo FLUKE indicando as harmônicas presentes na corrente de entrada.

É possível notar que existe uma forte influência de harmônicos, onde se destacam as harmônicas de 5° e 7° ordem. Como se pode ver na fase *L2* a o 5° harmônico vale 86,5% e o 7° harmônico vale 73,4% em relação a componente fundamental.

O *THD* da corrente de entrada foi coletada durante um intervalo de tempo de 5 minutos onde o valor médio obtido foi de 140%, como pode ser visto na Figura 38. Como se pode ver o sinal de corrente de entrada é muito distorcido pelas componentes harmônicas, apresentando alto *THD*.

A Figura 39 apresenta como os harmônicos 5° e 7° variam no decorrer do intervalo de tempo definido acima. No instante de 01 : 37 o valor da amplitude da harmônica de 5° ordem vale 85,64% da componente fundamental e a de 7° ordem vale 76,23%. Isso significa que essas harmônicas interferem significativamente no sinal de corrente de entrada.

A Figura 40 apresenta como as demais harmônicas até a 50° se comportam. É possível notar que as componentes de ordem 11° de cor cinza e 13° de cor amarela interferem

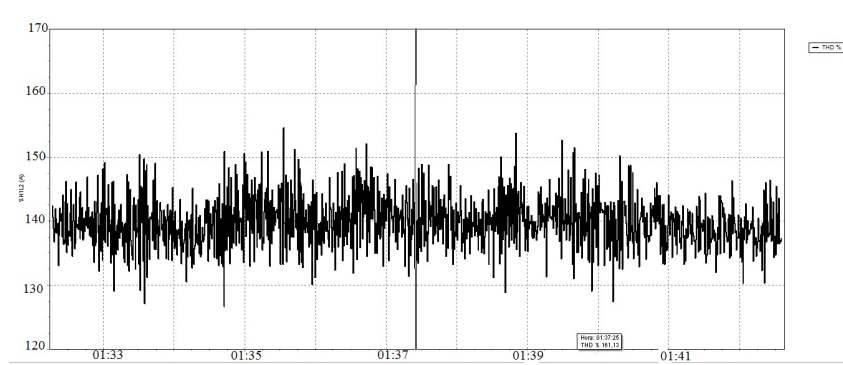


Figura 38: Gráfico gerado pelo FLUKE, através das medidas de THD da corrente de entrada do conversor no decorrer do tempo.

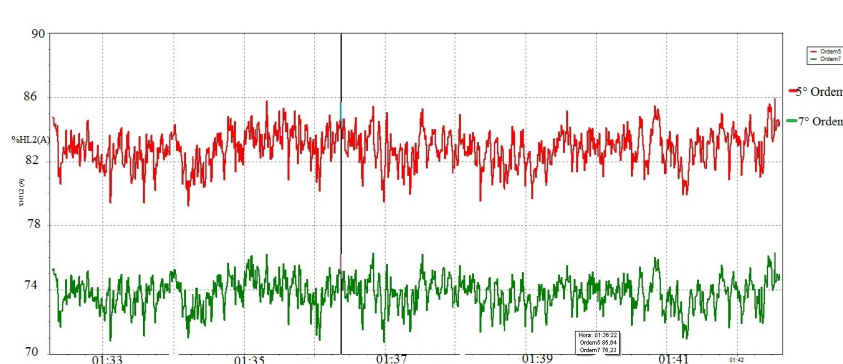


Figura 39: Gráfico gerado pelo FLUKE para as harmônicas de ordens 5º e 7º.

significativamente na corrente de entrada do conversor o conversor carga até a fonte de alimentação da instalação [5].

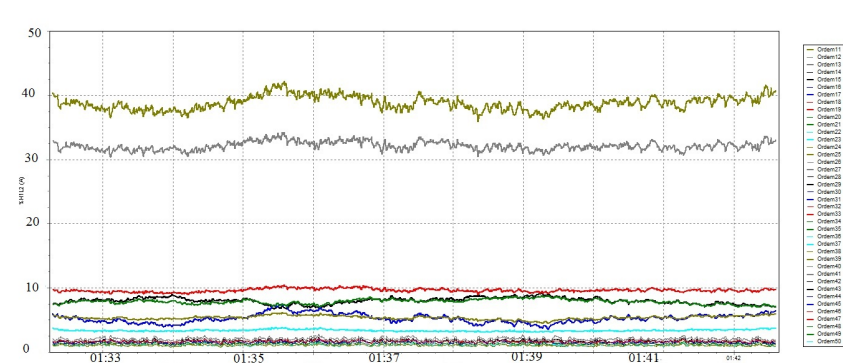


Figura 40: Gráfico gerado pelo FLUKE para todas as componentes harmônicas até a ordem 50º.

É possível notar que existem muitas outras ordens de harmônicas presentes no sinal interferindo na qualidade da energia elétrica do sistema em que o conversor de frequência está conectado.

Os resultados obtidos no ensaio realizado no laboratório condizem com os resulta-

dos obtidos nas simulações. Pois em ambos os casos os harmônicos mais significativos encontrados foram os de 5°, 7°, 11° e 13° ordem além do THD possuir um valor elevado em ambos os casos. Indicando que conversores de frequência prejudicam a qualidade da energia elétrica, pois esses harmônicos estarão presente na rede em que estão instalados os conversores de frequência e ainda podendo prejudicar outras plantas. Porque os harmônicos contidos na corrente gerados por algum aparelho tem a tendência de fluir da carga até a fonte de alimentação da instalação [5].

4 Conclusões

Primeiramente foi visto que conversores de frequência trifásicos injetam grande quantidade de ordens de harmônicos na rede, onde os harmônicos de 5° , 7° , 11° e 13° são as ordens mais significativas. Assim sendo uma boa maneira de melhorar a qualidade da energia elétrica em sistemas com conversores de frequência é introduzir filtros que reduzem harmônicos destas ordens. O conversor injeta maiores quantidades de harmônicos a medida que o torque é reduzida ou quando a velocidade do eixo do motor cresce ou diminui se distanciando da velocidade nominal.

A presença de afundamentos de tensão na estrutura do conversor de frequência é prejudicial, podendo danificar o aparelho, pois no momento do afundamento os elementos da ponte retificador são muito exigidos e o surgimento de *ripple* na tensão e corrente dificulta o funcionamento do link CC e a tensão mínima necessária na entrada do bloco inversor pode não ser atendida, podendo causar falhas no funcionamento do aparelho.

O afundamento de tensão do tipo C provoca harmônicos de 3° ordem com amplitude elevada pois na presença de um afundamento do tipo C o sistema fica desequilibrado.

O momento mais crítico do afundamento de tensão é o fim deste evento onde elevadas correntes surgem no bloco retificador e bloco inversor. Neste instante as harmônicas de 3° , 5° , 7° , 11° e 13° aumentam a amplitude, distorcendo significativamente o sinal de corrente. Isso é um dos motivos que leva a proteção a atuar.

Desta maneira pode-se concluir que a utilização de conversores de frequência VSI-PWM em uma planta industrial deve ser realizada em conjunto com filtros harmônicos. Além disso, o surgimento de afundamentos de tensão podem causar danos nos elementos constituintes do conversor, desbalancear as fases do sistema e aumentar a amplitude dos harmônicos no fim do distúrbio. Logo para melhorar a qualidade da energia elétrica soluções devem ser tomadas em relação a filtragem das principais componentes harmônicas inerentes ao funcionamento do conversor e a proteção deve ser bem dimensionada para garantir que os equipamentos não se danifiquem durante a ocorrência de afundamentos

de tensão.

Referências

- [1] SUDRIÀ, A.; TEIXIDÓ, M. Grid voltage sag's effects on frequency converter drives and controlled rectifier drives. *IEEE-International Conference on Computing, Electronics and Eletrical Technologies*, v. 14, n. 1, p. 39–45, Jan. 2005.
- [2] ROBBINS, N. M. T. M. U. W. P. *Power Electronics*. Third. [S.l.]: Ed. John Wiley and Sons, INC, 1994. 32-49 p.
- [3] LEÃO, P. C. A.; OLIVEIRA, K. D. R. C. de. Conversores de frequência vsi-pwm submetidos a afundamentos temporários de tensão ("voltage sag's"). *Revista Controle And Automação/Vol.14 no.1*, v. 14, n. 1, p. 682–688, Jan., Fev. e March 2003.
- [4] HENNENBERGER, G. *Electrical Machine I*. Second. [S.l.]: Aachen University, 2000.
- [5] BOLLEN, M. H. *Understanding Power Quality Problems*. Second. [S.l.]: McGraw-Hill, 2000.
- [6] DUGAN MARK F. MCGRANAGHAN, S. S. R. C. *Electrical power systems quality*. McGraw-Hill, 2011.
- [7] CARVALHO, J. R. de. Estimacão de harmônicos/interarmônicos: Uma abordagem multitaxa. *Universidade Federal de Juiz de Fora- Projeto Final de Curso*, Janeiro 2008.
- [8] FABRI, D. F. Uma proposta de implementacão de um analisador de harmônicos variantes no tempo. *Universidade Federal de Juiz de Fora, Projeto Final de Curso*, Março 2011.
- [9] OLIVEIRA, A. P. S. D. Estudo comparativo e análise computacional de inversores alimentados por tensão e por corrente. *Universidade Federal do Espirito Santo - Projeto Final de Curso*, p. 30–59, July 2009.
- [10] MAHESWARAN, D.; DR.N.RAJASEKAR. Modeling and simulation of 6-pulse rectifier drives with impacts to input current harmonics. *IEEE-International Conference on Computing, Electronics and Eletrical Technologies*, n. 4, p. 477–482, March 2012.
- [11] P.C.SEN. *Principe of Electric Machine And Power Eletronics*. Second. [S.l.]: John Wiley And Sons, 2000.
- [12] BRITO, C. M. C. de; LEÃO, R. P. S. Desempenho de um motor de inducção trifásico submetido a distorções harmônicas na tensão de alimentacão. *IEEE-International Conference on Computing, Electronics and Eletrical Technologies*, v. 32, n. 3, p. 682–688, June 1998.
- [13] LEBORGNE, R. C. Uma contribuicão à caracterizacão da sensibilidade de processos industriais frente a afundamentos de tensão. p. 163, July-August 2003.

- [14] LLERENA, M. T. M. Estimativa do comportamento de máquinas assíncronas sujeitas a afundamentos de tensão. *Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Projeto Final de Curso*, Desember 2006.