

TESE

972

EFEI

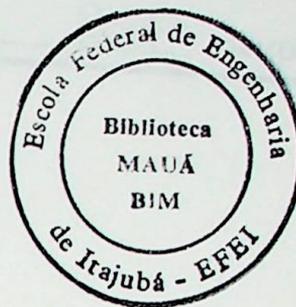
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

**INFLUÊNCIA DOS INVERSORES PWM
NA QUALIDADE DA ENERGIA**

Antonio Carlos Cintra Pereira

Outubro / 1997

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ



***INFLUÊNCIA DOS INVERSORES PWM
NA QUALIDADE DA ENERGIA***

por Antonio Carlos Cintra Pereira

Dissertação apresentada à Escola Federal
de Engenharia de Itajubá, para obtenção
do título de mestre em Engenharia elétrica

Orientador : Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves Abreu

Co-Orientador : Prof. Dr. Nery de Oliveira Junior

outubro / 1997

AGRADECIMENTOS

A Deus, a quem atribuo todos os meus êxitos e que sempre me deu forças e coragem para superar todas as dificuldades.

Aos meus Prof. Dr. José Teófilo e Prof. Dr. Manoel, a quem quero agradecer profundamente pelo incentivo, apoio e pela orientação que sempre disponibilizaram para mim. Também agradeço aos meus amigos, especialmente aos meus colegas de curso, por sempre estarem comigo nos momentos mais difíceis.

Ao Prof. Dr. Carlos Alberto de Almeida, pela orientação, disciplina e apoio durante os estudos, especialmente durante o período de estágio em Engenharia Civil, onde pude aplicar os conhecimentos adquiridos.

Aos amigos de graduação pelo incentivo, apoio e compreensão durante os estudos.

Aos meus pais, especialmente ao meu pai, por sempre estarem comigo nos momentos mais difíceis e por sempre me apoiar e encorajar.

A todos,

*A minha esposa Leila e aos meus filhos
Lígia e Lucas, pelo incentivo, compreensão e carinho
nos períodos críticos e aos meus pais que, apesar dos
recursos limitados me proporcionaram os estudos.*

AGRADECIMENTOS

A Deus , a quem sempre recorri nos momentos difíceis e que sempre me deu força e sabedoria para vencer todas as dificuldades .

Aos mestres Prof. Dr. José Policarpo e Prof. Dr. Nery , o meu mais profundo agradecimento, pelo incentivo, apoio e pela confiança que sempre demonstrou em relação ao trabalho, Permitindo que este fosse conduzido em ritmo próprio, dentro de minhas possibilidades.

Ao prof. Dr. Carlos Alberto Mohallem , pela atenção dispensada e o apoio recebido no desenvolvimento e na modelagem do circuito implementado no software EMTP, utilizado nesse trabalho.

Aos amigos da pós-graduação pelas valiosas sugestões, informações e contribuições

Ao Professor e amigo Leonardo Souza dos Santos pelo incentivo e pelo apoio didático e material.

Aos funcionários do Departamento de Eletrotécnica , do Departamento de Registro Acadêmicos e da secretaria da pós-graduação da EFEI pela atenção dispensada durante todo o curso.

SUMÁRIO

• DEDICATÓRIA	i
• AGRADECIMENTOS	ii
• SUMÁRIO	iii
• RESUMO	vi
• ABSTRACT	vii
♦ Capítulo 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Aspectos gerais.....	1
1.2 - Estrutura da Dissertação.....	4
♦ Capítulo 2 - PRINCIPAIS CONFIGURAÇÕES DOS INVERSORES PWM.....	6
2.1 - Considerações Iniciais	6
2.2 - Diagrama em Blocos Dos Inversores	7
2.3 - Circuito Intermediário	8
2.4 - Circuito Retificador	10
2.5 - Circuito Inversor	13
2.5.1 - Características de chaveamento	14
2.5.2 - Tecnologias e Semicondutores	15
2.5.3 - Principais Configurações	18
2.6 - Considerações Finais	21

◆ Capítulo 3 - PERTURBAÇÕES ORIUNDAS DOS INVERSORES PWM	22
3.1 - Considerações Iniciais	22
3.2 - Aspectos Teóricos das Fontes Harmônicas	23
3.3 - Características dos Harmônicos dos Inversores PWM	28
3.3.1 - Distorção da Corrente	29
3.3.2 - Distorção da Tensão	33
3.4 - Limites para Harmônicos	37
3.4.1 - Limites de distorção da tensão	38
3.4.2 - Limites de distorção da corrente	40
3.5 - Principais Efeitos das Distorções Harmônicas	42
3.6 - Considerações Finais	45
◆ Capítulo 4 - SIMULAÇÃO DAS INFLUÊNCIAS DOS INVERSORES PWM..	46
4.1 - Considerações Iniciais	46
4.2 - Modelo do Inversor PWM	47
4.3 - Simulação de um Inversor PWM na Rede	50
4.4 - Comparação das Medições com as Simulações	62
4.4.1 - Obtenção dos Parâmetros para Simulação	62
4.4.2 - Resultados das Simulações	69
4.5 - Considerações Finais	75
◆ Capítulo 5 - SUGESTÕES PARA UTILIZAÇÃO E ESPECIFICAÇÃO DOS INVERSORES PWM	76
5.1 - Considerações Iniciais	76
5.2 - Influência dos Indutores nas distorções	77
5.2.1 - Indutor Colocado no Link DC	79

5.2.2 - Indutor Colocado na Linha	85
5.3 - Aspectos Básicos na Especificação e Utilização dos Inversores	94
5.4 - Considerações Finais	108
♦ Capítulo 6 - CONCLUSÕES	109
• Anexo A - Filtros indutivos	114
• Anexo B -Estrutura do Programa no EMTP	120
BIBLIOGRAFIA	125

RESUMO

A preocupação com problemas associados a qualidade da energia tem aumentado significativamente, devido ao aumento das cargas perturbadoras nos sistemas elétricos. Dentre essas cargas, encontram-se os já populares inversores de frequência do tipo PWM, que são largamente utilizados em aplicações que não tem apresentado alto rigor técnico, tanto na especificação e conseqüente aplicação. A utilização desses dispositivos tem aumentado vertiginosamente, pois estes contribuem para o aumento da produtividade industrial e para o uso mais eficiente da energia elétrica, porém deterioram a qualidade da energia. Considerando a importância de um conhecimento mais profundo das influências dos inversores na qualidade da energia, surge esse trabalho que, além de investigações teóricas, propõe soluções práticas para uma utilização mais racional desses dispositivos.

ABSTRACT

There has been significant increment in the worries of problems related with Power Quality, due to the growth of electrical disturbing loads. Among those loads there are the popular PWM type frequency inverters, Which are largely used in applications without any technical background as long as concerns specs and subsequent use. The use of these devices has increased so largely for thus contribute with the industrial productivity and efficiency in the use of electrical energy, though degrading the power quality. Considering the importance of a deeper knowledge of the influence of those inverters in the quality of energy, we propose this work which, besides theoretical investigations, also presents practical solutions for more rational use of these devices.

INTRODUÇÃO

1.1 - ASPECTOS GERAIS

A energia elétrica passa hoje a ser encarada de uma maneira bastante diferente, tanto do ponto de vista do consumidor, seja ele industrial, comercial ou residencial, quanto do ponto de vista do fornecedor.

A eletrônica de potência e a tecnologia de controle proliferam na área industrial, aumentando significativamente a quantidade de cargas perturbadoras e também de cargas sensíveis a essas perturbações. Exemplos marcantes são: acionamentos de velocidade variável, dispositivos de controle, PLC's, SDCD's entre outros.

Um dos efeitos hoje considerado bastante pernicioso é, sem dúvida, a perturbação no nível de tensão do sistema, ocasionando:

- Perdas de produção na indústria, cujo processo produtivo esteja baseado em sofisticados sistemas eletrônicos.

- Prejuízos diversos nos setores comerciais, principalmente nas áreas ligadas a processamentos de dados, setor bancário e gráficas de impressão.

- Perdas de faturamento devido à energia não fornecida.

- Mau funcionamento e queima de equipamentos, até mesmo equipamentos de uso hospitalar e aparelhos residenciais.

Dessa forma os consumidores e os fornecedores, tanto a nível nacional como internacional, se conscientizaram da importância da qualidade da energia, tendo em mente as seguintes questões básicas:

- Como atacar o problema solucionando ou atenuando os seus efeitos?

- Quanto custa a qualidade da energia?

- Quem são os responsáveis pela qualidade de energia?

Dentre as cargas não lineares, encontram-se, por exemplo, os já populares inversores de frequência, entre eles os inversores PWM, que são largamente utilizados em aplicações que não tem apresentado alto rigor técnico, quando de sua especificação e conseqüente aplicação. Entretanto, por suas características, estes equipamentos apresentam-se como poluidores da rede de alimentação e ao mesmo tempo sensíveis à esta mesma poluição, fenômeno que tem sido agravado, quando instalados em redes de baixo nível de curto-circuito.

A importância de um estudo específico prende-se ao fato de que a análise criteriosa da interrelação do inversor com a rede, torna-se mais imperiosa, sobretudo pelo aumento vertiginoso do número de unidades instaladas, pois estes dispositivos, contribuem para o aumento da produtividade industrial e para o uso mais eficiente da energia elétrica, porém aumentam as exigências quanto à qualidade da energia consumida. Este crescimento progressivo, pode, sem dúvida, levar a funcionamento precário ou mesmo a inevitáveis

paradas de sistemas industriais, configurando vultuosos prejuízos financeiros. Soluções por parte de concessionárias de energia elétrica e de consumidores industriais, devem ser discutidas e implementadas em conjunto, com intuito de assegurar energia de boa qualidade.

Os inversores PWM possuem as mais diversas configurações, porque os seus circuitos são diferentes para diferentes classes de tensão e fabricantes, conforme será descrito no capítulo seguinte. Devido a esse grande número de tecnologias disponíveis na concepção desses inversores, não podemos generalizar a descrição dos harmônicos produzidos por esses dispositivos, nem a solução a ser aplicada. Por exemplo, amplas recomendações foram difundidas para se colocar filtros indutivos em inversores PWM tipo fonte de tensão de baixa tensão. Dependendo do sistema elétrico no qual o inversor está instalado, a presença do filtro pode ou não ser um problema. Alguns fabricantes rotineiramente incluem um indutor com o intuito de melhorar o perfil das correntes de linha, sem qualquer conhecimento da aplicação do inversor. Se existir anteriormente um transformador na entrada, a presença do indutor é praticamente descartável.

Alguns sistemas elétricos, podem absorver níveis significantes de harmônicos de corrente, sem causar distorções excessivas nos níveis de tensão, outros sistemas, já não tem essa característica, portanto, sendo os inversores uma fonte considerável de harmônicos de corrente, algumas medidas se tornam necessárias para utilização e especificação desses dispositivos para assegurarmos a boa qualidade de energia do sistema. Nesse estudo, serão considerados sistemas elétricos com baixa capacidade de absorção de harmônicos, ou seja, aqueles cuja potência de curto-circuito seja inferior a cem vezes a potência dos inversores, que na maioria dos casos recaem sobre os sistemas de baixa tensão, no qual dedicaremos especial atenção.

Para realizarmos uma análise detalhada do nível de influência dos inversores tipo PWM em redes de baixa tensão industrial, comercial ou até mesmo residencial, utilizaremos o software de simulação EMTP. O EMTP, é amplamente utilizado nas simulações de chaveamentos eletrônicos nos sistemas de potência. Ele tem modelos de transformadores, linhas de transmissão e de várias máquinas elétricas, cuja validade tem sido comprovada por testes de campo. A disponibilidade de diodos, tiristores, transistores e de modelos de chaveamento, combinados com a facilidade de utilização, faz do EMTP uma ferramenta poderosa para simulação das influências dos dispositivos eletroeletrônicos nos sistemas elétricos.

1.2 - ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esse trabalho apresenta-se desenvolvido de acordo com a seguinte estrutura:

- Capítulo 2 - Voltado a familiarização das configurações de inversores do tipo PWM mais utilizados comercialmente.
- Capítulo 3 - Destinado a uma breve apresentação das distorções características das tensões e correntes fornecidas pelos inversores PWM, bem como um resumo dos principais fundamentos associados aos harmônicos dessas formas de ondas.
- Capítulo 4 - Dirigido a modelagem da configuração do inversor PWM para o software EMTP, cuja validade será comprovada com resultados obtidos em laboratório.

Serão também analisadas as simulações das principais formas de ondas, com o intuito de restringir o estudo a uma faixa de sistemas com maiores probabilidades de apresentarem distúrbios quando da instalação desses dispositivos.

- Capítulo 5 - Voltado a estabelecer recomendações para a utilização e especificação dos inversores PWM em função das características do sistema.

- Capítulo 6 - Destinado a apresentar as principais conclusões como um todo, bem como apresentar sugestões para desenvolvimentos futuros dentro do tema aqui abordado.

PRINCIPAIS CONFIGURAÇÕES

DOS INVERSORES PWM

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os circuitos dos inversores tipo PWM, são divididos basicamente em três blocos: circuito retificador, o circuito intermediário e o circuito inversor. Estes circuitos, possuem as mais diversas técnicas de construção e de controle, que dependem principalmente da aplicação e do fabricante. Os modelos de um fabricante, também se diversificam pela classe de tensão e pela potência, portanto, devido ao grande número de tecnologias disponíveis, não se consegue generalizar a descrição das distorções geradas pelos inversores PWM, e nem as soluções para o problema. Nesse capítulo, descreveremos as tecnologias existentes e as configurações de circuitos mais utilizadas pelos fabricantes e disponíveis no mercado, de forma que o estudo possa ser dirigido a um tipo de inversor que tenha a maior probabilidade de ser utilizado nos acionamentos.

2.2 - DIAGRAMA EM BLOCOS DOS INVERSORES

Basicamente, os inversores são compostos de um circuito conversor controlado ou não controlado, um circuito intermediário de corrente ou de tensão, e um inversor trifásico auto-controlado ou controlado pela carga. O conversor controlado pela rede, produz a partir da tensão da rede U_1 , frequência F_1 e número de fases N_1 , uma tensão contínua constante ou variável, a qual o inversor converte numa tensão alternada, com frequência e número de fases qualquer (U_2, F_2, N_2). O circuito intermediário, desacopla o conversor controlado pela rede do inversor, de modo que ambos possam trabalhar independentemente. A fig. 2.1 mostra o esquema básico.

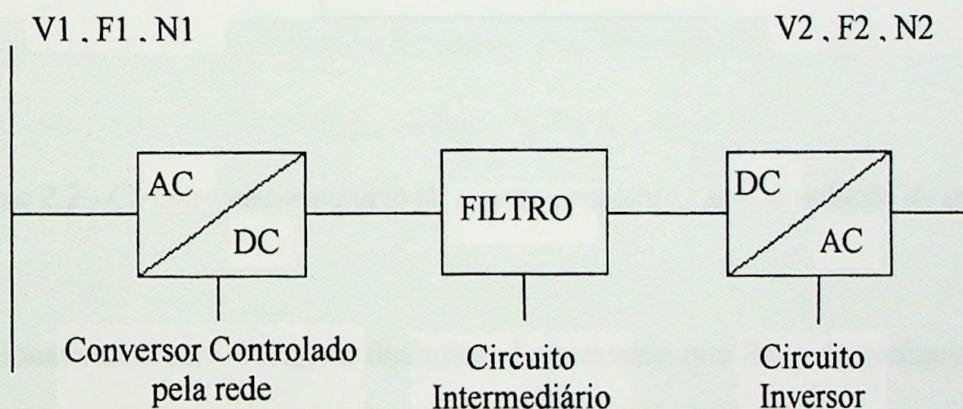


Figura 2.1 - Diagrama em bloco de um inversor



2.3 - CIRCUITO INTERMEDIÁRIO

Basicamente, os circuitos intermediários podem ser de tensão definida ou de corrente definida, os circuitos intermediários de tensão definida, podem ser construídos de várias formas, dependendo da aplicação. Um retificador não controlado, pode fornecer energia em apenas um sentido, ou seja, da rede alternada para o circuito intermediário, e daí, através do inversor para a carga, conforme a fig. 2.2.

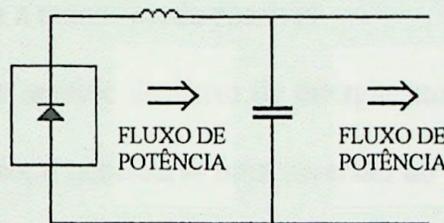


Figura 2.2 - Circuito intermediário de tensão constante, sem devolução de energia

Nos acionamentos com frenagem dinâmica, é necessário que fluxo de potência entre o circuito intermediário e o inversor seja bidirecional, deverá então ser prevista uma resistência de carga em paralelo com o capacitor de alimentação, que será ligada ou desligada por uma chave eletrônica (transistor), conforme a figura 2.3.

No circuito com resistência de carga, a energia devolvida é transformada em energia calorífica. A chave transistorizada é acionada em consequência da corrente de retorno no capacitor C, ultrapassar um determinado valor.

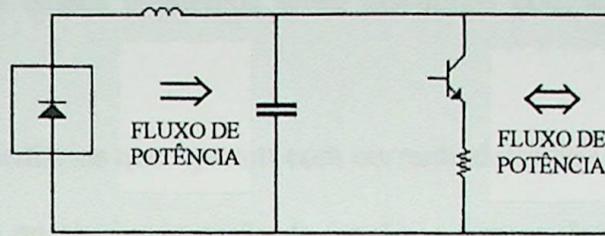


Figura 2.3 - Circuito intermediário de tensão constante para frenagem dinâmica

A perda de energia na resistência pode ser considerada aceitável para processos com frenagens de curta duração. Para processos com retorno de energia em longos períodos, é de se desejar uma solução com a menor perda possível.

Para realizar a inversão no sentido de fluxo de energia, mantendo-se a polaridade da tensão do circuito intermediário, é necessário uma inversão da corrente, que é conseguida através de um segundo conversor controlado pela rede ligado em paralelo com o primeiro, porém com polaridade inversa (anti-paralelo), conforme a figura 2.4.

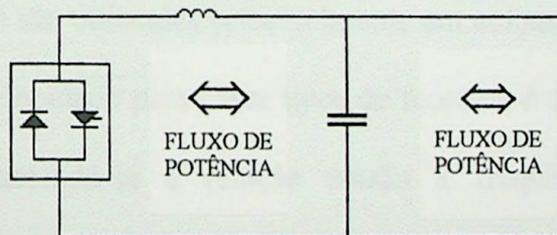


Figura 2.4 - Circuito intermediário de tensão constante com regeneração de energia

Os indutores nos circuitos intermediários de tensão definida podem ser excluídos dependendo da aplicação e do sistema elétrico no qual está conectado o conversor. Os

critérios para utilização desses elementos serão discutidos com detalhes nos próximos capítulos.

Para circuitos intermediários que operam com corrente definida (circuito intermediário de corrente contínua), é possível a inversão da tensão, e conseqüentemente a inversão no sentido do fluxo de energia. Neste caso, tem-se apenas um conversor controlado pela rede, conforme mostra a figura 2.5.

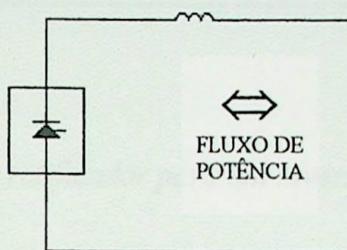


Figura 2.5 - Circuito intermediário de corrente constante

2.4 - CIRCUITO RETIFICADOR

Os circuitos inversores são utilizados principalmente em acionamentos de motores CA, um eficiente ajuste de velocidade para esses tipos de motores é obtido pela variação da frequência da rede, mantendo-se a relação tensão x frequência aproximadamente constante. Alguns tipos de inversores, como por exemplo, os inversores de onda quase quadrada, utilizam a técnica de controlar a tensão através de uma ponte retificadora controlada, e a frequência de saída, através do bloco inversor, como ilustra a figura 2.6.

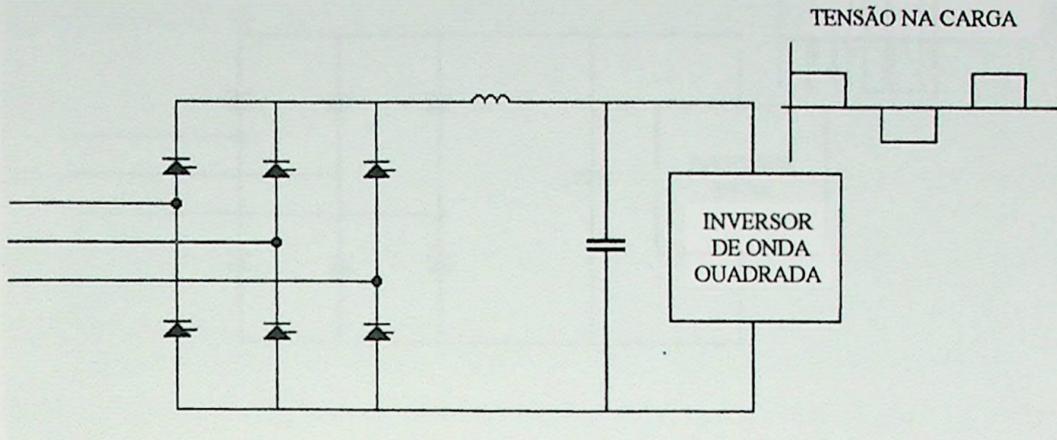


Figura 2.6 - Circuito retificador para um inversor de onda quadrada

Os circuitos retificadores controlados, geram altos harmônicos de corrente na linha e um baixo fator de potência. Os mais recentes padrões de qualidade de energia em sistemas de distribuição, estão desencorajando o uso desse tipo de conversor. Além disso, a tensão de saída também é rica em harmônicos, e portanto, necessita de pesada filtragem, o que torna essa configuração totalmente ultrapassada.

Os problemas associados com os inversores de onda quadrada, podem ser contornados utilizando-se a técnica de modulação por largura de pulsos (PWM) no bloco inversor. Os inversores PWM de tensão constante, são os mais populares e avançados em acionamentos de baixa, média e alta potência. Uma ponte retificadora a diodos e um filtro capacitivo, geram uma tensão DC não controlada para a entrada do inversor, conforme a figura 2.7. Os harmônicos associados a esses retificadores, são bem inferiores quando comparados aos retificadores controlados. A tensão e a frequência fundamental são controladas pelo bloco inversor PWM.

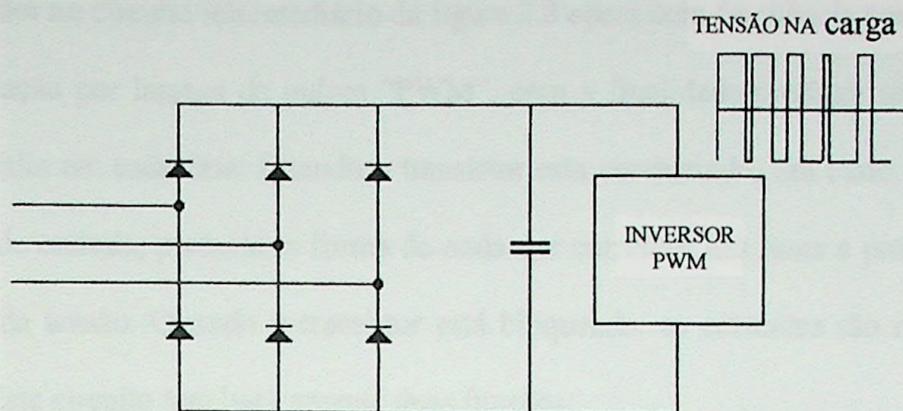


Figura 2.7 - Circuito retificador para um inversor PWM

Uma das técnicas para melhorar o fator de potência e o perfil das correntes de linha no circuito da figura 2.7, é adicionar a esse circuito um indutor na saída do retificador, e um circuito para controle do fluxo de corrente para o capacitor, como mostra a figura 2.8 abaixo.

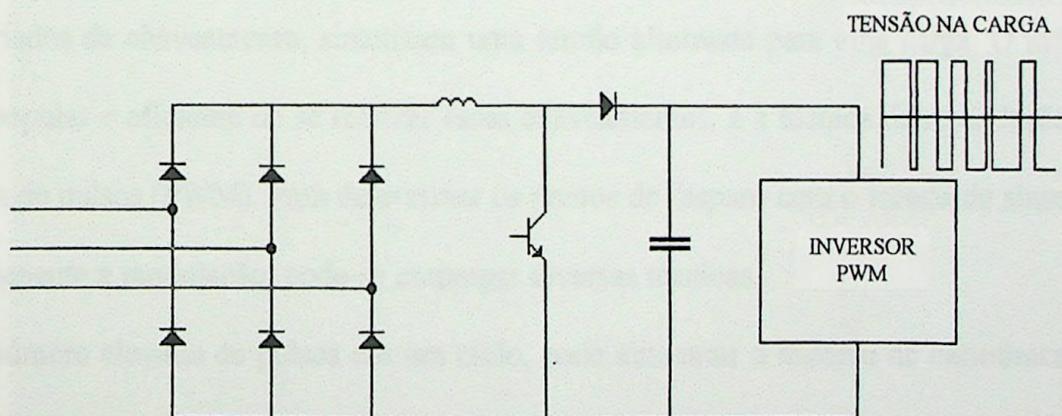


Figura 2.8 - Circuito retificador de um inversor PWM com controle das distorções da corrente de linha

O transistor no circuito intermediário da figura 2.8 opera com frequência constante, mas com modulação por largura de pulsos “PWM”, com a finalidade produzir uma corrente senoidal média em cada fase. Quando o transistor está conduzindo, um curto é criado no retificador de entrada, portanto, a forma de onda das correntes nas fases é proporcional a magnitude da tensão. Quando o transistor está bloqueado, as correntes são injetadas no capacitor. Este circuito tem basicamente duas funções:

- Regular a tensão no capacitor, que deve ser sempre maior que o pico da tensão de linha, ou seja, a tensão de saída deve ser maior do que a tensão de entrada.
- Controlar a corrente no indutor, de modo que a corrente seja a mais próxima da senoidal e com um fator de potência unitário.

2.5 - CIRCUITO INVERSOR

Os inversores são circuitos que a partir de uma fonte CC, utilizando dispositivos apropriados de chaveamento, sintetizam uma tensão alternada para uma carga. O método mais popular e eficiente de se realizar esses chaveamentos, é a técnica de modulação por largura de pulsos (PWM). Para determinar os pontos de disparo com o intuito de sintetizar corretamente a modulação, pode-se empregar diversas técnicas.

O número elevado de pulsos em um ciclo, pode aumentar o número de harmônicas de ordem superior, as quais são mais simples de se filtrar do que as harmônicas de ordem inferior, além disso, a própria indutância do motor atenua radicalmente essas harmônicas. A grande vantagem dos inversores PWM sobre os demais, é o fato de que ele pode, especialmente para frequências muito baixas, fornecer uma tensão com baixo teor de harmônicos.

2.5.1 - Características de Chaveamento

Os inversores de frequência PWM são utilizados para controlar a velocidade dos motores de indução através da tensão de alimentação, modulada por largura de pulsos, cuja componente fundamental correspondente, será variável tanto na sua frequência quanto na sua amplitude. O inversor de frequência é constituído de três blocos básicos, o retificador, o intermediário e o inversor. O bloco mais complexo, transforma a tensão constante DC do circuito intermediário, numa série de pulsos que simulam uma tensão senoidal nos terminais do motor. Esses pulsos, são decorrentes de chaveamentos sucessíveis dos transistores de potência que compõe o bloco inversor.

O bloco inversor é o mais crítico, pois as características do motor são diretamente afetadas pelos dispositivos de chaveamento e pela técnica de modulação da tensão. O circuito típico da figura 2.9 abaixo, mostra a configuração mais comum desse bloco inversor.

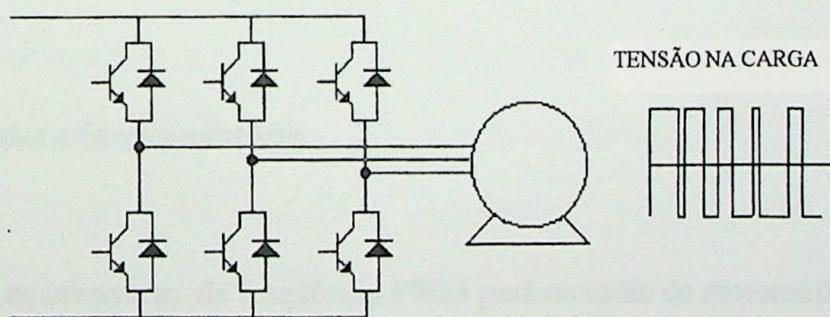


Figura 2.9 - Bloco inversor transistorizado

Os transistores da figura 2.9, são disparados numa seqüência que visa controlar a corrente e a tensão no motor. Esse controle normalmente é obtido através da alta velocidade de chaveamento desses transistores. A freqüência de modulação pode ser fixada em um valor ou pode ser variável (modo deslizante), sendo a ultima, a tecnologia mais recente. Essa característica da freqüência de modulação, determinará o nível dos ruídos audíveis do motor decorrentes das vibrações das lâminas, bem como, o quanto a tensão PWM se aproximará da onda senoidal pura. Em geral, nas freqüências de modulação mais elevadas, a tensão de saída fica mais próxima da onda senoidal. Essas freqüências elevadas (8 - 16 kHz), tendem a causar o aquecimento elevado do motor e do inversor, o que tornará o sistema global (motor / inversor) menos eficiente [17]. Os inversores que utilizam uma baixa freqüência de modulação (1 - 3 kHz), fixas, podem gerar níveis indesejáveis de ruídos audíveis emitidos pelo motor, o que torna essa tecnologia inconveniente em muitas aplicações. A utilização da freqüência de modulação variável, na faixa de 1 a 3 kHz, pode diminuir consideravelmente os ruídos audíveis nesses casos. A seguir serão discutidas as principais tecnologias e os semicondutores utilizados nos inversores.

2.5.2 - Tecnologias e Semicondutores

Hoje em dia, os inversores de freqüência PWM para controle de motores de indução de baixa tensão , empregam basicamente dois tipos de semicondutores no bloco inversor, o transistor bipolar e o IGBT (insulated-gate bipolar transistor). Ambos operam como chaves, que serão abertas ou fechadas pelo circuito de controle de modo a produzir a tensão e a freqüência variável necessárias ao controle dos motores CA .

Os transistores bipolares tem sido usados com sucesso pelos fabricantes de inversores por mais de dez anos. As últimas gerações desses semicondutores estão “auto limitando” a sua capacidade de corrente de curto circuito, isso resulta em inversores PWM que podem ser instalados em sistemas com uma corrente de curto circuito simétrica de até 25 kA, diminui-se com isso a necessidade de se adicionar impedâncias no circuito de alimentação do motor, na forma de transformadores de isolação, ou reatores de linha. As novas gerações de IGBT's não possuem essa característica de auto limitar a corrente de curto circuito, portanto os usuários desse tipo de inversor devem ser mais cuidadosos na instalação desse equipamento, de modo que uma proteção adequada de curto circuito seja assegurada .

A frequência de modulação no qual os inversores estão chaveando os transistores de saída, é a principal causa dos ruídos audíveis produzidos pelos motores. Nos inversores mais antigos, a frequência de modulação foi muitas vezes fixada pelos fabricantes em cerca de 1kHz, essa frequência fez com que o motor produzisse um zunido de alta intensidade [17]. Esse som, era extremamente irritante para aqueles que trabalhavam num ambiente próximo ao motor.

Uma forma encontrada para reduzir os ruídos audíveis nos inversores PWM que utilizam transistores bipolares, é utilizar uma frequência de modulação que varia dentro de uma banda particular de frequência. Um algoritmo do circuito de controle do PWM, otimiza a performance do motor, avaliando as características da corrente , da tensão , e da frequência desejada na saída. Os ruídos gerados, ainda são perceptíveis ao ouvido humano, porém, bem menores que aqueles produzidos com a frequência de chaveamento fixa. A figura 2.10, fornece uma comparação relativa dos ruídos audíveis produzidos por

diferentes tipos de inversores PWM, utilizando diferentes semicondutores e técnicas de modulação.

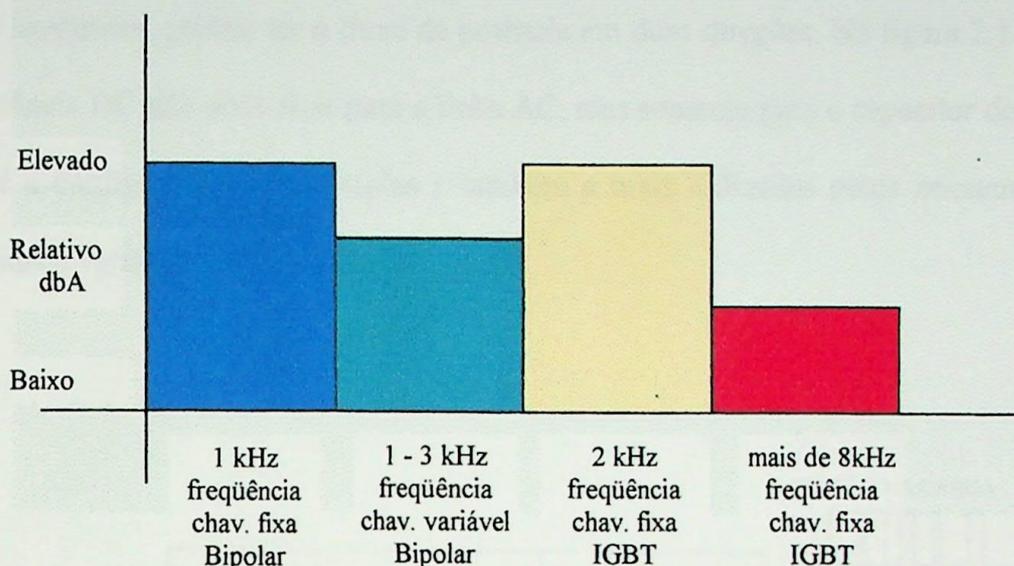


Figura 2.10 - Comparação dos níveis de ruídos produzidos por inversores que utilizam diferentes tipos de semicondutores e tecnologias.

Os inversores PWM que empregam IGBT, operam com frequências de modulação que chaveiam em torno de 8 kHz. Isso resulta numa frequência que está acima da faixa perceptível ao ouvido humano, e o motor fica extremamente silencioso. O motivo pelo qual os inversores PWM utilizando o IGBT podem operar em altas frequências de modulação, é a velocidade de comutação do IGBT com relação ao transistor bipolar [21]. Ambos os semicondutores possuem um tempo de fechamento semelhante, entretanto, o tempo de bloqueio ou de comutação de um IGBT, está em torno de 5 micro segundos, enquanto que o bipolar, possui um tempo de comutação de 20 a 30 micro segundos[17].

2.5.4 - PRINCIPAIS CONFIGURAÇÕES DE INVERSORES

Os inversores, podem ter o fluxo de potência em duas direções. Na figura 2.11, o fluxo de potência DC não pode fluir para a linha AC, mas somente para o capacitor do link DC. Esta é a configuração mais simples e também a mais utilizadas pelos acionamentos de velocidade variável (ASD's).

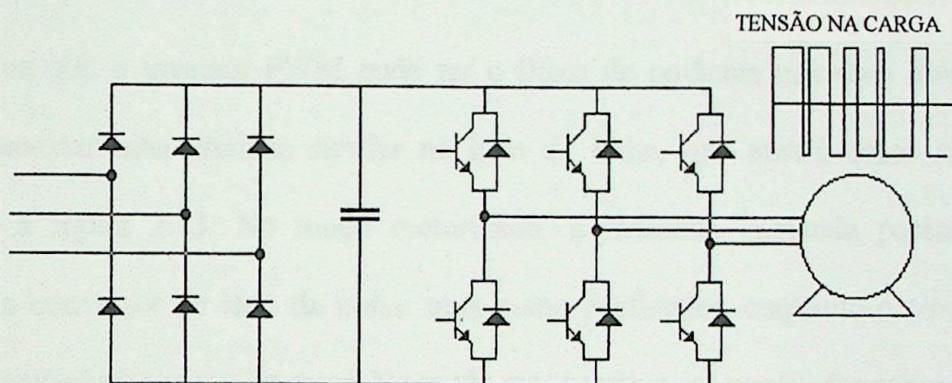


Figura 2.11 - Inversor PWM trifásico tipo fonte de tensão

Nos acionamentos que utilizam a frenagem dinâmica, o circuito da figura 2.11 deve ser alterado, para que a energia proveniente da carga seja absorvida no circuito intermediário. Essa energia será absorvida em um resistor chaveado por um transistor, conforme a figura 2.12.

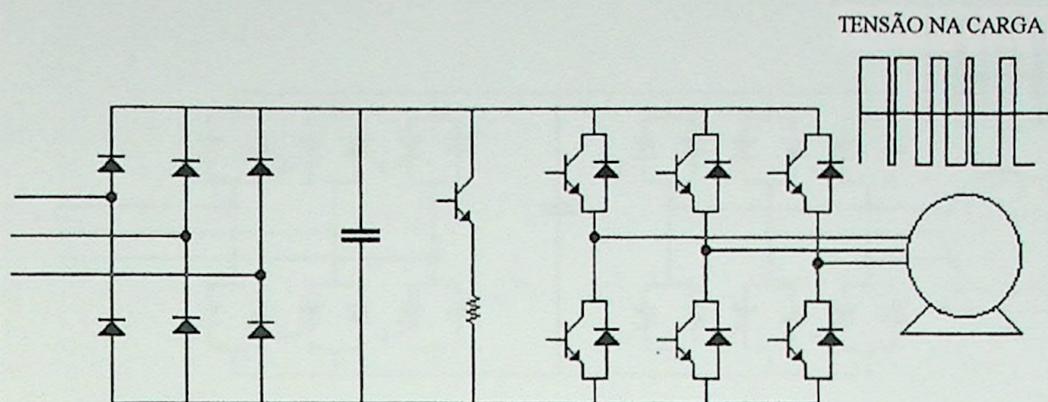


Figura 2.12 - Inversor PWM trifásico tipo fonte de tensão com frenagem dinâmica

Uma vez que o inversor PWM pode ter o fluxo de potência nas duas direções, faz sentido conectar uma unidade similar no lado da linha, que atuará como retificador, conforme a figura 2.13. No modo motorizado, a máquina demanda potência ativa, portanto, o conversor do lado da linha atua como retificador, enquanto o conversor do lado da máquina atua como inversor. No modo regenerativo, os papéis dos conversores são trocados. O conversor do lado da linha é controlado para regular a tensão do link DC num nível constante. O valor da tensão do link DC, tem que ser maior que os valores de pico das tensões de linha e da carga, para que ambos os conversores AC operem no modo PWM. Em adição a capacidade de regeneração de energia, essa configuração tem as seguintes vantagens:

- Os harmônicos das correntes de linha serão muito pequenos. Indutores de linha tornarão a corrente de linha praticamente senoidal.
- O fator de potência da linha pode ser controlado para ser unitário

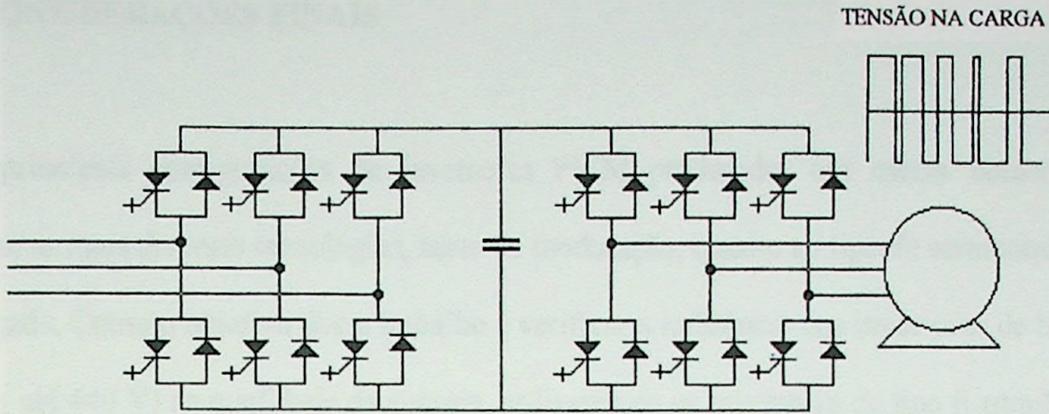


Figura 2.13 - Retificador e inversor PWM para regeneração de energia

Nos acionamentos de motores com potência superior a 1500 HP, ainda se utiliza o inversor PWM tipo fonte de corrente, como o da figura 2.14 . Os GTO's substituíram os tiristores no bloco inversor devido a sua facilidade de comutação e por trabalharem com uma frequência de chaveamento maior.

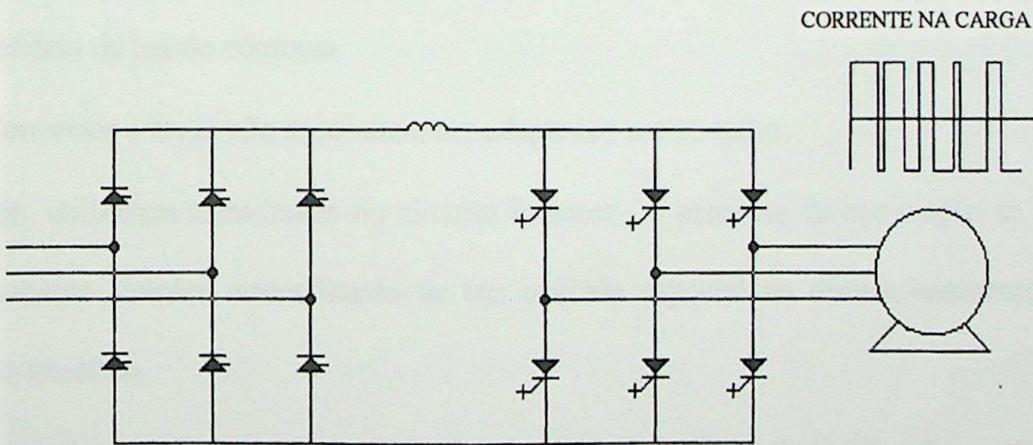


Figura 2.14 - Inversor PWM tipo fonte de corrente

2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

As principais configurações de inversores PWM produzidos em escala comercial, possuem as mais diversas tecnologias, tanto de modulação, quanto ao tipo de semicondutor empregado. Como o objetivo desse trabalho é verificar a influência dos inversores de baixa tensão (até 440 V) na qualidade da energia, utilizaremos os inversores do tipo ilustrado na figura 2.11, que possui as seguintes características.

- Circuito retificador a diodos (ponte não controlada)
- Circuito intermediário (link DC) com tensão definida com filtros capacitivos, ou filtros com indutores e capacitores LC
- Circuito inversor com controle de tensão e frequência pela técnica de modulação por largura de pulso (PWM)
- Devido a tensão constante do circuito intermediário, os capacitores estão sempre em plena tensão, não sendo necessário um carregamento em função da corrente. Desta forma, se faz necessário um capacitor com capacitância suficientemente grande no circuito intermediário de tensão contínua.
- Conversor e carga não necessitam ser adaptados um ao outro.
- Por utilizarem transistores no circuito inversor, o processo de comutação se torna extremamente simples, necessitando de um cuidado especial no dimensionamento dos circuitos snubbers
- As vantagens das topologias derivadas dos inversores fonte de tensão, são a estrutura de potência extremamente simples e a necessidade de somente seis dispositivos unidirecionais para o chaveamento. A estratégia de controle é razoavelmente simples e providencia uma completa interface entre a fonte DC e a carga AC.

CAPÍTULO 3

PERTURBAÇÕES ORIUNDAS DOS

INVERSORES PWM

3.1- CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Devido aos avanços na tecnologia dos semicondutores de potência, os acionamentos de velocidade variável (ASD, de adjustable speed drives) para motores de indução, estão sendo cada vez mais utilizados nos acionamentos. Tais dispositivos estão proliferando em aplicações com motores nas faixas que variam desde frações de kW até alguns MW, e são na grande maioria dos casos, inversores do tipo PWM. Muito embora as vantagens dos Inversores PWM no que diz respeito a economia de energia e ao maior rendimento dos motores, sejam bem conhecidas e documentadas, o impacto desses conversores nos sistemas de distribuição, e as soluções para uma utilização mais racional desses equipamentos, estão em pleno desenvolvimento. Alguns dos aspectos objetos de preocupação, são os efeitos dos harmônicos, a controlabilidade das cargas comandadas

pelos ASDs, as alterações no fluxo de carga dos sistemas de potência e a interferência dos harmônicos nos sistemas de telecomunicações.

Nesse capítulo, serão abordados alguns aspectos específicos envolvendo as perturbações oriundas dos inversores PWM . Será uma descrição teórica, cujos principais conceitos e formulações serão básicos nos aspectos práticos desse trabalho, e abordará os seguintes temas:

- Aspectos teóricos das Fontes Harmônicas
- Características das distorções harmônicas dos inversores PWM
- Limites de Distorções da corrente e da tensão
- Principais Efeitos das distorções

3.2. ASPECTOS TEÓRICOS DAS FONTES HARMÔNICAS

Conversores de potência por definição, fazem a conversão da energia elétrica de uma forma para outra . Essa mudança é concluída por chaveamentos periódicos dos semicondutores do conversor. Uma ponte conversora trifásica na formação de graetz (retificador de seis pulsos) por exemplo, conecta a tensão de linha com elevados valores instantâneos à carga, as chaves utilizadas nesse tipo de conversor são diodos ou SCR's, que através de Combinações de um chaveamento positivo e um negativo desses semicondutores, conectarão a fonte AC à carga. A tensão unidirecional resultante é constituída de picos da onda senoidal, sendo que cada pico tem sessenta graus para esse tipo de conversor. Análises harmônicas, mostram que a oscilação da tensão DC, consiste da tensão de entrada com frequência múltipla de seis períodos da frequência fundamental.

As indutâncias do lado DC irão amortecer a corrente na carga, teoricamente a corrente DC do conversor é considerada como sendo constante, e a corrente de linha no lado AC, constituída por pulsos bruscos no lugar de ondas senoidais amortecidas, conforme a figura 3.1.

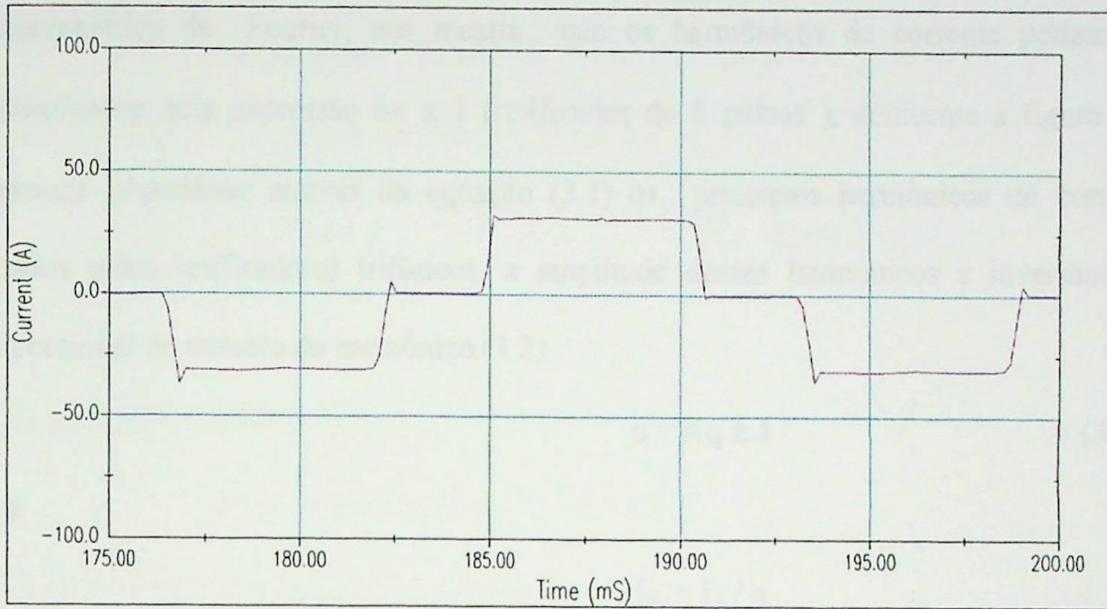


Figura 3.1 - Forma de onda da corrente para um retificador de seis pulsos

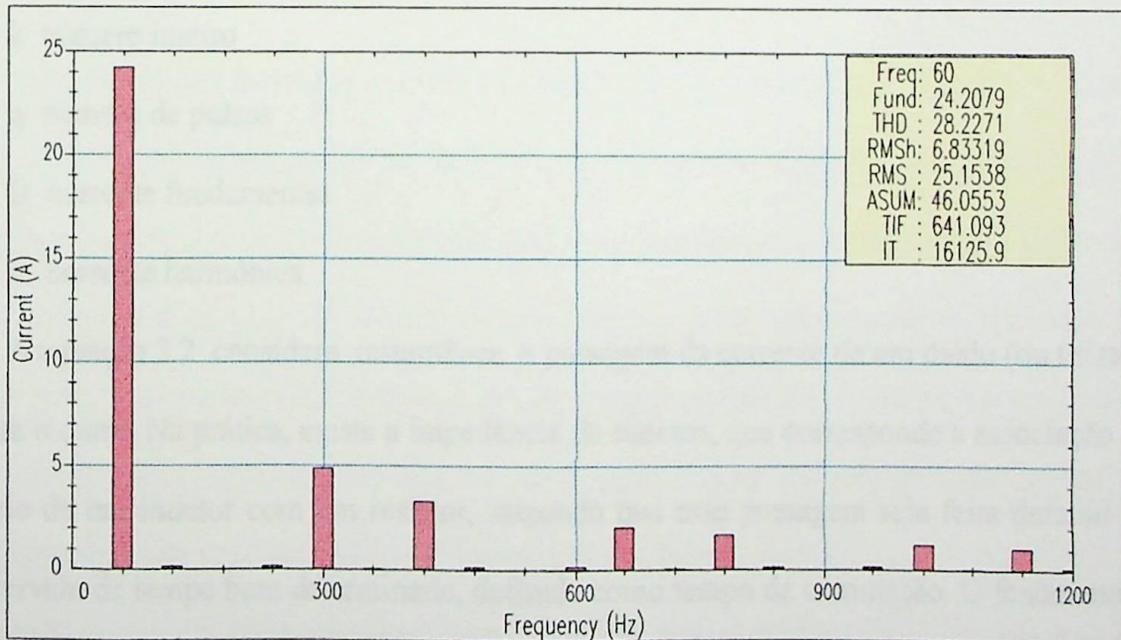


Figura 3.2 - Principais componentes harmônicas da forma de onda da figura 3.1

Se considerarmos a tensão de alimentação balanceada e senoidal, desprezando-se o efeito da comutação, e que a corrente no lado DC é perfeitamente constante, a corrente no lado AC do conversor será semelhante a mostrada na figura 3.1, porém os pulsos serão perfeitamente retangulares. A decomposição dessa forma de onda numa série trigonométrica de Fourier, nos mostra que os harmônicos de corrente podem ser determinados pela expressão $6n \pm 1$ (retificador de 6 pulsos), conforme a figura 3.2. Podemos generalizar através da equação (3.1) os principais harmônicos de corrente gerados pelos retificadores trifásicos, a amplitude desses harmônicos é inversamente proporcional ao número do harmônico (3.2).

$$n = Kq \pm 1 \quad (3.1)$$

e

$$I_n = I_1 / n \quad (3.2)$$

onde:

n ordem do harmônico

k número inteiro

q número de pulsos

I₁ corrente fundamental

I_n corrente harmônica

A equação 3.2 considera instantânea a passagem da corrente de um diodo (ou tiristor) para o outro. Na prática, existe a impedância do sistema, que corresponde a associação em série de um indutor com um resistor, impondo que essa passagem seja feita durante um intervalo de tempo bem determinado, definido como tempo de comutação. O fenômeno da comutação tende a diminuir a magnitude dos harmônicos, embora a ordens dos mesmos permaneçam inalteradas.

Para um retificador de seis pulsos $q=6$ e $K=1$

$6 + 1 = 7^\circ$ harmônico (420 Hz em 60 Hz)

$6 - 1 = 5^\circ$ harmônico (300 Hz em 60Hz)

Magnitude do 5° harmônico

$$100 \% \text{ do fundamental} / 5 = 20 \%$$

Como podemos comprovar utilizando a figura 3.1

$$I_5 = 4,8 \text{ A} \quad \text{e} \quad I_1 = 24,1 \text{ A} \quad \text{logo} \quad \frac{I_5}{I_1} = 0,198 = 19,9\%$$

magnitude do 7° harmônico

$$100 \% \text{ do fundamental} / 7 = 14.3 \%$$

Utilizando os dados da figura 3.1 temos :

$$I_7 = 3,4 \text{ A} \quad \text{logo} \quad \frac{I_7}{I_1} = 0,141 = 14,1\%$$

Harmônicos são múltiplos inteiros da frequência fundamental, por exemplo, o terceiro harmônico para um sistema de 60 Hz é 180 Hz, o quinto harmônico é 300 Hz, e assim por diante. Uma forma de onda distorcida pode ser decomposta através da série de Fourier num somatório de ondas senoidais de amplitudes e frequências variáveis (harmônicos), que quando sobrepostas dão origem a forma de onda distorcida. Harmônicos são gerados por cargas cujas correntes não são senoidais, essas cargas são denominadas cargas não lineares, que são uma das principais fontes de distúrbios no sistema.

Distúrbios no sistema, são geralmente variações temporárias na tensão do sistema, que podem causar uma má operação do equipamento ou até mesmo uma falha do mesmo.

Variações na frequência podem ocasionalmente ser um fator de distúrbios do sistema, especialmente quando a carga estiver sendo alimentada por um gerador de emergência. Entretanto, quando o usuário do sistema de potência está ligado a um sistema relativamente forte, variações na frequência é raramente uma preocupação significativa, a distorção da tensão é geralmente o maior problema e que será o foco desse trabalho.

As fontes mais comuns de harmônicos dos sistemas industriais são os seguintes:

- 1- Retificadores
- 2- Acionamentos de motores DC
- 3- Acionamentos de motores AC com frequência variável
- 4- Fontes de alimentação ininterruptas (UPS)
- 5- Fornos a arco
- 7- Cicloconvertidores
- 8- Fontes chaveadas
- 9- Equipamentos para auxílio de partida de motores AC

É importante perceber que existem outras fontes de distúrbios que não estão associadas com a potência de alimentação. Dentre elas podemos incluir, descargas eletrostáticas, interferências eletromagnéticas irradiadas, e erros de operação. Além disso, fatores mecânicos e ambientais também podem fazer parte dos distúrbios no sistema, nos quais podemos incluir a temperatura excessiva, contaminação, vibração excessiva, e folgas nas ligações, embora esses fatores possam ser muito importantes, eles não serão discutidos nesse trabalho.

3.3 - DISTORÇÕES HARMÔNICAS DOS INVERSORES PWM

Embora a análise de circuitos retificadores trifásicos suprindo cargas indutivas do tipo mostrado na figura 3.3 (corrente constante), esteja bem documentada e muito bem compreendida devido ao grande número de pesquisas e publicações nessa área durante as ultimas décadas, a análise de retificadores suprindo cargas capacitivas (tensão constante), mostrado na figura 3.4, não recebeu nesse mesmo período o mesmo tratamento por parte dos pesquisadores. Entretanto, com o aumento substancial dos inversores de frequência PWM tipo fonte de tensão que utilizam um valor considerável de capacitância no link DC, tem levado os pesquisadores a dedicar uma atenção especial a esse tipo de circuito.

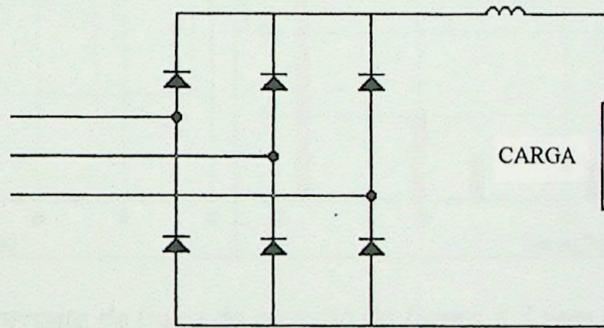


Figura 3.3 - Retificador trifásico de corrente constante

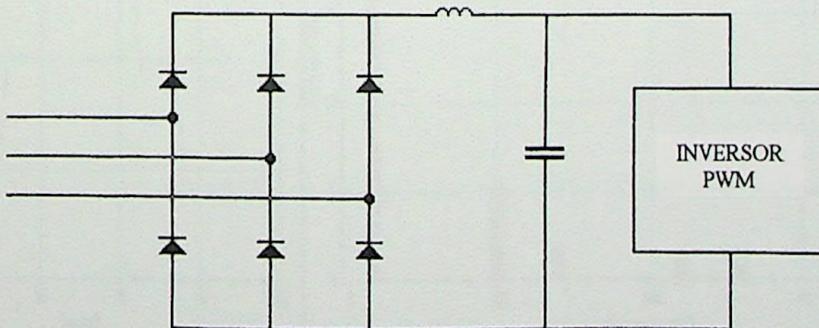


Figura 3.4 - Retificador trifásico de tensão constante

3.3.1 - Distorções na Corrente

A forma de onda da corrente para retificadores alimentando cargas indutivas (corrente constante), são bem definidas no que diz respeito a sua forma, tanto no lado AC quanto no lado DC. São formas de ondas simétricas e periódicas na grande maioria dos circuitos, o que torna a sua análise matemática simplificada. A equação (3.2) é muito eficiente para identificar as amplitudes dos harmônicos geralmente encontrados nesse tipo de conversor com carga RL.

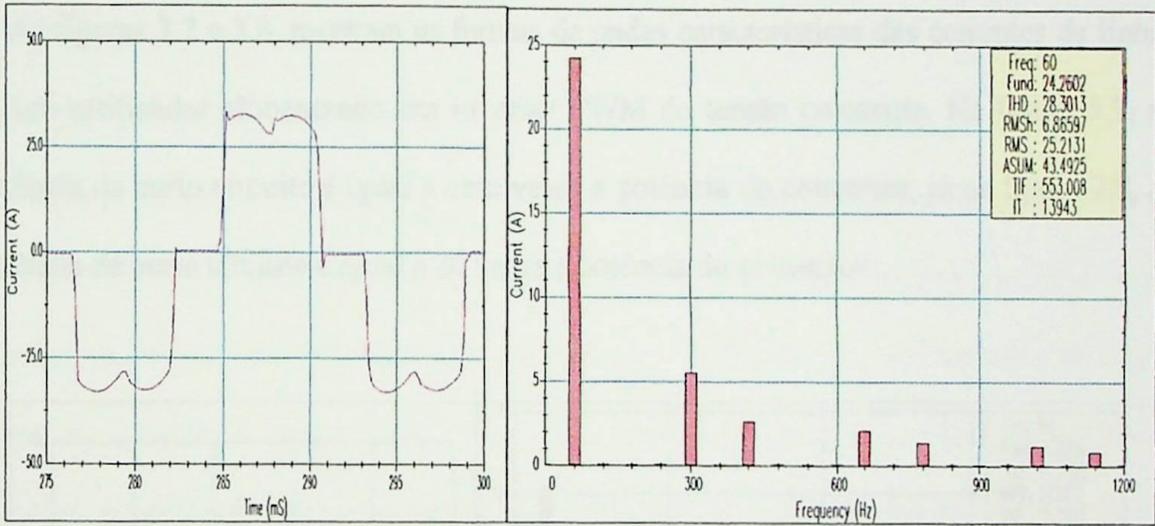


Figura 3.5 - Corrente de linha do circuito da figura 3.3 com $S_{cc} = 100$. S_{conv}

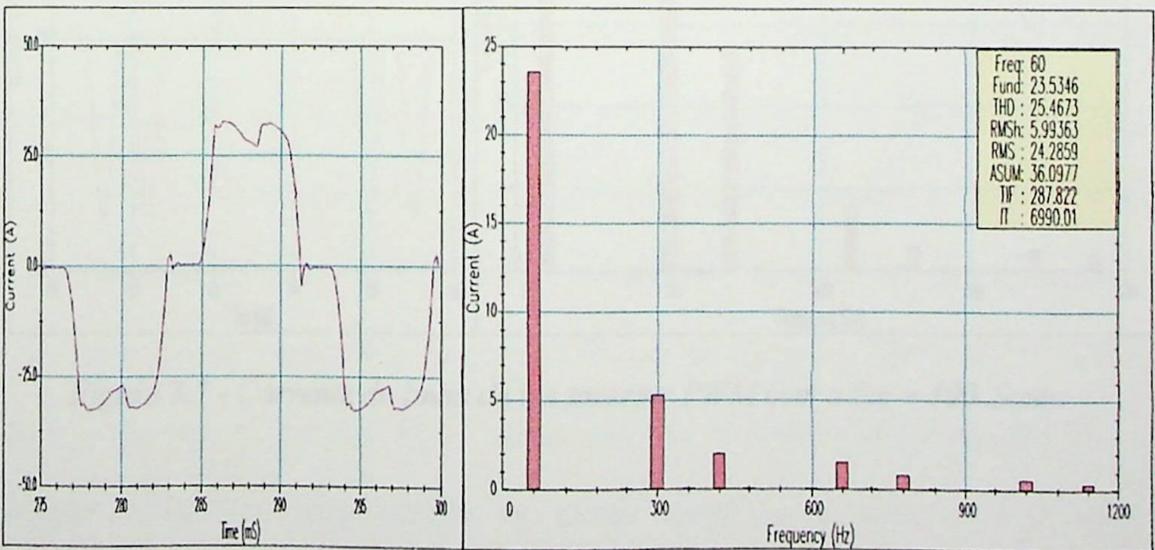


Figura 3.6 - Corrente de linha do circuito da figura 3.3 com $S_{cc} = 20$. S_{conv} .

As figuras 3.5 e 3.6, mostram as formas de ondas características das correntes de linha de um conversor de seis pulsos com carga RL. Na figura 3.5, o conversor foi conectado em um sistema onde potência de curto circuito é igual a cem vezes a potência do conversor. A figura 3.6, mostra a corrente de linha com o conversor conectado em um sistema onde a potência de curto circuito é igual a vinte vezes a potência do conversor. Ao se comparar as figuras 3.5 e 3.6, pode-se observar que o sistema no qual o conversor está conectado, não tem uma influência decisiva nas formas de ondas das correntes e nem nas amplitudes dos harmônicos.

As figuras 3.7 e 3.8, mostram as formas de ondas características das correntes de linha de um retificador alimentando um inversor PWM de tensão constante. Na figura 3.7, a potência de curto circuito é igual a cem vezes a potência do conversor, já na figura 3.8, a potência de curto circuito é igual a 20 vezes a potência do conversor.

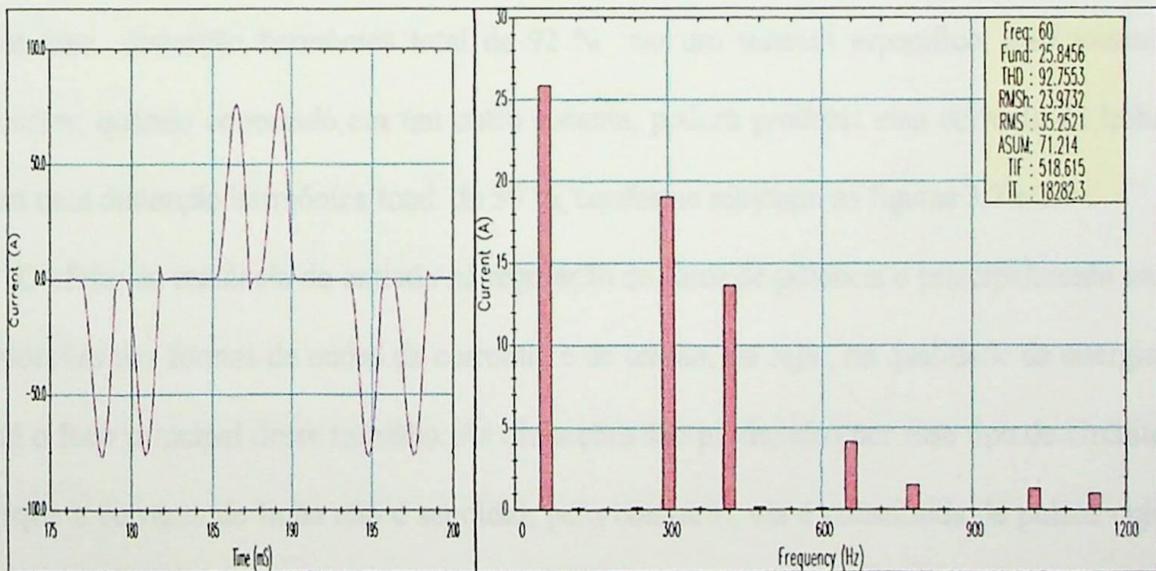


Figura 3.7 - Corrente de linha de um inversor PWM com a $S_{cc} = 100$.Sconv.

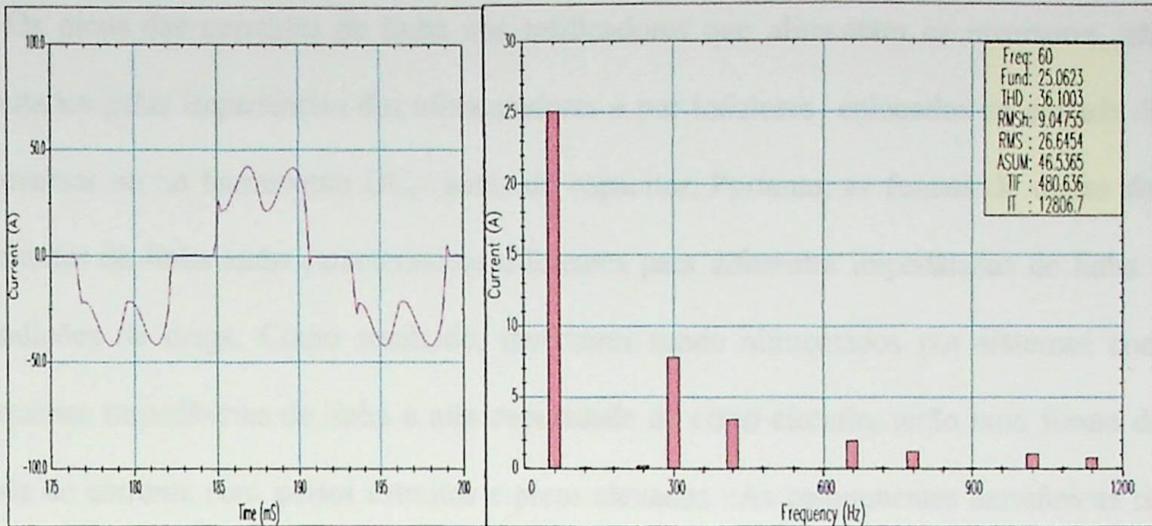


Figura 3.8 - Corrente de linha de um inversor PWM com a $S_{cc} = 20$. *Sconv.*

As formas de ondas das correntes e as componentes harmônicas desse circuito, não são tão previsíveis quanto as formas de ondas da figura 3.1(retificador com carga indutiva). Nesses circuitos, a forma de onda da corrente depende das características do sistema onde o mesmo está instalado. Por exemplo, um inversor PWM pode ter uma corrente de linha com uma distorção harmônica total de 92 % em um sistema específico, esse mesmo inversor, quando conectado em um outro sistema, poderá produzir uma corrente de linha com uma distorção harmônica total de 36 %, conforme mostram as figuras 3.7 e 3.8 .

O efeito da reatância de entrada na regulação do fator de potência e principalmente nas distorções das formas de ondas da corrente e de tensão, ou seja , na qualidade da energia, será o foco principal desse trabalho. As distorções são produzidos por esse tipo de circuito porque a corrente de linha não é senoidal, pelo contrario, ela é constituída de pulsos cuja amplitude e largura dependem das características do sistema . Esses pulsos ocorrem quando a tensão de entrada AC é maior do que a tensão do barramento DC do equipamento, durante esse período os diodos estarão polarizados diretamente e conduzirão.

Os picos das correntes de linha nos retificadores que alimentam os inversores, são limitados pelas impedâncias dos alimentadores e por indutores colocados na entrada do conversor ou no barramento DC, antes do capacitor. Portanto, as formas de ondas das correntes de linha terão características diferentes para diferentes impedâncias de linha e condições de carga. Como resultado, inversores sendo alimentados por sistemas com pequenas impedâncias de linha e alta capacidade de curto circuito, terão uma forma de onda de corrente com pulsos estreitos e picos elevados. As componentes harmônicas de tais formas de onda, podem causar interferências indutivas em equipamentos sensíveis conectados no mesmo barramento, além disso, harmônicos podem causar sobreaquecimento do capacitor do barramento DC, diminuindo significativamente vida útil do inversor. Em muitos casos, é possível reduzir os problemas das distorções harmônicas pela inserção de um reator de linha ou um transformador de isolamento na entrada do inversor, essas indutâncias aumentam a impedância de linha e reduzem os picos da corrente. Frequentemente, reatâncias tem sido deliberadamente adicionadas pelos fabricantes tanto no lado AC quanto no lado DC com o intuito de realizar a regulação, diminuir as distorções, ou para satisfazer o fator de potência requerido pelo consumidor. Muitas vezes, esta operação é ineficiente ou até mesmo prejudicial para o sistema no que diz respeito a qualidade da energia.

O indutor de alisamento, pode ser colocado tanto no lado AC quanto no lado DC, quanto maior o seu valor, menor serão as ondulações da corrente. Porém, existem restrições para a utilização desse elemento, pois o mesmo pode gerar quedas de tensão indesejáveis ou diminuir o tempo de resposta do circuito as variações de carga. Estes problemas serão tratados com maiores detalhes nos capítulos 4 e 5.

3.3.2 - Distorções na Tensão

Os sistemas de potência e seus componentes, são em princípio designados a alimentar cargas lineares ou cargas tendo uma mínima distorção harmônica de corrente. O aumento dos conversores estáticos de potência nos sistemas de controle de máquinas elétricas, dentro o quais podemos destacar os inversores do tipo PWM , tem aumentado o interesse nos estudos dessa fontes geradoras de correntes harmônicas e seus efeitos no sistemas de potência , incluindo projeto de linhas de transmissão, sistemas de geração , e sistemas de distribuição.

As perturbações (isto é, as deformações da tensão de alimentação), não implicam necessariamente num funcionamento dos equipamentos ou processos. Tais interferências, ocorrem somente quando o nível de perturbação não é compatível com as cargas sensíveis conectadas ao sistema de alimentação. Os problemas de compatibilidade podem ocorrer tanto internamente as instalações industriais (interferência mútua dos equipamentos alimentados por uma fonte comum), como na interface entre a indústria e o sistema de distribuição (por exemplo, interferência entre consumidores próximos).

O tema distorções harmônicas e conversores estáticos de potência, freqüentemente nos da idéia de aplicação somente em sistemas industriais de potência, onde um grande número de conversores são utilizados em acionamentos de motores, aquecedores elétricos e UPS (uninterruptible power supplies). Entretanto, com a aplicação da eletrônica em quase todas as cargas elétricas para controle de processos industriais, um grande número de conversores estáticos de potência estão presentes em todos os tipos de sistemas de distribuição (residencial, comercial, e industrial), aumentando o interesse mundial sobre as distorções harmônicas e suas influências na qualidade da energia suprida.

Os Inversores PWM estão se tornando cada vez mais comuns em todos os seguimentos da industria , comércio e até mesmo em residências, principalmente nos acionamentos de motores de indução trifásicos. Esses inversores na sua grande maioria , são do tipo PWM de tensão constante, ou seja , possui um circuito retificador trifásico a diodo na formação de graetz com um capacitor no lado DC . Essa tensão continua com um valor médio constante, é convertida em uma tensão trifásica com tensão e frequência variáveis de acordo com as necessidades dos acionamentos .

O circuito retificador absorve uma corrente pulsante como mostrada na fig. 3.9, como podemos observar, a forma de onda da corrente é rica em harmônicos . Na análise dos efeitos desses harmônicos no sistema elétrico , os conversores são modelados como fontes de correntes harmônicas que injetam harmônicos nas impedâncias do sistema, gerando distorções na forma de onda da tensão, conforme a figura 3.10. Essas distorções na barra onde esta localizada o conversor, será tanto maior quanto menor for a potência de curto circuito do sistema onde o conversor estiver localizado.

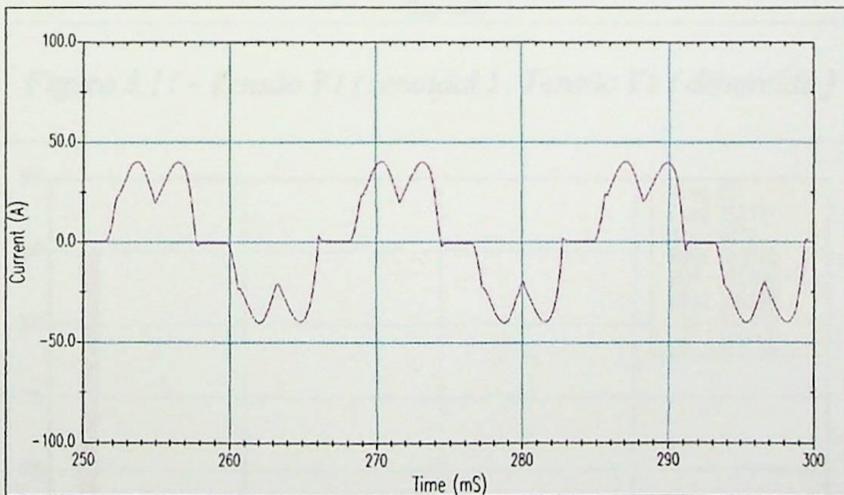


Figura 3.9 - Corrente de linha (IL) do circuito da figura 3.10



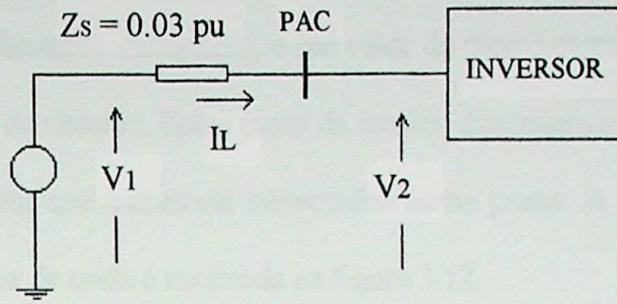


Figura 3.10 - Circuito equivalente do sistema

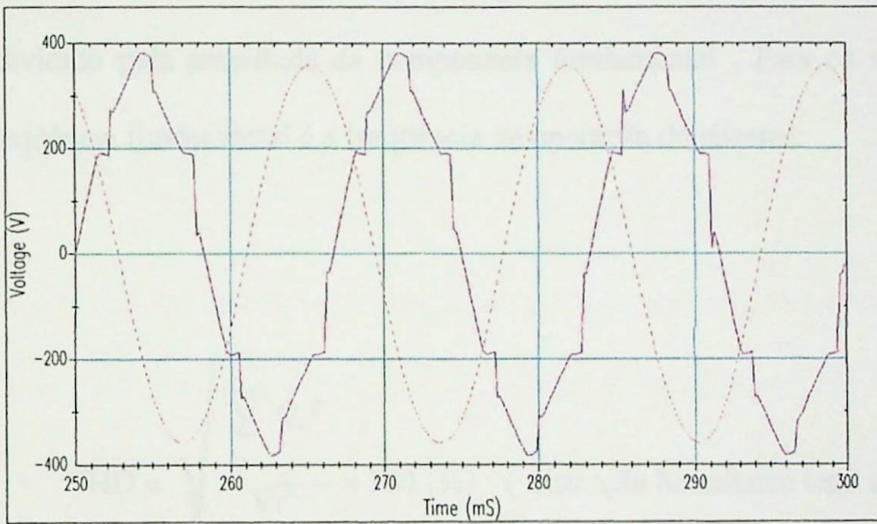


Figura 3.11 - Tensão V_1 (senoidal) , Tensão V_2 (distorcida)

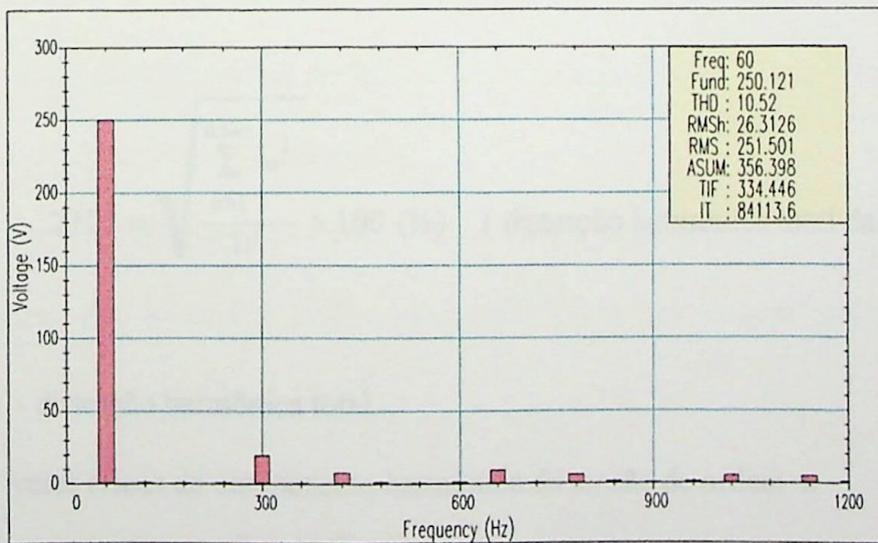


Figura 3.12 - Componentes harmônicas da tensão V_2

Pode-se observar na fig. 3.11, que a forma de onda da tensão no ponto de acoplamento do inversor com rede é bastante distorcida, e seu valor de pico é cerca de 8% maior que o pico da tensão nominal do sistema. Esses picos de tensão, diminuem a vida útil do inversor e de outros equipamentos que estiverem conectados nesse ponto. A distorção harmônica total (THD), dessa forma de onda é mostrada na figura 3.12.

As distorções harmônicas de uma forma de onda repetitiva de tensão ou corrente, é tipicamente descrita pela distorção harmônica total (THD). THD é definida como a raiz quadrada do somatório dos quadrados das amplitudes das componentes harmônicas individuais, dividido pela amplitude da componente fundamental. Para os sistemas de potência, a frequência fundamental é a frequência de operação do sistema:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n>1}^{nmax} V_n^2}{V_1^2}} \times 100 (\%) \quad (\text{distorção harmônica total da tensão})$$

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n>1}^{nmax} I_n^2}{I_1^2}} \times 100 (\%) \quad (\text{distorção harmônica total da corrente})$$

Onde :

THD - distorção harmônica total

V_n - valor eficaz da componente harmônica da tensão de ordem n

I_n - valor eficaz da componente harmônica de corrente de ordem n

V_1 - Valor eficaz da componente fundamental da tensão

I_1 - Valor eficaz da componente fundamental da corrente

n - Ordem da componente harmônica

Podemos utilizar os dados da fig. 3.7 para exemplificar:

$$\text{Fund} = I_1 = 25,84 \text{ A}$$

$$\text{RMS}_h = \left(\sum I_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} = 23,97 \text{ A}$$

$$\text{THD} = \frac{23,97}{25,84} \Rightarrow \text{THD} = 0,927 = 92,7 \%$$

3.4 LIMITES PARA HARMÔNICOS

A preocupação com os efeitos dos harmônicos nos sistemas elétricos levaram vários países a estabelecerem, ao longo dos anos, recomendações ou normas [23], destinadas a preservação da qualidade da energia das redes elétricas, no que se refere a questão dos harmônicos. Estas regulamentações tem em comum os seguintes objetivos:

- Preservar o padrão de suprimento da energia elétrica;
- Manter as distorções das ondas de tensão e corrente dentro de níveis toleráveis pelo sistema de potência e seus equipamentos
- Garantir a operação adequada de equipamentos, evitar interferências

Os procedimentos para se atender a estas metas estão fundamentados basicamente em três grupos:

- Limites para as distorções harmônicas totais de tensão
- Limites para correntes harmônicas injetadas na rede supridora
- Limites para as tensões e correntes harmônicas de forma conjunta.

O pensamento atual é que a distorção da tensão é de responsabilidade da concessionária, enquanto que a distorção da corrente é responsabilidade do usuário. A concessionária deve fornecer ao usuário uma energia de qualidade (limpa) e o usuário não deve distorcer a tensão.

3.4.1 - Limites de Distorção da Tensão

As cargas não lineares mudam a natureza senoidal das correntes e da tensão do sistema. As correntes não senoidais causam distorção no ponto de acoplamento comum (PAC), e essa distorção da tensão é então aplicada a outras cargas ou consumidores. O nível dessa distorção é uma função da magnitude dos harmônicos da corrente e da impedância harmônica da linha, entre o PAC e fonte de potência . O ponto de acoplamento comum é o ponto no qual a distorção será medida.

A IEEE standard 519 produzida em 1981 recomenda para os sistemas com tensão abaixo de 69 kV que a distorção na tensão seja inferior a 5%, para sistemas operando em alta tensão esses níveis de distorções da tensão deverão ser ainda menores.

A IEEE standard 519 [23]foi revisado em 1992. Os 5% de limitação na distorção da tensão para sistemas com tensão abaixo de 69 kV foram mantidos, incluiu-se uma limitação na distorção da corrente no ponto de acoplamento do consumidor com a concessionária . Esse limite na distorção da corrente, esta na faixa de 2.5 a 20%, dependendo do consumidor e do sistema de tensão.

A experiência brasileira sobre estas limitações foi relatada pelo Grupo Coordenador de Operação Interligada (GCOI) da Eletrobrás e está fundamentada em normas de outros países e na experiência de campo das diversas empresas concessionárias.

A tabela 3.1 apresenta os limites globais para os harmônicos individuais e a distorção harmônica total de tensão fase neutro, em qualquer PAC. Estes limites devem ser entendidos como níveis de compatibilidade e não devem ser excedidos em nenhum ponto do sistema elétrico.

	V < 69 KV		V > 69 KV	
	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)
IMPARES	3,5,7	5 %	3,5,7	2 %
	9,11,13	3 %	9,11,13	1,5 %
	15 a 15	2 %	15 a 25	1 %
	> 27	1 %	> 27	0,5 %
PARES	2,4,6	2 %	2,4,6	1 %
	> 8	1 %	> 8	0,5 %
THD = 6 %			THD = 3 %	

Tabela 3.1 - Limites de tensão globais expressos em porcentagem da tensão fundamental

A tabela 3.2 mostra os limites para as distorções individuais e totais por consumidor. Estes limites devem ser aplicados no ponto de entrega como parte dos critérios de conexão.

De forma a simplificar e viabilizar esta avaliação, foi estabelecido o conceito de limites por consumidor, sendo os valores máximos admissíveis das perturbações introduzidas no sistema elétrico da concessionária por um único consumidor. Esses limites são derivados dos limites globais, considerando-se o nível de saturação na barra de ligação da nova carga não linear.

	V < 69 KV		V > 69 KV	
	ORDEM	VALOR (%)	ORDEM	VALOR (%)
IMPARES	3 a 35	1,5 %	3 a 25	0,6 %
	≥ 27	0,7 %	≥ 27	0,4 %
PARES	todos	0,6 %	todos	0,3 %
THD = 3 %			THD = 1,5 %	

Tabela 3.2 - Limites de tensão por consumidor expressos em porcentagem da tensão fundamental

A tensão harmônica total em qualquer ponto de um sistema é o resultado da combinação fasorial das tensões harmônicas provocadas por diferentes fontes. Portanto, os limites de corrente correspondem aos limites de tensão harmônica por consumidor divididos pela impedância própria do ponto de entrega, para cada frequência harmônica.

3.4.2 Limites de Distorção da Corrente

A limites de distorção harmônica de corrente recomendada pela IEEE 519 - 1992 para ASD's conectados no ponto de acoplamento comum (PAC) com outras cargas é fornecido pela tabela 3.3 a seguir :

Relação de curto circuito I_{sc} / I_L	TDD como uma porcentagem da corrente
$R \leq 20$	5.0 %
$20 < R \leq 50$	8.0 %
$50 < R \leq 100$	12.0 %
$100 < R \leq 1000$	15.0 %
$1000 < R$	20.0 %

Tabela 3.3 - Limites de distorção da corrente segundo a IEEE - 519

Os limites da demanda de distorção total (TDD) mostrada na tabela acima, são as máximas distorções de corrente dos ASD'S como uma porcentagem da corrente fundamental das cargas do sistema. Esses limites são baseados na quantidade de cargas utilizadas quando comparado a corrente de curto circuito disponível no PAC.

$$R = \frac{I_{sc}}{I_L}$$

Onde:

R = Relação de curto circuito da instalação no PAC

I_{sc} = Máxima corrente de curto circuito do sistema

I_L = Máxima demanda da corrente fundamental das cargas (incluindo cargas não lineares e senoidais)

Pela tabela nota-se que quando a quantidade de cargas utilizadas diminui com relação a capacidade do sistema, é permitida uma maior porcentagem de correntes harmônicas a serem injetadas no sistema da concessionária. Exemplos de aplicação dos limites de distorção harmônica de corrente da tabela 3.3 são fornecidos no capítulo 5.

3.5 PRINCIPAIS EFEITOS DAS DISTORÇÕES HARMÔNICAS

Os principais efeitos dos harmônicos gerados pelos conversores estáticos utilizados para acionamentos de máquinas elétricas sobre os equipamentos do sistema elétrico são:

- Correntes harmônicas podem causar aquecimento excessivo em máquinas rotativas.

Os harmônicos de corrente de ordem $Kn + 1$ (onde n é um número inteiro e K o número de pulsos do conversor) são correntes de seqüência de fase positiva, e os de ordem $Kn - 1$ são correntes com seqüência de fase negativa. Em máquinas síncronas, essas duas correntes se somam diretamente, causando aquecimento adicional no rotor em grandes máquinas síncronas.

- Motores de indução podem sobreaquecer devido ao efeito dos harmônicos de corrente. As correntes harmônicas, dependendo de sua frequência, causam campos magnéticos rotativos adicionais no rotor, esses campos, podem girar no mesmo sentido ou no sentido contrário a direção do campo magnético gerado pela componente fundamental. O quinto harmônico é o predominante, e a rotação de seu campo magnético é em oposição ao sentido do campo fundamental. Esse campo magnético tenta girar o motor na direção contrária ao movimento normal, reduzindo a eficiência e possibilitando o sobreaquecimento do motor. Correntes harmônicas também causam sobreaquecimento devido a alta frequência das correntes parasitas e histerese no núcleo da máquina, e perda pelo efeito skin nos enrolamentos.

- Correntes harmônicas podem causar torque pulsantes em motores AC. Se esses motores estiverem controlando um processo crítico, o torque pulsante pode ser desastroso para o processo. Eles também podem estabelecer condições de ressonância se a frequência natural do sistema é excitada pelo torque induzido pelos harmônicos.

- Ruídos gerados pelos harmônicos podem causar erros na operação dos sistemas de regulação e controle. Instrumentação e medidas são afetados pelos harmônicos de corrente, particularmente se ocorrer condições de ressonância que geram altos harmônicos de tensão no circuito. Dispositivos com disco de indução, tais como medidores de kWh normalmente vêem somente a corrente fundamental, mas o desbalanço de fases causadas pelas distorções harmônicas podem causar uma operação errônea desses dispositivos.

- Algumas Lâmpadas de mercúrio e fluorescentes utilizam capacitores que com a indutância equivalente do circuito possuem uma frequência de ressonância. Se um dos harmônicos gerados corresponder a esse ponto de ressonância, pode resultar num aquecimento excessivo e falhas podem ocorrer.

- Em um sistema trifásico a quatro condutores, o condutor neutro pode ser afetado pelos harmônicos. Cargas não lineares podem gerar certos harmônicos ímpares de corrente, que se somam em vez de se cancelarem no neutro. Estes harmônicos são o terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares (9; 15; 21; etc...), chamados de harmônicos triplos. Quando mais de uma carga produz esses harmônicos triplos de corrente, é possível que a corrente no neutro exceda a corrente de fase. O neutro não é protegido, assim esta corrente causará sobreaquecimento do condutor neutro, o que pode resultar em incêndio.

- Quando correntes de altas frequências, tais como as correntes harmônicas são aplicadas aos transformadores de potência, é gerado aquecimento pelas perdas associadas as correntes parasitas e histerese no núcleo do transformador, e pelo efeito skin nos enrolamentos. O efeito pelicular ou skin está associado ao aumento da frequência, que implica numa redistribuição interna da corrente elétrica no condutor, diminuindo a área útil de condução e conseqüentemente aumentando a resistência do mesmo. Além disso, a presença de sinais distorcidos intensifica as fugas tradicionalmente manifestadas nos isolamentos, e este efeito, também resulta numa diminuição da vida útil do equipamento.

- Distorção harmônica na tensão de linha pode causar sobreaquecimento nos capacitores para correção do fator de potência. A impedância dos capacitores diminui com o aumento da frequência da tensão aplicada ao mesmo, permitindo o fluxo de corrente excessiva através do capacitor. Capacitores podem também gerar um circuito ressonante com os elementos indutivos do sistema, produzindo um aumento na tensão sobre o capacitor, essa tensão pode causar a quebra da isolação e falhas no equipamento.

- Desligamentos prematuros ou falhas dos relês eletrônicos de sobrecorrente ou outros relês eletrônicos, podem ocorrer se os relês não medirem o valor RMS verdadeiro dos harmônicos de corrente ou tensão distorcida.

- Baixo fator de potência e portanto má utilização da potência disponível pode ser atribuído a altos níveis dos harmônicos de corrente. Picos na forma de onda da tensão causado pelas correntes harmônicas, reduz a capacidade e a vida útil dos equipamentos

eletrônicos. Sobrecargas das fontes de potência tais como as UPS (Uninterruptable Power Supplies) e geradores de emergência, podem ser atribuídos aos elevados índices de harmônicos de corrente.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse capítulo apresentou de forma sintetizada os principais conceitos relacionados com o tema “harmônicos ” que serão utilizados nos capítulos subseqüentes. Procurou-se enfatizar principalmente as distorções características produzidas pelos inversores tipo PWM, e comparar essas distorções com um dos circuitos utilizados em escala industrial , o retificador controlado de seis pulsos com filtro indutivo (corrente constante). Desta forma , o texto procurou despertar o leitor para os aspectos práticos da questão, principalmente no tocante as diferenças nos níveis das distorções geradas por esses circuitos e a influência do sistema elétrico nessas distorções.

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DAS INFLUÊNCIAS DOS INVERSORES PWM NAS REDES ELÉTRICAS

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os efeitos das cargas não lineares nas instalações elétricas e seus equipamentos foram abordadas no capítulo anterior de uma forma geral. Nesse capítulo, será abordado os efeitos dos inversores de frequência PWM nos sistemas com baixa capacidade de absorção dos harmônicos produzidos por estes dispositivos, ou seja, pontos do sistema com baixa potência de curto circuito. As correntes distorcidas produzidas pelos inversores irão fluir pelo sistema elétrico e por consequência nas impedâncias do mesmo. Essas impedâncias possuem um valor considerável devido a baixa capacidade de curto circuito,

isso poderá provocar distorções excessivas na tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) da instalação com o sistema elétrico e/ou distorções dentro da instalação. As formas de ondas, os harmônicos, e o nível de distorção das correntes e tensões do sistema, serão obtidas por meio de simulações utilizando o software EMTP . A eficácia desse software e do modelo do inversor que foi implementado para as simulações, será comprovado através de resultados práticos obtidos em laboratórios.

4.2 - MODELO DO INVERSOR PWM

Os inversores de freqüência do tipo fonte de tensão PWM mostrado na figura 4.1, é provavelmente a configuração mais utilizada em aplicações na faixa de potência de 250W a 1500 kW. Ele é constituído basicamente de um circuito retificador com seis diodos, um circuito intermediário com capacitor e indutor, e um circuito inversor , normalmente transistorizados.

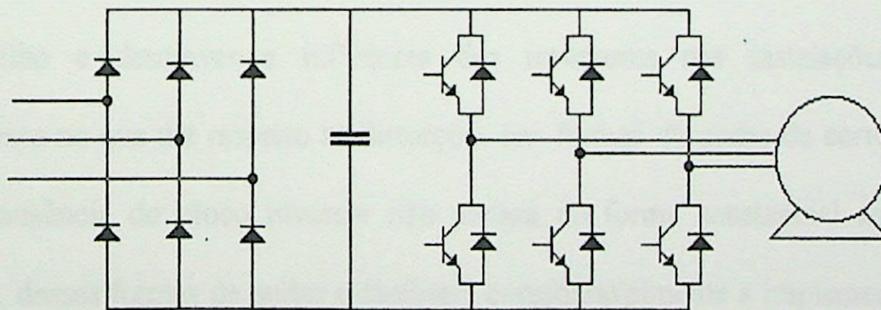


Figura 4.1 - Inversor PWM trifásico tipo fonte de tensão

As vantagens das topologias derivadas dos inversores fonte de tensão, são a estrutura de potência extremamente simples e a necessidade de somente seis dispositivos unidirecionais para o chaveamento. Os diodos em paralelo com os dispositivos de chaveamento são colocados normalmente na mesma pastilha para minimizar a indutância de saída e facilitar a montagem. A estratégia de controle é razoavelmente simples e providencia uma completa interface entre a fonte DC e a carga AC

Para simular a influências desses dispositivos nas redes elétricas, foi implementado o modelo da fig. 4.2 para o EMTP. Esse modelo foi utilizado por vários pesquisadores [6];[7],[8],[14] e [15] e apresentou resultados bastante confiáveis. A validade desse modelo também será comprovada ainda nesse capítulo, comparando-se medições feitas em laboratório com as simulações feitas pelo software EMTP.

O bloco inversor opera com elevada frequência de chaveamento e com as mais variadas tecnologias de modulação e algoritmos de controle, cujo o intuito é tornar a tensão de saída a mais próxima da senoidal possível. Essas elevadas frequências de chaveamento (acima de 10 kHz), geram ruídos de alta frequência no sistema de alimentação e podem causar problemas de radiointerferências nos sistemas telecomunicações. Como o intuito desse trabalho é descrever a influência dos inversores nas instalações elétricas, principalmente no que diz respeito as distorções nas formas de ondas da correntes e das tensões, a ausência do bloco inversor não afetará de forma substancial as distorções harmônicas dessas formas de ondas e facilitará consideravelmente a implementação, pois embora fosse possível a utilização do bloco inversor, as tecnologias de modulação são extremamente complexas e muito diversificadas.

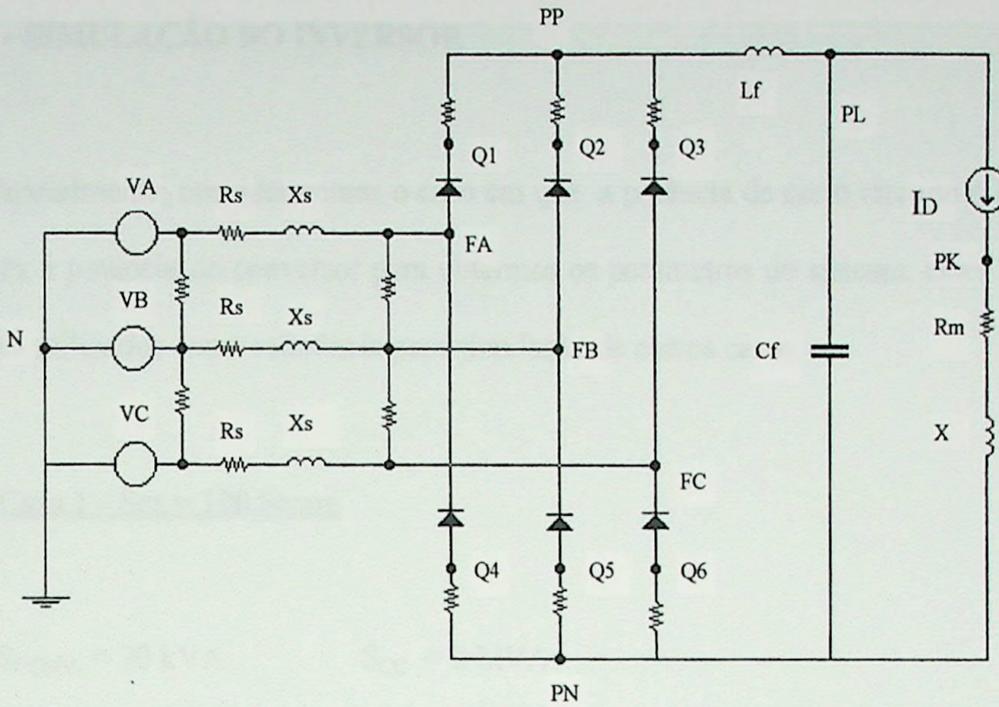


Figura 4.2 - modelo do circuito implementado no EMTP

Em paralelo com cada diodo foi colocado um circuito com as seguintes especificações:

$$R_s = 100 \Omega$$

$$C_s = 1,0 \mu\text{F}$$

Os resistores colocados em série são utilizados para medir a corrente nos ramos e também para evitar erros de interpretação do programa EMTP. São atribuídos a esses resistores valores baixíssimos de resistência, para esse caso $R = 0,001\Omega$

Entre as barras A-B ; B-C; FA-FB; FB-FC; PP-N; PL-N; PN-N; foram colocados resistores de $1.E+ 6 \Omega$ para medir o potencial ou a diferença de potencial e dar referência para os pontos PP; PL; PN .

4.3 - SIMULAÇÃO DO INVERSOR

Inicialmente, consideraremos o caso em que a potência de curto circuito é igual a cem vezes a potência do conversor para obtermos os parâmetros do sistema, esses parâmetros serão utilizados como referência para simulação de outros casos.

Caso 1 - $S_{CC} = 100.S_{conv}$

$$S_{CONV.} = 20 \text{ kVA} \quad S_{CC} = 2 \text{ MVA}$$

$$S_{BASE} = 20 \text{ kVA} \quad V_{BASE} = 440 \text{ V}$$

$$\bar{Z}_s = \frac{S_{BASE}}{S_{CC}} \quad (4.1)$$

$$Z_{BASE} = \frac{V_{BASE}^2}{S_{BASE}} \quad (4.2)$$

onde \bar{Z}_s é a impedância equivalente do sistema em pu

$$\bar{Z}_s = \frac{20 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^6} \Rightarrow \bar{Z}_s = 0,01$$

$$Z_s = \bar{Z}_s \cdot Z_{BASE} \Rightarrow Z_s = 0,01 \cdot \left(\frac{440^2}{20 \cdot 10^3} \right) \Rightarrow Z_s = 0,0968 \ \Omega \quad (4.3)$$

Consideraremos que o sistema possui uma relação de impedância $\frac{X_s}{R_s} = 10$, então:

$$Z_s = \left[X_s^2 + \left(\frac{X_s}{10} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \Rightarrow X_s = 0,995 \cdot Z_s \quad (4.4)$$

$$X_s = 0,995 \cdot 0,0968 \Rightarrow X_s = 0,0963 \Omega \text{ portanto } L_s = 0,255 \text{ mH} \quad (4.5)$$

$$R_s = \frac{X_s}{10} \Rightarrow R_s = 0,00963 \quad (4.6)$$

O valor da corrente no motor será:

$$S_{\text{CONV.}} = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \Rightarrow I = 26,24 \text{ A} \quad (4.7)$$

A relação entre a corrente de linha do motor e a corrente DC no circuito intermediário é aproximadamente calculada por:

$$I = I_{\text{DC}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{\text{DC}} = 32,14 \text{ A} \quad (4.8)$$

Impedância do motor

$R_M = 3\%$ e $X_M = 8\%$ Valores característicos, obtidos na referência [24]

$$R_M = 0,03 \cdot \frac{440^2}{20 \cdot 10^3} \Rightarrow R_M = 0,294 \Omega \quad (4.9)$$

$$X_M = 0,08 \cdot \frac{440^2}{20 \cdot 10^3} \Rightarrow X_M = 0,774 \Omega \Rightarrow L_M = 2,054 \text{ mH}$$

O capacitor utilizado no link DC foi de 1600 μF , esse valor foi obtido diretamente com um dos fabricantes de inversores . Nesse caso, propositadamente não utilizaremos nenhum filtro indutivo, que é o caso mais crítico e que deverá ser o ponto de partida das nossas investigações.

A seguir será mostrado trechos do programa de implementação do inversor PWM onde utilizaremos os dados anteriores colocados entre as seguintes barras

	(R - Ω)	(L - mH)	(C - μF)
VA - FA	0.010	0.255	
VB - FB	0.010	0.255	
VC - FC	0.010	0.255	
PP - PL		0.001	
PL - PN			1600
PK - PN	0.290	2.054	

Serão feitas simulações para 5 casos em que a potência de curto circuito é inferior a trezentas vezes a potência do conversor . Os diferentes níveis de curto circuito afetarão somente a impedância do sistema, os demais dados do programa acima permanecem inalterados.

A estrutura do programa completo encontra-se no **apêndice-B**

Caso 1 - $S_{cc} = 300 \cdot S_{conv}$.

$$R_s = 0,003 \Omega$$

$$L_s = 0,085 \text{ mH}$$

Caso 2 - $S_{cc} = 100 \cdot S_{conv}$.

$$R_s = 0,010 \Omega$$

$$L_s = 0,255 \text{ mH}$$

Caso 3 - $S_{cc} = 60 \cdot S_{conv}$.

$$R_s = 0,016 \Omega$$

$$X_s = 0,425 \text{ mH}$$

Caso 4 - $S_{cc} = 20 \cdot S_{conv}$.

$$R_s = 0,048 \Omega$$

$$X_s = 1,275 \text{ mH}$$

Para o caso no qual a potência de curto circuito é igual a sessenta vezes a potência do conversor, será colocado em paralelo com o inversor uma carga resistiva de 30 kva, conforme a figura 4.3.

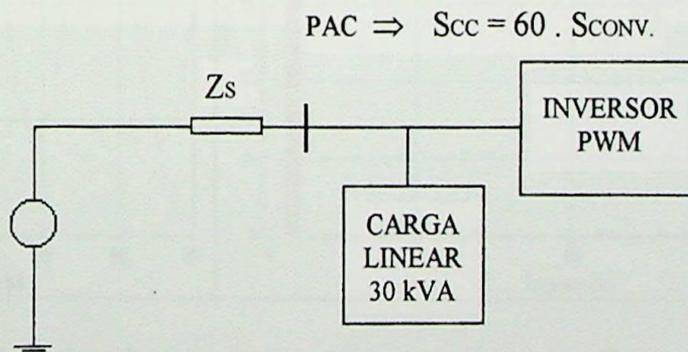


Figura 4.3 - Sistema com um inversor PWM e uma carga linear de 30 kVA

Cap. 4 - SIMULAÇÃO E ANÁLISE DAS INFLUÊNCIAS DOS INVERSORES PWM

A figuras a seguir (4.4 até 4.15), apresentam os resultados obtidos na simulação do inversor PWM conectado em sistemas com as mais diversas capacidade de curto circuito. Serão mostradas as correntes de linha e a tensão de fase com a suas respectivas distorções harmônicas, que serão analisadas e comentadas após a apresentação desses resultados.

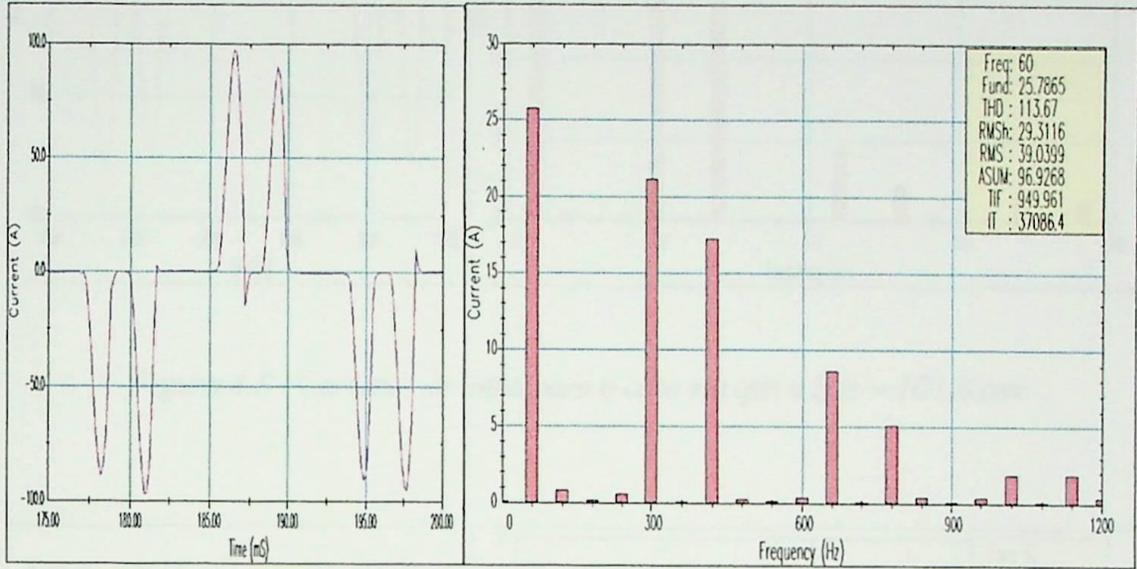


Figura 4.4 - Corrente de linha para o caso em que a $S_{cc} = 300.S_{conv}$.

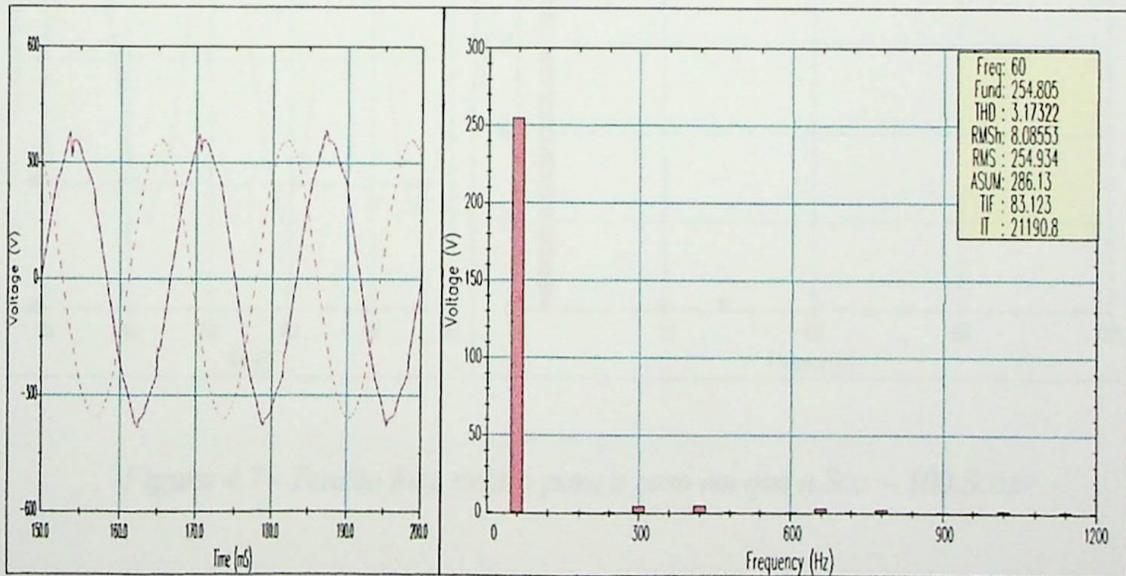


Figura 4.5 - Tensão fase neutro para o caso em que a $S_{cc} = 300.S_{conv}$.

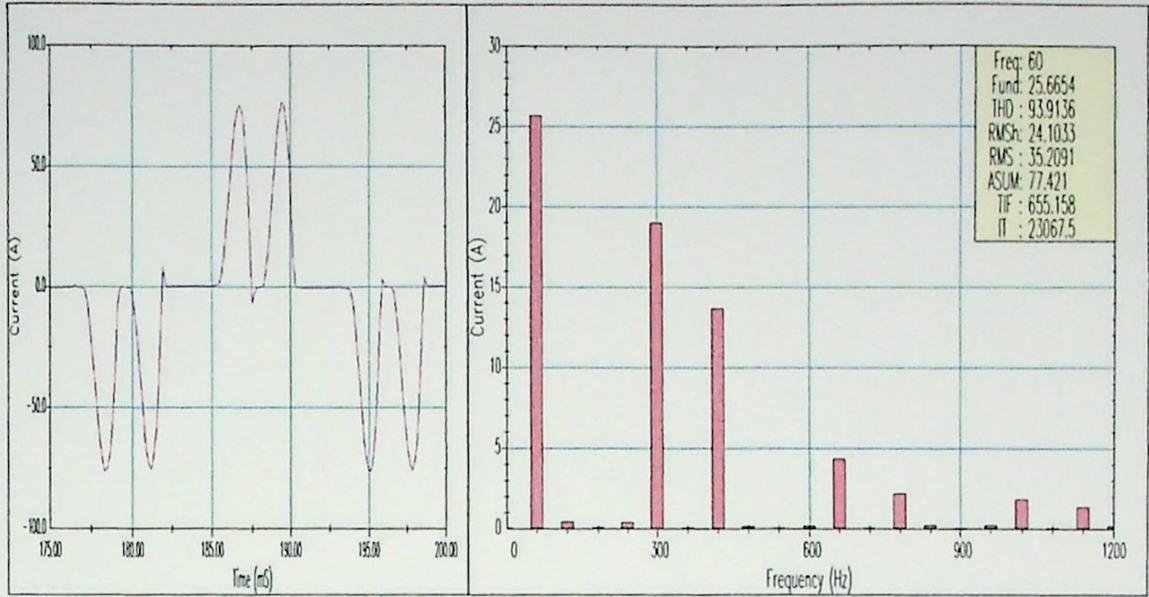


Figura 4.6 - Corrente de linha para o caso em que a $S_{cc} = 100.S_{conv}$.

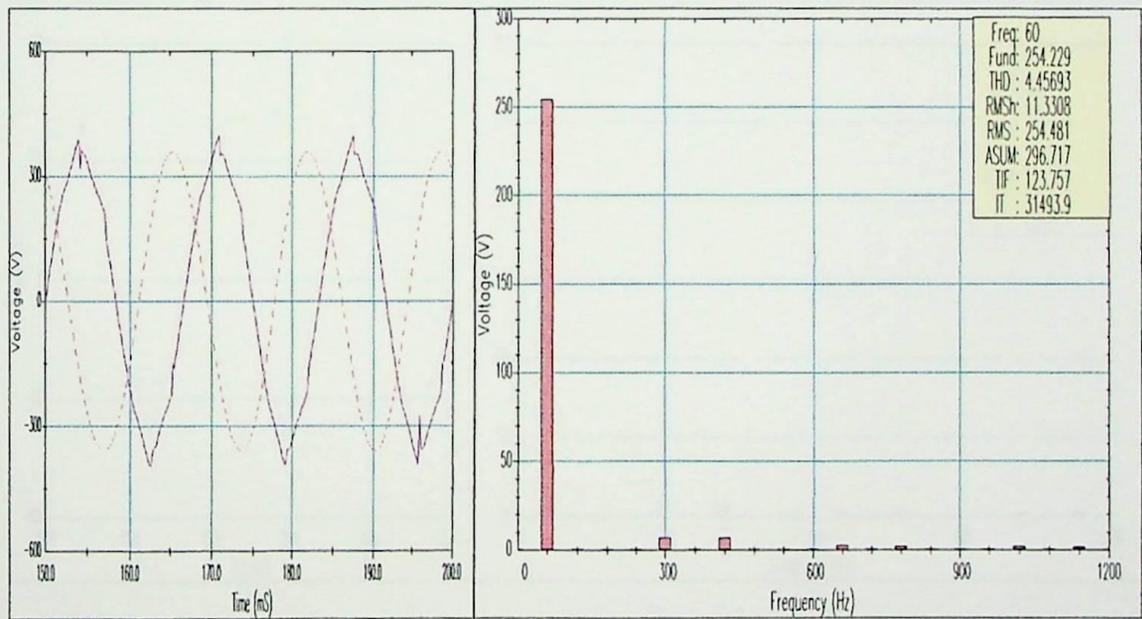


Figura 4.7 - Tensão fase neutro para o caso em que a $S_{cc} = 100.S_{conv}$

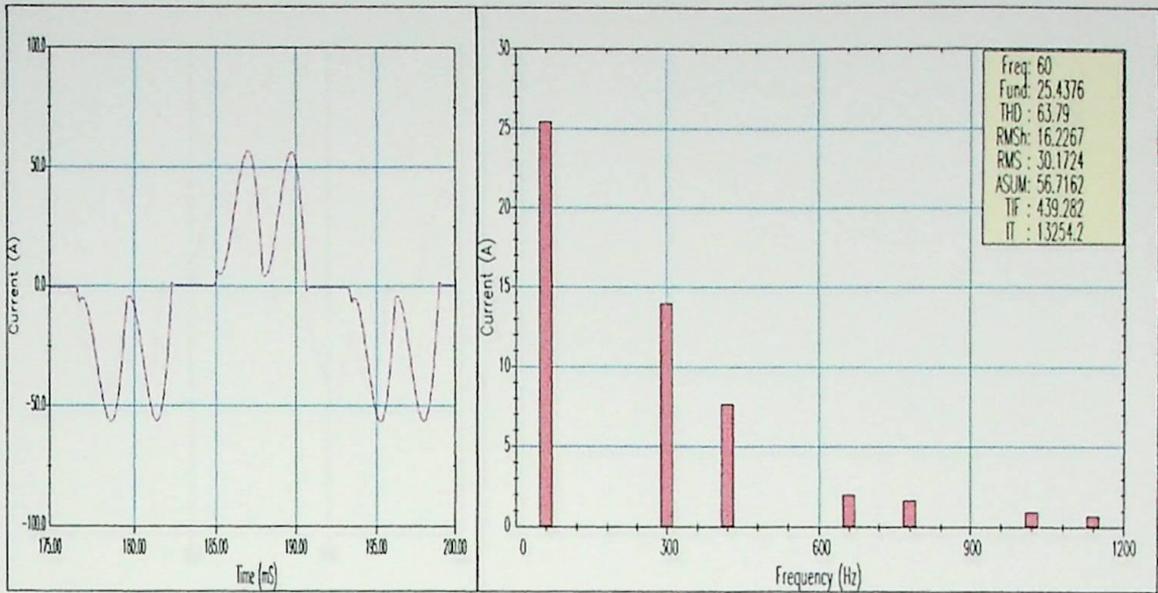


Figura 4.8 - Corrente de linha para o caso em que a $S_{cc} = 60.S_{conv}$

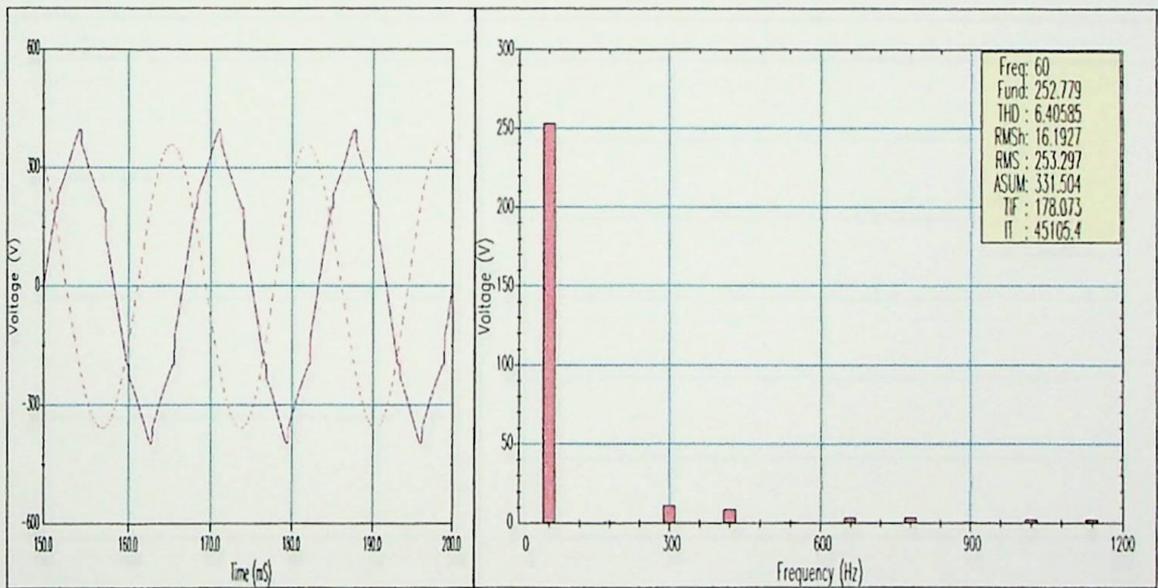


Figura 4.9 - Tensão fase neutro para o caso em que a $S_{cc} = 60.S_{conv}$

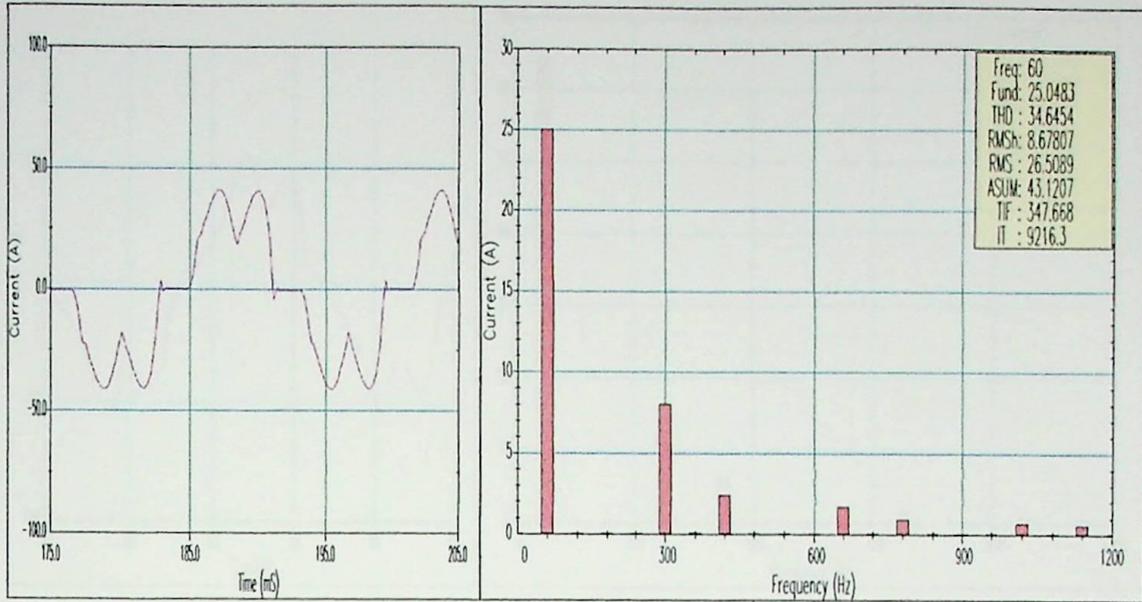


Figura 4.10 - Corrente de linha para o caso em que a $S_{cc} = 20.S_{conv}$

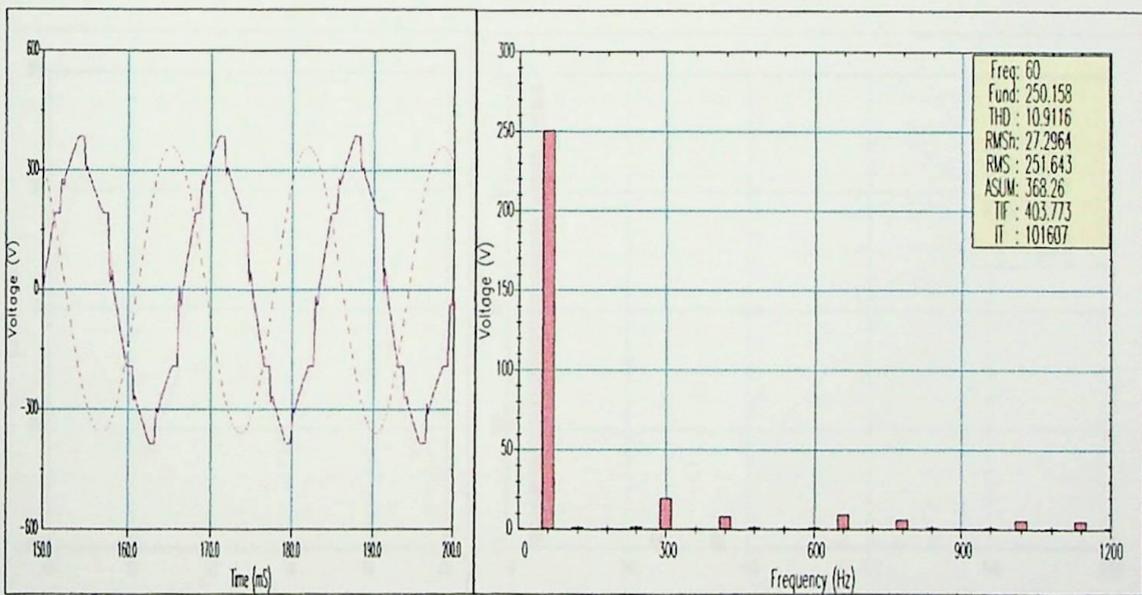


Figura 4.11 - Tensão fase neutro para o caso em que a $S_{cc} = 20.S_{conv}$

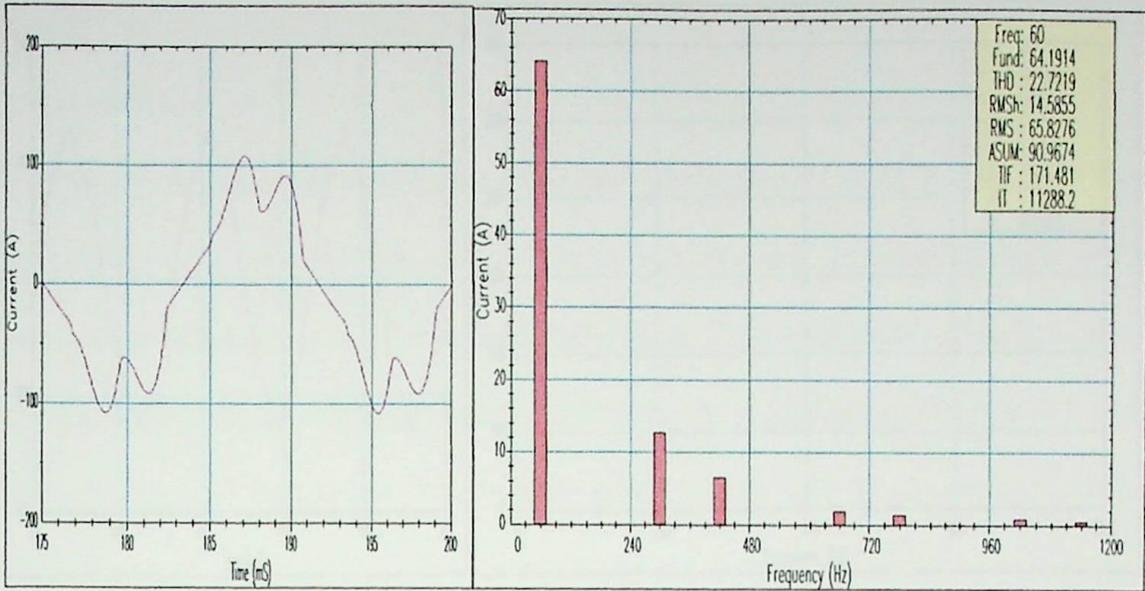


Figura 4.12 - Corrente de linha total (inversor e carga) quando a $S_{cc} = 60.S_{conv}$. com uma carga linear de 30 kVA

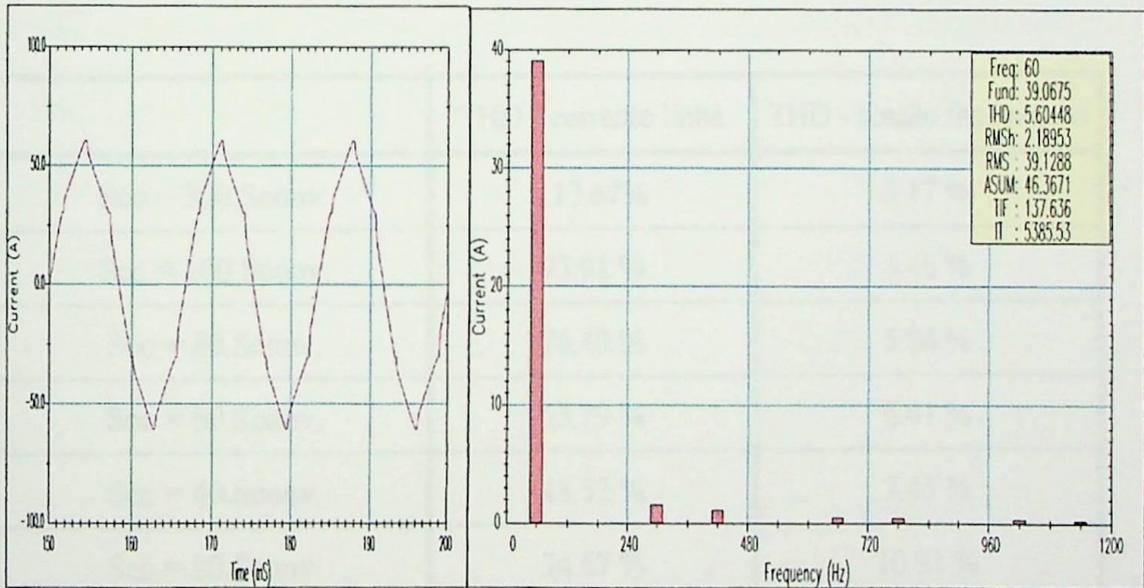


Figura 4.13 - Corrente na carga linear de 30 kVA para o caso em que a $S_{cc} = 60.S_{conv}$.

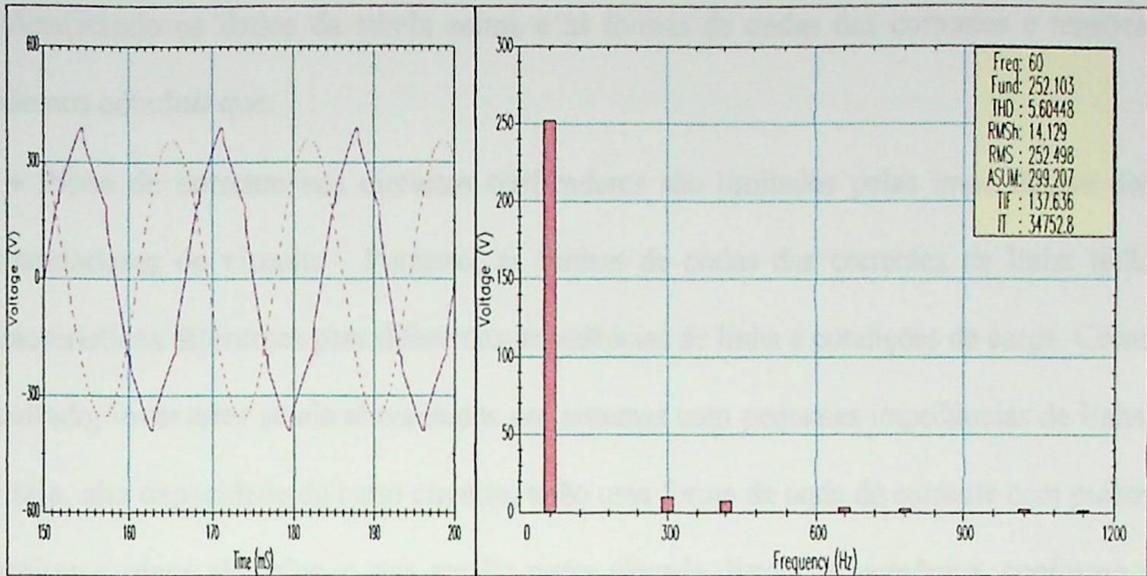


Figura 4.14 - Tensão fase neutro na barra onde está conectado o inversor e a carga linear de 30 kVA para o caso em que $S_{cc} = 60.S_{conv}$.

	THD - corrente linha	THD - tensão fase neutro
$S_{cc} = 300.S_{conv}$.	113.67%	3.17 %
$S_{cc} = 100.S_{conv}$.	93.91 %	4.46 %
$S_{cc} = 80.S_{conv}$.	76.40 %	5.84 %
$S_{cc} = 60.S_{conv}$.	63.79 %	6.41 %
$S_{cc} = 40.S_{conv}$.	48.52 %	7.45 %
$S_{cc} = 20.S_{conv}$.	34.67 %	10.91 %
$S_{cc} = 60.S_{conv}$. (Inversor + Carga Linear)	22.72 %	5,61 %

Tabela 4.1 - Comparação das THD's para diferentes potências de curto circuito



Analisando os dados da tabela acima e as formas de ondas das correntes e tensões, podemos concluir que:

- Picos de corrente nos circuitos retificadores são limitados pelas impedâncias dos alimentadores do circuito . Portanto, as formas de ondas das correntes de linha terão características diferentes para diferentes impedâncias de linha e condições de carga. Como resultado, inversores sendo alimentados por sistemas com pequenas impedâncias de linha, ou seja, alta capacidade de curto circuito, terão uma forma de onda de corrente com pulsos estreitos e picos elevados, o que resulta numa elevada distorção harmônica, conforme a figura 4.3. As componentes harmônicas de tais formas de ondas podem causar interferências indutivas em equipamentos sensíveis conectados no mesmo barramento, por outro lado, a distorção harmônica da tensão será relativamente baixa, devido a baixa impedância equivalente do sistema, o que assegura uma baixa penetração harmônica.

- Em sistemas com baixa potência de curto circuito, a penetração harmônica é elevada, como por exemplo o caso em que a $S_{cc} = 20.S_{conv}$, embora a distorção harmônica de corrente seja relativamente baixa, a tensão tem uma elevada distorção ($THD = 10.91\%$), quando comparada ao caso em que a $S_{cc} = 300.S_{conv}$, onde a distorção harmônica total é igual a $3,6\%$.

- O circuito retificador absorve uma corrente pulsante como mostrada nas simulações, como podemos observar, a forma de onda da corrente é rica em harmônicos . Na análise dos distúrbios gerados por esses harmônicos no sistema elétrico, os conversores são modelados como fontes de correntes harmônicas que injetam harmônicos de corrente nas impedâncias do sistema, gerando distorções na forma de onda da tensão. Essas distorções na barra onde está localizado o conversor, será tanto maior quanto menor for a potência de curto circuito no ponto de acoplamento do equipamento com o sistema elétrico. O guia

IEEE 519 recomenda para sistemas abaixo de 69 kV, que a distorção na tensão seja inferior a 5%. Níveis de distorção inferiores de tensão foram recomendados para sistemas operando em alta tensão. Portanto, baseando-se nos dados da tabela 4.1, pode-se prever que sistemas com potência de curto circuito em torno a 100 vezes a potência do(s) inversor(es) ou menos, tem uma tendência a sofrer distúrbios na forma de onda da tensão, com índices de distorção preocupantes.

- Se outras cargas lineares estiverem conectadas no mesmo barramento do inversor, as distorções harmônicas do sistema são reduzidas, conforme os dados da tabela 4.2. Os dados dessa tabela mostram que as distorções da tensão e da corrente geradas pelos inversores PWM são influenciadas pelas cargas lineares que operam em conjunto, e que essas cargas lineares também estarão operando com tensões e correntes distorcidas, conforme as figuras 4.12 e 4.13.

- As influências das cargas lineares bem como a dos transformadores de alimentação serão tratadas com detalhes no capítulo 5.

Sc = 60.Sconv. (Pconv. = 20 kVA)	THD - Corrente de Linha	THD - Tensão Fase-Neutro
Somente o inversor conectado ao sistema	63.79 %	6.41 %
O inversor está conectado ao sistema Juntamente com uma carga linear de 30 kVA	22.72 %	5.61 %

Tabela 4.2 -Influência das cargas lineares nas distorções geradas pelos inversores

PWM

4.4 -COMPARAÇÃO DAS SIMULAÇÕES COM AS MEDIÇÕES

Para comprovar a validade e a eficiência do modelo do inversor implementado no software EMTP, realizou-se as medições das correntes e das tensões no ponto de conexão de um inversor PWM de 2,8 kVA com a rede, com a finalidade de comparar esses resultados com os obtidos nas simulações.

4.4.1 - Obtenção dos Parâmetros Para Simulação

A configuração do sistema, com os dados da rede e do inversor estão ilustrados na figura 4.15 abaixo.

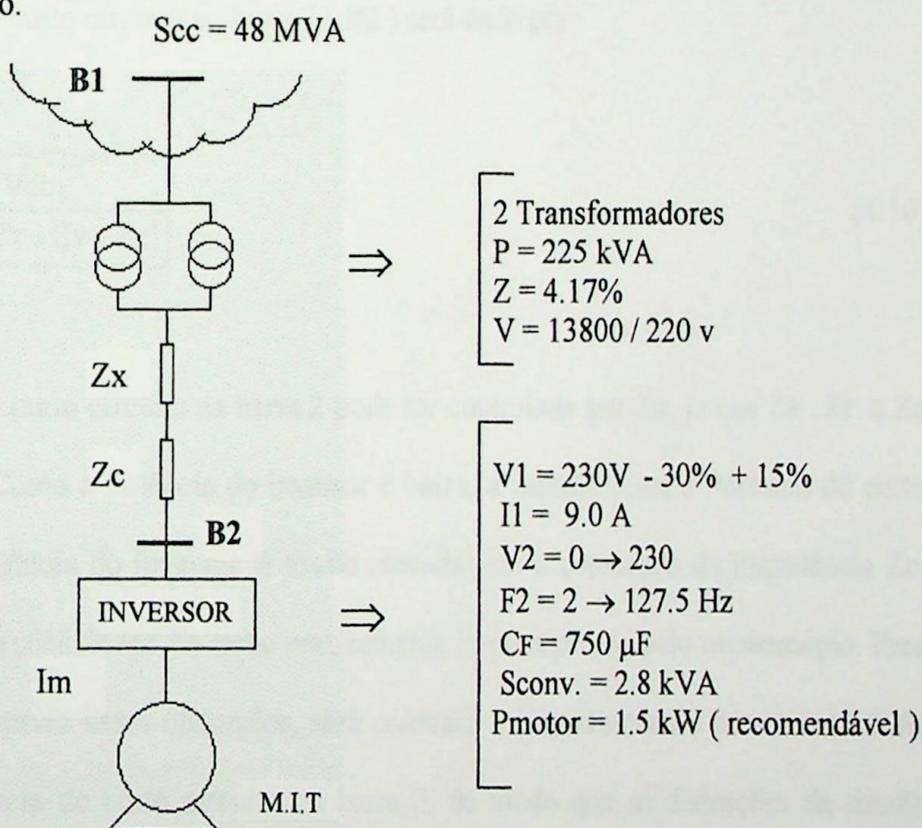


Figura 4.15 - configuração do sistema elétrico utilizado nas medições e simulações

A impedância Z_x da figura acima foi acrescentada para alterar a potência de curto circuito no ponto de conexão do conversor.

A variação de Z_x altera a potência de curto circuito da seguinte forma:

$$S_{CC1} = \sqrt{3} \cdot V_{CC1} \cdot I_{CC1} \quad \Rightarrow \quad S_{CC1} = \sqrt{3} \cdot V_{CC1} \cdot \frac{V_{CC1}}{\sqrt{3} \cdot Z_{CC1}} \quad \Rightarrow \quad S_{CC1} = \frac{V_{CC1}^2}{Z_{CC1}}$$

Z_{CC1} - Impedância equivalente do sistema elétrico vista pela barra 1 (B1) $\Rightarrow Z_{CC1} = Z_s$

A potência de curto circuito na barra 2 (B2) será dada por:

$$S_{CC2} = \frac{V_{CC2}^2}{(Z_s + Z_T + Z_X + Z_C)} \quad (4.10)$$

A potência de curto circuito na barra 2 pode ser controlada por Z_x , já que Z_s , Z_t e Z_c são constantes. Como a potência do inversor é baixa, a relação entre a Potência de curto circuito e a potência do inversor é muito elevada sem a colocação da impedância Z_c , com isso as distorções da tensão serão praticamente imperceptíveis pelo osciloscópio. Para que se possa observar essas distorções, será colocada a impedância Z_x com o intuito de diminuir a potência de curto circuito na barra 2, de modo que as distorções da tensão possam ser observadas.

A corrente de curto-circuito na barra 1 é 2012 A (Fornecedor pela concessionária)

Com isso $S_{CC1} = \sqrt{3} \cdot 13800 \cdot 2012 \Rightarrow S_{CC1} = 48 \text{ MVA}$

$$Z_{CC1} = \frac{220^2}{48 \cdot 10^6} \Rightarrow Z_{CC1} = Z_s = 0,001008 \ \Omega$$

$$\frac{X_s}{R_s} = 2,55 \quad (\text{Fornecido pela concessionária})$$

$$X_s = 0,00094 \ \Omega \quad (4.11)$$

$$R_s = 0,00037 \ \Omega \quad (4.12)$$

Serão feitas as medições para 3 níveis diferentes de potência de curto-circuito no ponto de acoplamento do inversor (barra B2).

Caso 1 - $S_{cc} = 33 \cdot S_{conv}$

Esse nível de curto circuito foi obtido pela inserção de uma impedância Z_x com o seguinte valor:

$$Z_x = 0,143 + j 0,49$$

A impedância equivalente do transformador é dada por:

$$\bar{Z}_{EQ} = \frac{Z_{EQ}}{Z_{BASE}} \quad \text{sendo que} \quad \bar{Z}_{EQ} = 0,0417 \ \backslash \ 0,0417 \Rightarrow \bar{Z}_{EQ} = 0,02085$$

$$Z_{EQ} = 0,0285 \cdot \frac{220^2}{225 \cdot 10^3} \Rightarrow Z_{EQ} = 0,0045 \ \Omega$$

A relação de impedância (X / R) do transformador de entrada será adotada como sendo igual a 7, pois essa relação não está disponível nos dados de placa do transformador. Nos transformadores de distribuição a relação X / R normalmente está na faixa de 5 a 8.

$$Z_T = \left[R^2 + (7R)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \Rightarrow Z_T^2 = 50R^2$$
$$(0,0045)^2 = 50 R^2 \Rightarrow R_T = 0,00064 \Omega \quad (4.13)$$

$$\text{Logo : } X_T = 0,00445 \Omega \quad (4.14)$$

A impedância do cabo será representada somente pela parcela resistiva

$$R_c = 0,036 \Omega$$

A impedância de curto circuito vista pela barra 2 é dada por :

$$Z_{cc2} = Z_s + Z_T + Z_c + Z_x \quad (4.15)$$

$$Z_{cc2} = (0,00037 + j 0,00094) + (0,00064 + j 0,00445) + (0,036) + (0,143 + j 0,49)$$

$$Z_{cc2} = 0,18 + j 0,495 \Rightarrow Z_{cc2} = 0,527 \Omega$$

$$X_{cc2} = 0,495 \Rightarrow L_{cc2} = 1,313 \text{ mH}$$

$R_{cc2} = 0,18 \Omega$ $L_{cc2} = 1,323 \text{ mH}$

 (4.16)

Com isso a potência de curto circuito vista pela barra 2 será:

$$Z_{CC2} = \frac{V_{CC2}}{P_{CC2}} \Rightarrow S_{CC2} = \frac{220^2}{0,527} = 91840 \text{ VA}$$

$P_{CC} = 91840 \text{ VA}$ como a potência do conversor é 2800 VA ,

então:

$$\frac{S_{CC}}{S_{CONV}} = \frac{91840}{2800}$$

$$S_{CC} = 33.S_{CONV.}$$

(4.17)

Caso 2 - $S_{CC} = 60.S_{CONV.}$

Esse nível de curto circuito foi obtido pela inserção de uma impedância Z_x com o seguinte valor:

$$Z_x = 0,072 + j0,260$$

A impedância de curto-circuito vista pela barra 2 será:

$$Z_{CC2} = Z_s + Z_T + Z_T + Z_x$$

$$Z_{CC2} = (0,00037 + j0,00094) + (0,00064 + j0,00445) + (0,036) + (0,072 + j0,26)$$

$$Z_{CC2} = 0,109 + j0,265 \quad \text{logo } L = 0,703 \text{ mH}$$

$$\begin{matrix} R_{CC2} = 0,109 \Omega \\ L_{CC2} = 0,703 \text{ mH} \end{matrix}$$

(4.18)

$$Z_{cc2} = 0,286 \Omega$$

Com isso, a potência de curto-circuito na barra 2 será:

$$S_{cc2} = \frac{220^2}{0,286} \Rightarrow S_{cc2} = 169230 \text{ VA}$$

Logo nesse caso a relação entre a potência de curto-circuito e a potência do conversor será:

$$\frac{S_{cc}}{S_{conv}} = \frac{169230}{2800} \Rightarrow \boxed{S_{cc} = 60 \cdot S_{conv}} \quad (4.19)$$

Caso 3 - $P_{cc} = 110 \cdot P_{conv}$.

Esse nível de curto circuito foi obtido pela inserção de uma impedância Z_x com o seguinte valor:

$$Z_x = 0,046 + j 0,127$$

A impedância de curto circuito vista pela barra 2 será :

$$Z_{cc2} = Z_s + Z_T + Z_c + Z_c$$

$$Z_{cc2} = (0,00037 + j 0,00094) + (0,00064 + j 0,00445) + (0,036) + (0,046 + j 0,127)$$

$$Z_{cc2} = 0,083 + j 0,132 \quad \text{logo } L = 0,35 \text{ mH}$$

$$\boxed{\begin{matrix} R_{cc2} = 0,083\Omega \\ L_{cc2} = 0,35\text{mH} \end{matrix}} \quad (4.20)$$

$$Z_{cc2} = 0,156 \Omega$$

Com isso a potência de curto-circuito na barra 2 será :

$$S_{CC} = \frac{220^2}{0,156} \Rightarrow S_{CC} = 310256 \text{ VA}$$

Logo nesse caso a relação entre a potência de curto-circuito e a potência do conversor será:

$$\frac{S_{CC}}{S_{CONV.}} = \frac{310256}{2800} \Rightarrow \boxed{S_{CC} = 110.S_{CONV.}} \quad (4.21)$$

A impedância em regime permanente do motor de indução foi obtida na referência [25], e possui os seguintes valores.

$$R_M = 3 \% \quad \text{Como} \quad Z_{BASE} = \frac{220^2}{2800} \Rightarrow Z_{BASE} = 17,28$$

$$X_M = 8\%$$

$$R_m = 0,03 \times 17,28 \Rightarrow R_m = 0,518 \Omega \quad (4.22)$$

$$X_m = 0,08 \times 17,28 \Rightarrow X_m = 1,383 \Omega$$

$$L_m = 3,67 \text{ mH} \quad (4.23)$$

A corrente medida na saída do inversor foi $I = 6,7$ A (eficaz), com isso, a corrente no link dc será aproximadamente igual a:

$$I = I_{DC} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{DC} = 8,14 \text{ A} \quad (4.24)$$

A valor da capacitância do link DC fornecida pelo fabricante (SEW) é

$$C_F = 750 \mu F \quad (4.25)$$

Não foi utilizado indutor no link DC

Para simulação desses três casos serão utilizados os dados de (4.16) ; (4.18) ; (4.20); (4.22); (4.23); (4.24) e (4.25) . Estes dados estarão em destaque no programa implementado para esses casos, colocados no anexo B

4.4.2 - Resultados da Simulação e da Medição

A seguir, serão apresentados os resultados da simulação dos três casos acima para a tensão fase-neutro, tensão fase-fase e corrente de linha. Essas formas de ondas, serão comparadas com as formas de ondas obtidas nas medições feitas em laboratório com o auxílio de um osciloscópio, com o intuito de se verificar a eficácia do programa.

A estrutura do programa, encontra-se no **apêndice-B**

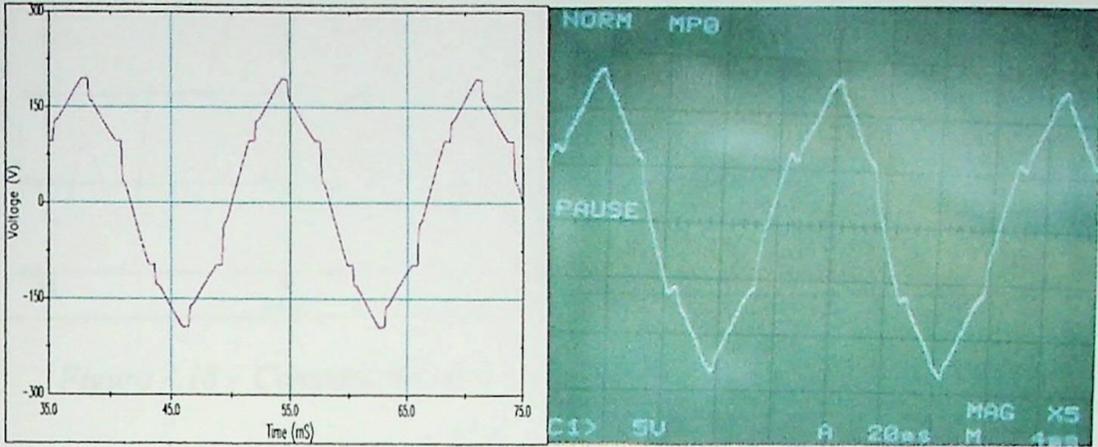


Figura 4.16 - Comparação entre a tensão fase neutro obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 33 \times S_{conv}$

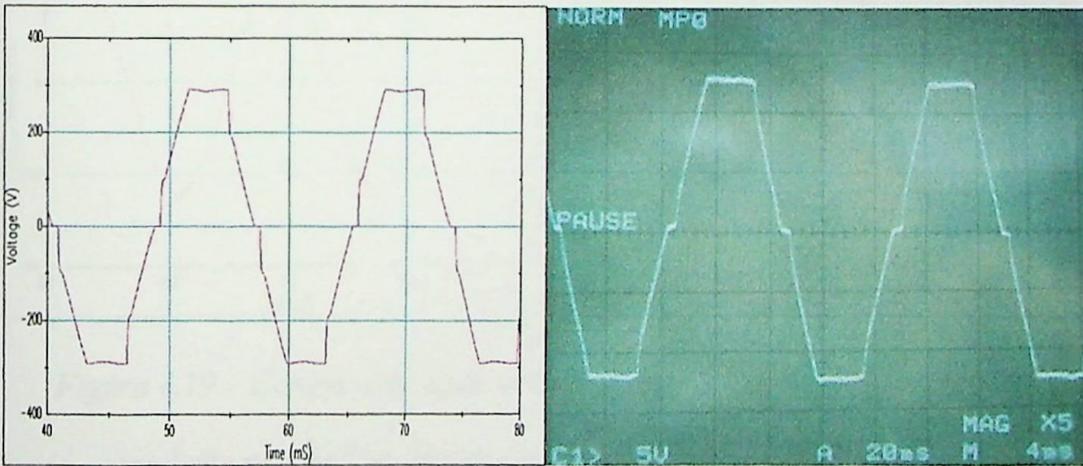


Figura 4.17 - Comparação entre a tensão fase-fase obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 33 \times S_{conv}$

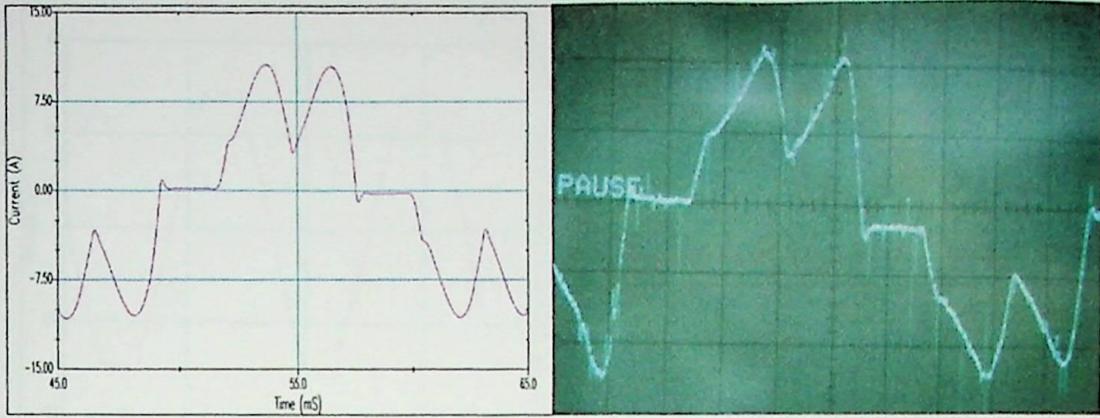


Figura 4.18 - Comparação entre a corrente de linha obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 33 \times S_{conv}$

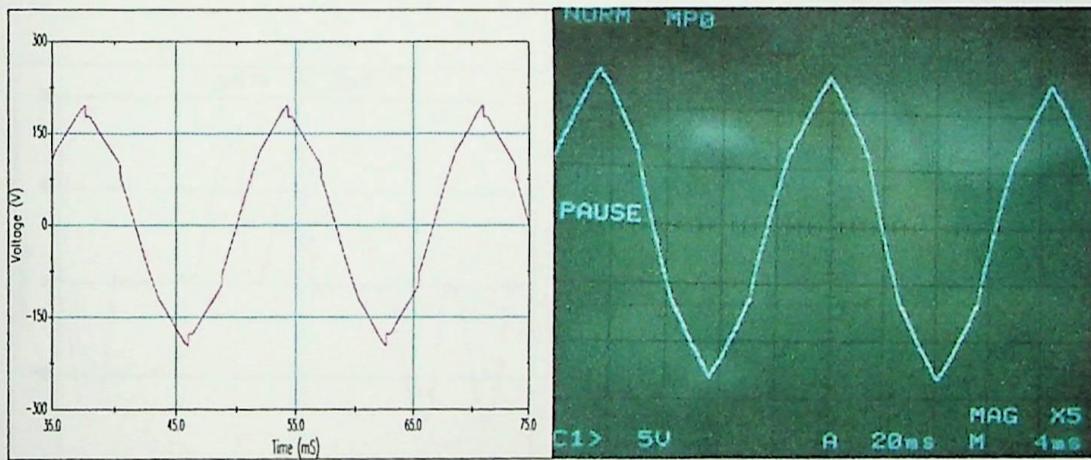


Figura 4.19 - Comparação entre a tensão fase-neutro obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 60 \times S_{conv}$



Figura 4.20 - Comparação entre a tensão fase-fase obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 60 \times S_{conv}$

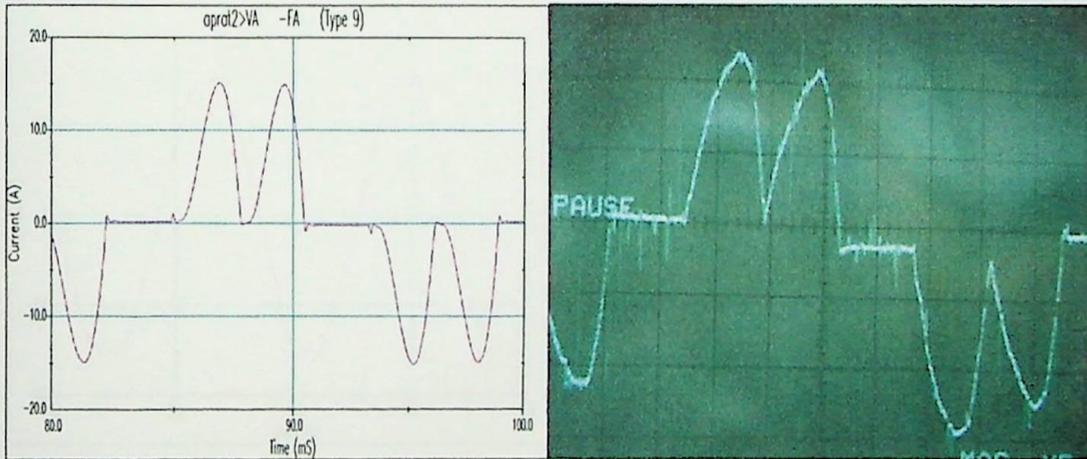


Figura 4.21 - Comparação entre a corrente de linha obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 60 \times S_{conv}$

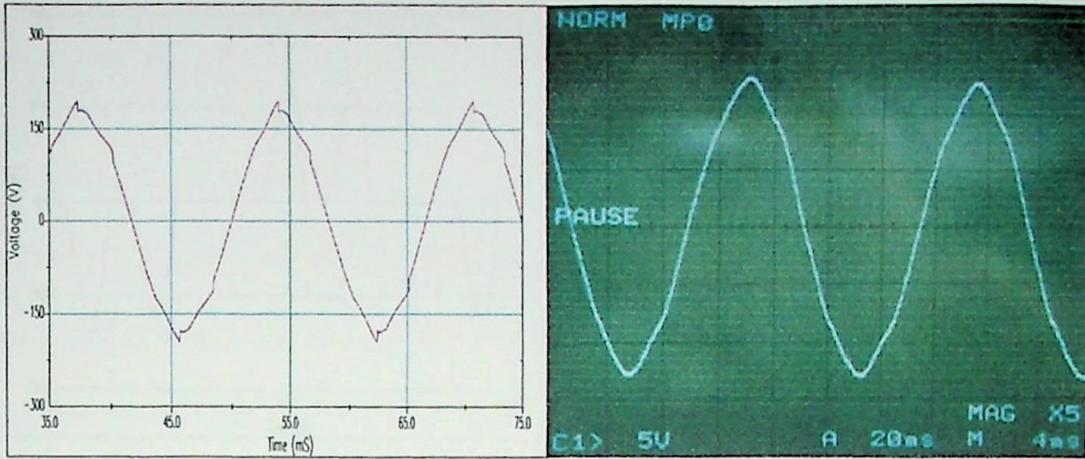


Figura 4.22 - Comparação entre a tensão fase-neutro obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 110 \times S_{conv}$

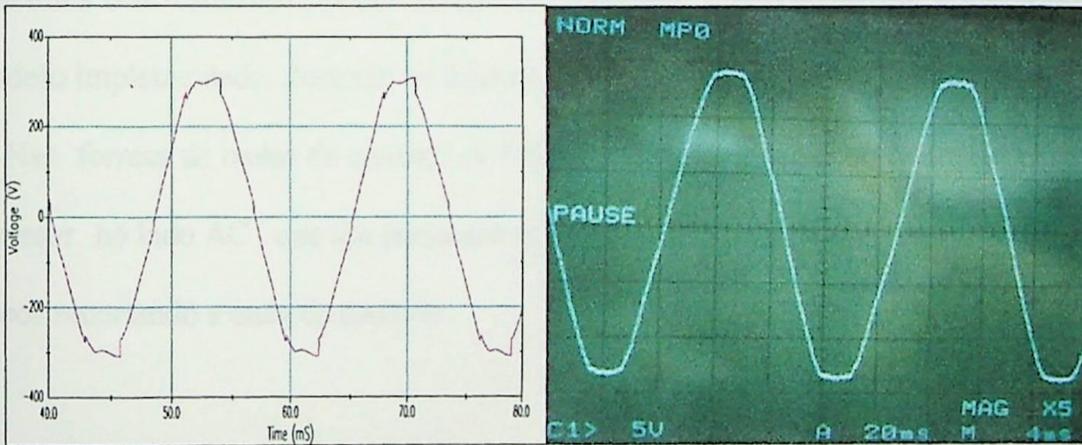


Figura 4.23 - Comparação entre a tensão fase-fase obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 110 \times S_{conv}$

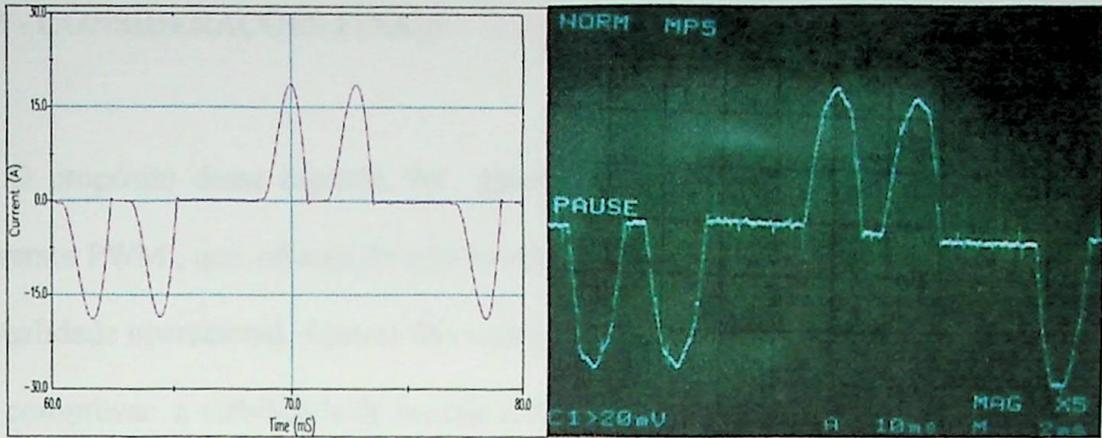


Figura 4.24 - Comparação entre a corrente de linha obtida na Simulação, e a medição realizada no laboratório, para o caso em $S_{cc} = 110 \times S_{conv}$

As figuras acima (4.16 a 4.24), mostram que os resultados da simulação estão muito próximos dos resultados obtidos através das medições, o que comprova a eficiência do modelo implementado, ilustrado na figura 4.2 .

Nas formas de ondas da corrente de linha , pode-se verificar as influências do circuito inversor no lado AC , que são pequenos ruídos de alta frequência , na forma de pequenos traços recortando a onda da corrente.

4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O propósito desse capítulo, foi apresentar uma metodologia de modelagem do inversor PWM, que ofereça de uma forma mais simplificada, resultados compatíveis com a realidade operacional. Através dos valores obtidos com medições em laboratórios, pôde-se comprovar a viabilidade do modelo utilizado para a simulação dos distúrbios de baixa frequência gerados pelos inversores PWM. Utilizando-se um sistema genérico, observou-se de forma superficial, quais serão os sistemas elétricos que terão as maiores probabilidades de sofrerem perturbações com a instalação de inversores PWM. Os estudos mais aprofundados para esses casos, serão feitos no próximo capítulo.

SUGESTÕES PARA UTILIZAÇÃO

E ESPECIFICAÇÃO DOS INVERSORES

PWM

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A especificação e a utilização dos inversores PWM exige um conhecimento detalhado do sistema no qual o mesmo será instalado. Por exemplo, muitos autores sugerem e muitos fabricantes empregam filtros indutivos na linha ou no link DC. Na maioria dos casos, esses elementos são totalmente desnecessários ou até mesmo prejudiciais ao sistema. Nesse capítulo, serão analisadas as influências dos filtros indutivos, dos transformadores e das cargas lineares na qualidade da energia dos sistemas que utilizam inversores do tipo PWM. As recomendações para especificação e utilização do inversor, serão fornecidas na forma de um questionário abrangendo desde as características do sistema até a características do equipamento, de modo que, poderá se detectar com

razoável segurança se o equipamento será ou não um problema em potencial para o sistema.

5.2 INFLUÊNCIA DOS INDUTORES NAS DISTORÇÕES

Amplas recomendações foram difundidas no sentido de se colocar indutores na entrada de inversores PWM de baixa tensão . A performance do controle de velocidade dos inversores é muito boa sem qualquer indutância no link DC ou na linha. Dependendo do sistema elétrico no qual o inversor está instalado, a falta do indutor pode ser ou não um problema, o fabricante realmente não poderia ser totalmente responsabilizado pelo não fornecimento do indutor no link DC ou no circuito externo, uma vez que o inversor pode ser usado em sistemas com potência de curto circuito bem distintas.

O cuidado que deve se tomar ao instalar indutores em inversores de baixa tensão, é a sua capacidade de suportar transitórios de tensão . As sobretensões transitórias na entrada dos inversores são preocupantes quando a concessionária ou consumidor utilizam banco de capacitores chaveados para corrigir as variações da tensão de linha ou o fator de potência [6].

Os inversores de baixa tensão são particularmente susceptíveis aos transitórios, porque seus dispositivos internos são de uma faixa de tensão relativamente baixa . Os inversores utilizando valores elevados de capacitância no barramento DC, tem os controles internos operando numa estreita faixa entre a sobretensão e subtensão. É comum as sobretensões DC causarem falhas nos inversores quando a tensão no barramento DC exceder os níveis de proteção apresentadas pelo fabricante. Essas falhas indesejáveis, devido ao chaveamento de banco de capacitores, estão sendo resolvidas pela inserção de reatores de

linha em série com o inversor. Essa técnica limita o surto de corrente no capacitor do circuito DC do inversor, limitando portanto a sobretensão nesse ponto. Infelizmente, esses indutores adicionais podem diminuir a tensão no circuito DC e conseqüentemente a tensão de saída do inversor, devido a queda de tensão nos indutores de linha. Dependendo do projeto do inversor, a redução na tensão de saída pode resultar na degradação da performance dos motores no instante da partida ou nas condições de sobrecarga. Os usuários nesse caso, deverão optar por uma solução de compromisso entre um nível suportável de harmônicos e um equipamento razoavelmente imune as sobretensões, de modo a assegurar um funcionamento contínuo e adequado do inversor.

Para simularmos as influências dos indutores na forma de onda da corrente, será utilizado o mesmo modelo do inversor do capítulo anterior, para o caso no qual a $S_{cc} = 80 S_{conv}$. Será analisada a influência dos indutores colocados tanto no lado AC quanto no lado DC, conforme ilustra a figura 5.1 abaixo.

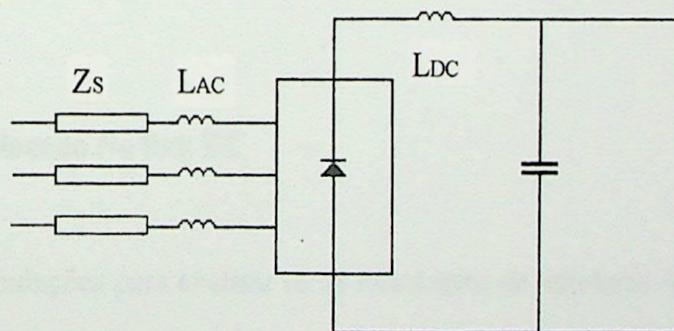


Figura 5.1 - Posicionamento dos filtros indutivos na linha e no link DC

Os valores das indutâncias a serem utilizadas serão obtidas tomando-se como referência os valores de reatâncias indutivas de 1% a 12 % colocadas na linha. Os dados do inversor e do sistema utilizados na simulação são os seguintes:

$$S_{CC} = 80 \cdot S_{CONV.}$$

$$S_{CONV.} = 20 \text{ KVA}$$

$$V = 440 \text{ V} \quad Z_{BASE} = \frac{V_{BASE}^2}{S_{BASE}}$$

Para um indutor de 1% teremos:

$$X_L = \bar{X}_L \cdot Z_{BASE} \Rightarrow X_L = 0,01 \cdot \left(\frac{440^2}{20 \cdot 10^3} \right) \Rightarrow X_L = 0,0968 \ \Omega$$

Logo para 1% de reatância indutiva na linha $\Rightarrow L = 0,256 \text{ mH}$

Para uma reatância indutiva de 2% na linha $\Rightarrow L = 0,512 \text{ mH}$

E assim sucessivamente.



5.2.1 - Indutor Colocado No link DC

Serão feitas Simulações para analisar os as influências de indutores de diversos valores nas formas de ondas e na distorções harmônicas das correntes.

A seguir serão mostradas as simulações das formas de ondas das correntes de linha e suas as distorções harmônicas, para os casos em que a indutância vale respectivamente 0 mH; 0,512 mH; 1,024 mH; 1,536 mH; 2,048 mH e 2,560 mH; As simulações dos casos em que a indutância vale 0,256 mH, 0,768 mH, 1,28 mH; 1,792 mH; 2,304 mH; 2,816 mH, foram colocados no **apêndice A**.

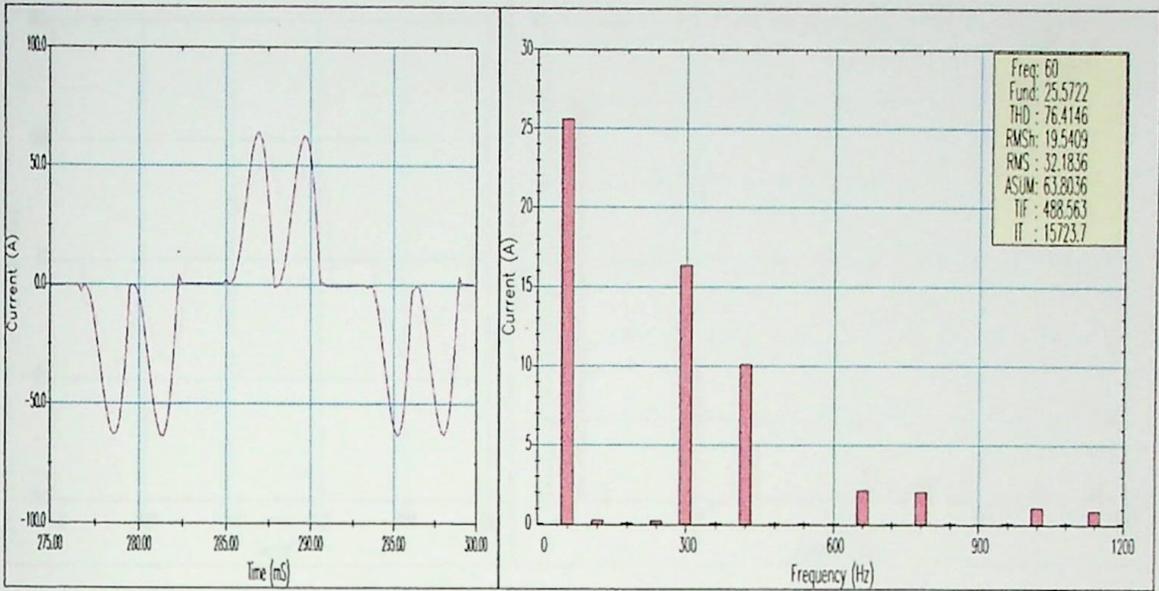


Figura 5.2 Corrente de linha sem o indutor no link DC

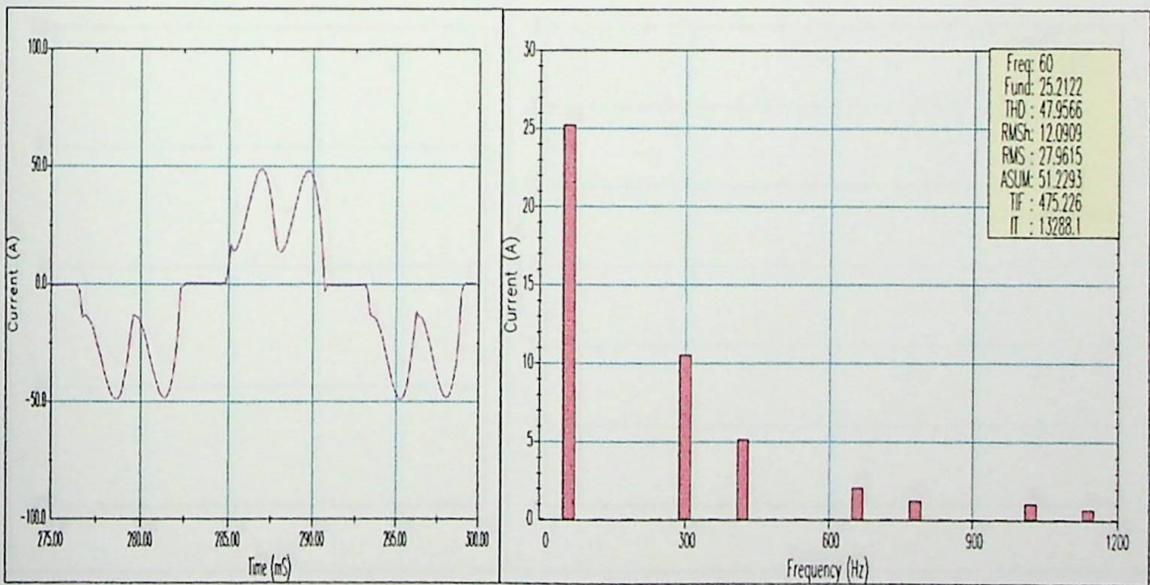


Figura 5.3 Corrente de linha para um indutor de 0,512 mH colocado no link DC

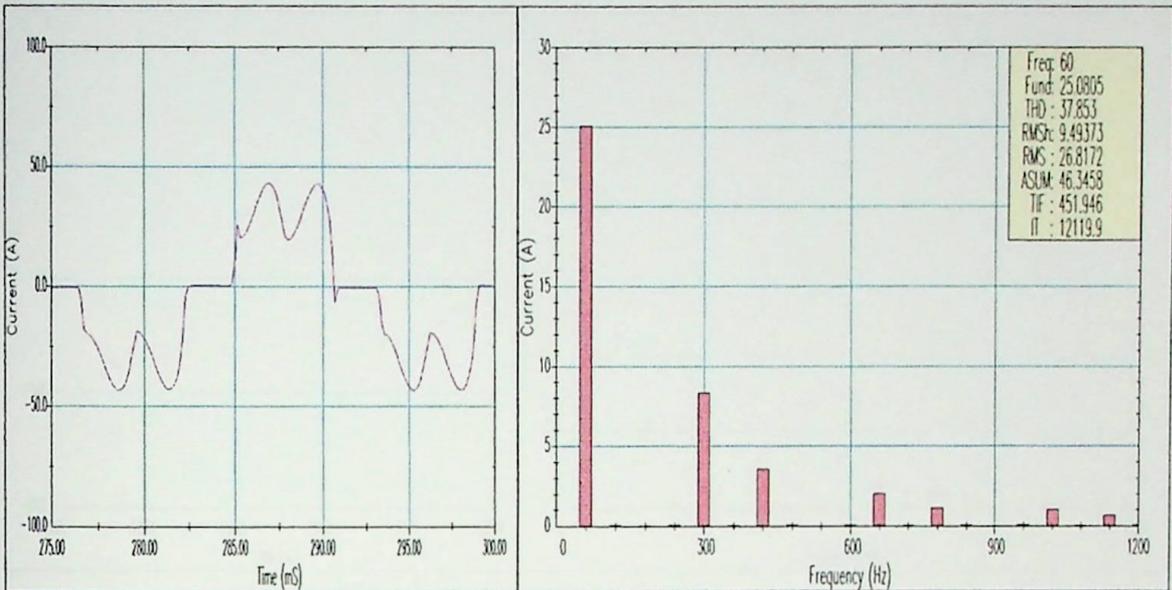


Figura 5.4 Corrente de linha para um indutor de 1,024 mH colocado no link DC

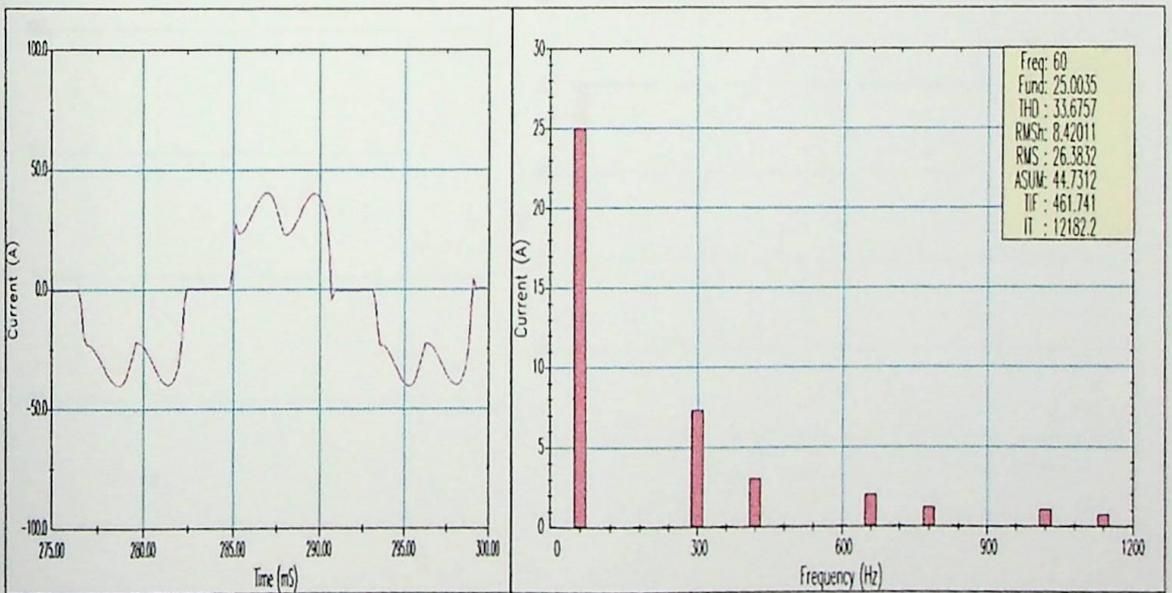


Figura 5.5 Corrente de linha para um indutor de 1,536 mH colocado no link DC

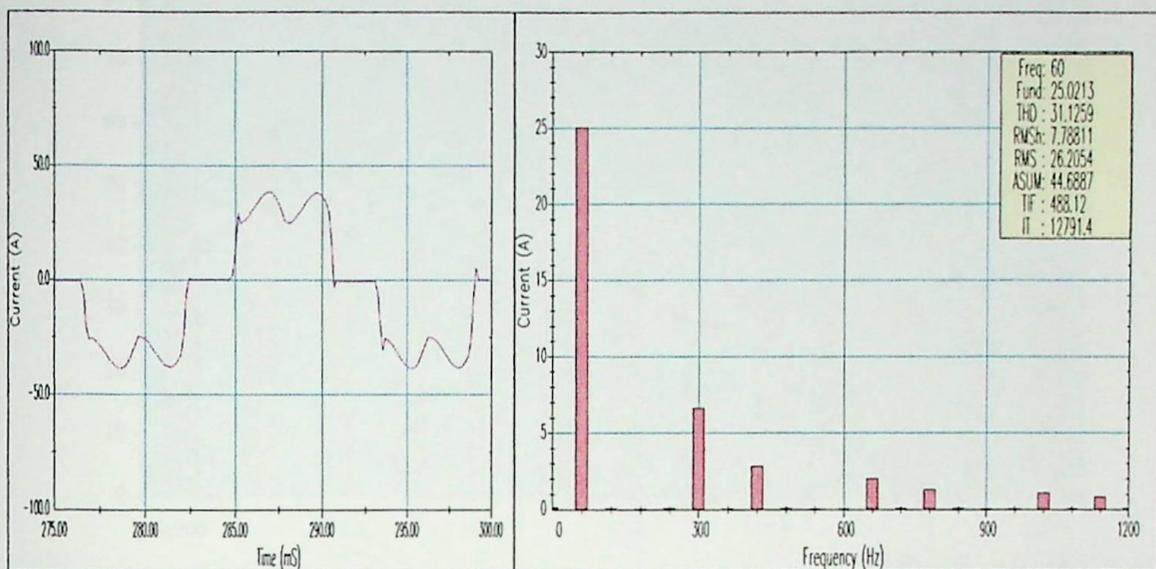


Figura 5.6 Corrente de linha para um indutor de 2,048 mH colocado no link DC

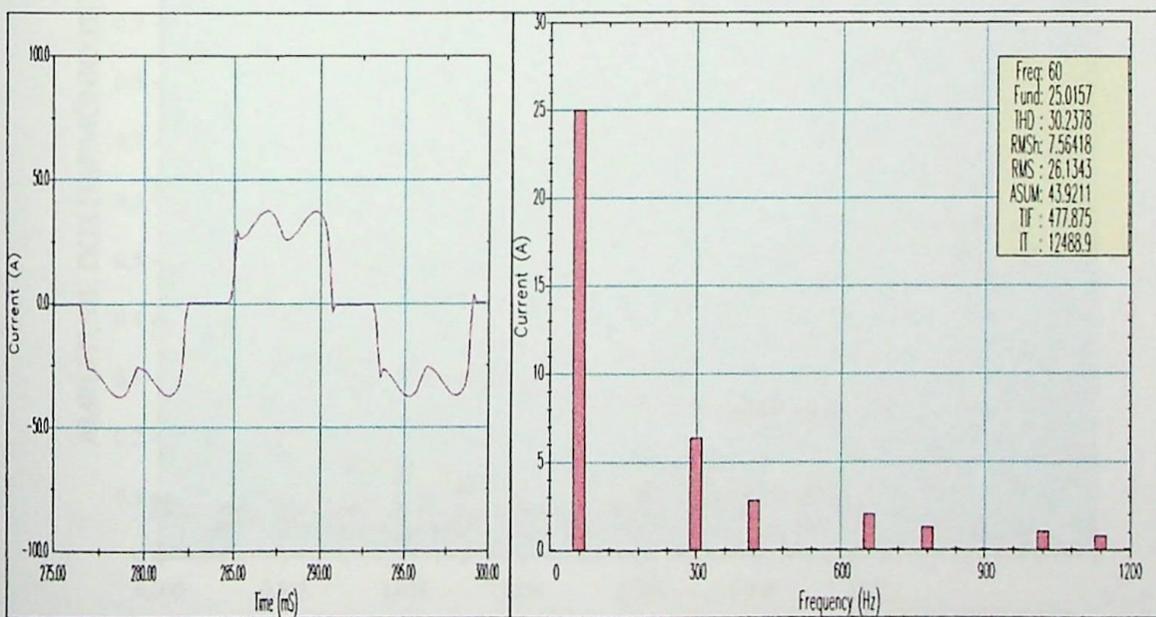


Figura 5.7 Corrente de linha para um indutor de 2,560 mH colocado no link DC

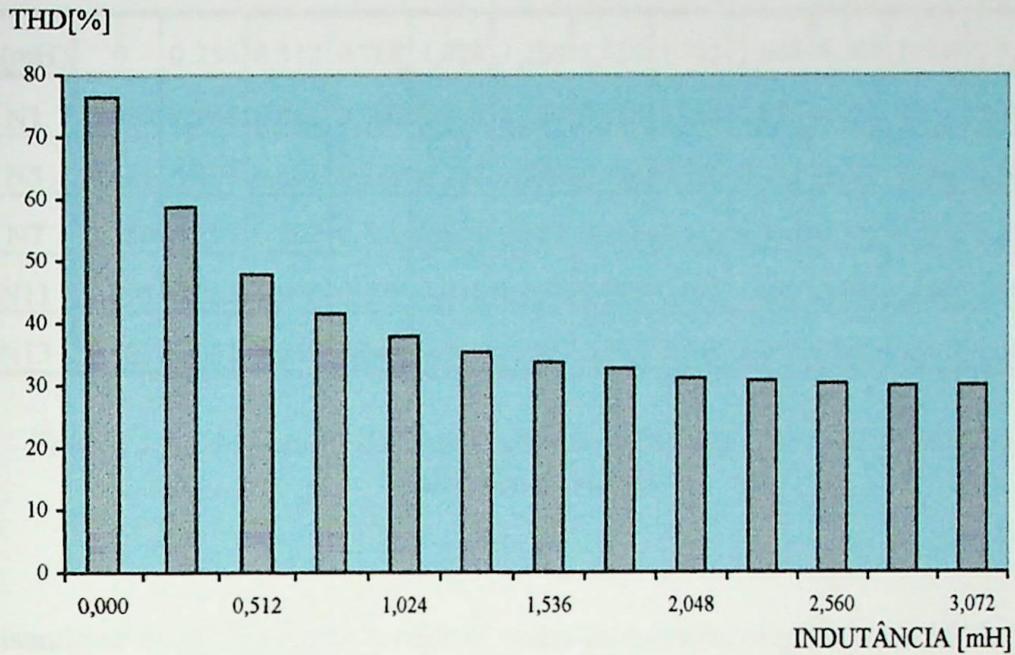


Figura 5.8 - Variações das THD's com indutores colocados no link DC

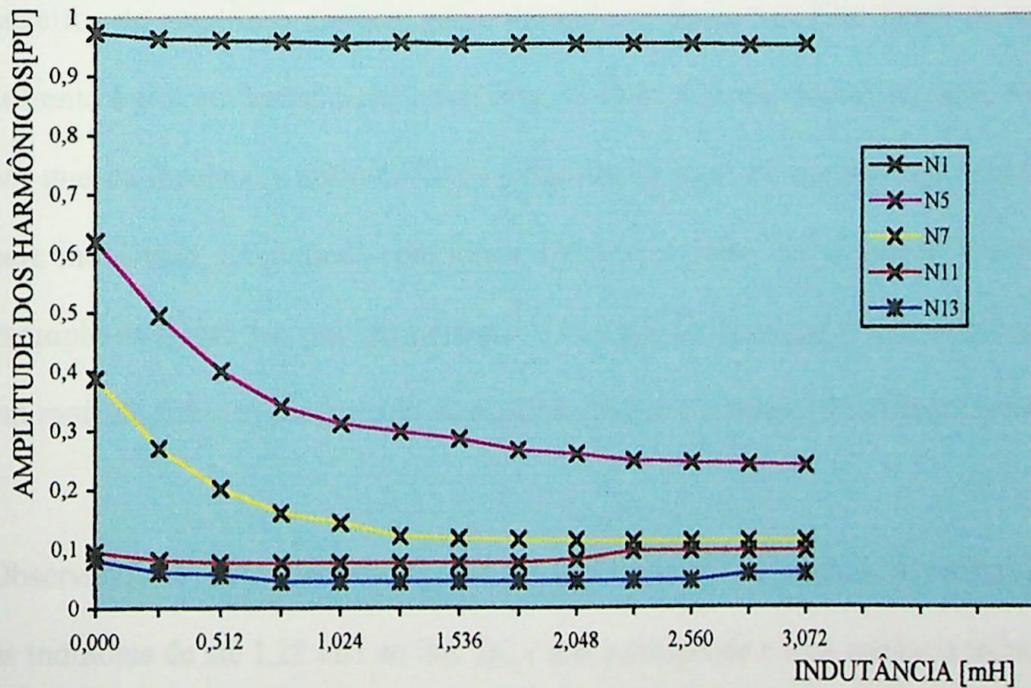


Figura 5.9 - Variações das amplitudes dos harmônicos com indutores colocados no link DC

L(mH)	0	0,256	0,512	0,768	1,024	1,280	1,536	1,792	2,048	2,304	2,560	2,816	3,072
N1	0,974	0,964	0,961	0,959	0,955	0,957	0,953	0,954	0,953	0,953	0,953	0,95	0,951
N5	0,621	0,495	0,401	0,341	0,312	0,298	0,285	0,266	0,259	0,247	0,244	0,241	0,238
N7	0,388	0,271	0,202	0,161	0,144	0,122	0,118	0,116	0,114	0,112	0,112	0,112	0,112
N11	0,095	0,081	0,076	0,076	0,076	0,076	0,076	0,076	0,081	0,095	0,095	0,095	0,095
N13	0,081	0,061	0,057	0,045	0,045	0,045	0,045	0,045	0,045	0,045	0,045	0,057	0,057

Tabela 5.1 - Amplitudes dos harmônicos para diversos valores de indutância colocadas no link DC

Analisando-se as figuras com a formas de ondas da corrente, os gráficos e a tabela acima, podemos concluir que :

- A corrente de linha do inversor que não utiliza filtro indutivo, é constituída de pulsos estreitos de amplitude elevada, como ilustrado na figura 5.2. Essa forma de onda de corrente é rica em harmônicos, nesse caso, 76 % de distorção harmônica total. No caso em que os inversores utilizam filtros indutivos, os picos de corrente são amortecidos pela indutância, diminuindo com isso a THD da corrente, como pode-se observar no exemplo na figura 5.4, um filtro indutivo 1,024 mH fez com que a THD fosse reduzida em mais de 50% em comparação com o caso em que o inversor não utilizava indutor.
- Observando-se os gráficos das figuras 5.8 , 5.9 e a tabela da figura 5.10, verifica-se que os indutores de até 1,28 mH no link DC (que corresponde a uma reatância indutiva de 5% no lado AC) diminuem substancialmente a amplitude dos harmônicos e conseqüentemente a distorção harmônica total. Indutores superiores a 1,28 mH, já não

serão tão efetivos na redução dos harmônicos e poderão prejudicar o funcionamento do inversor.

5.2.2 - Indutores Colocados na Linha

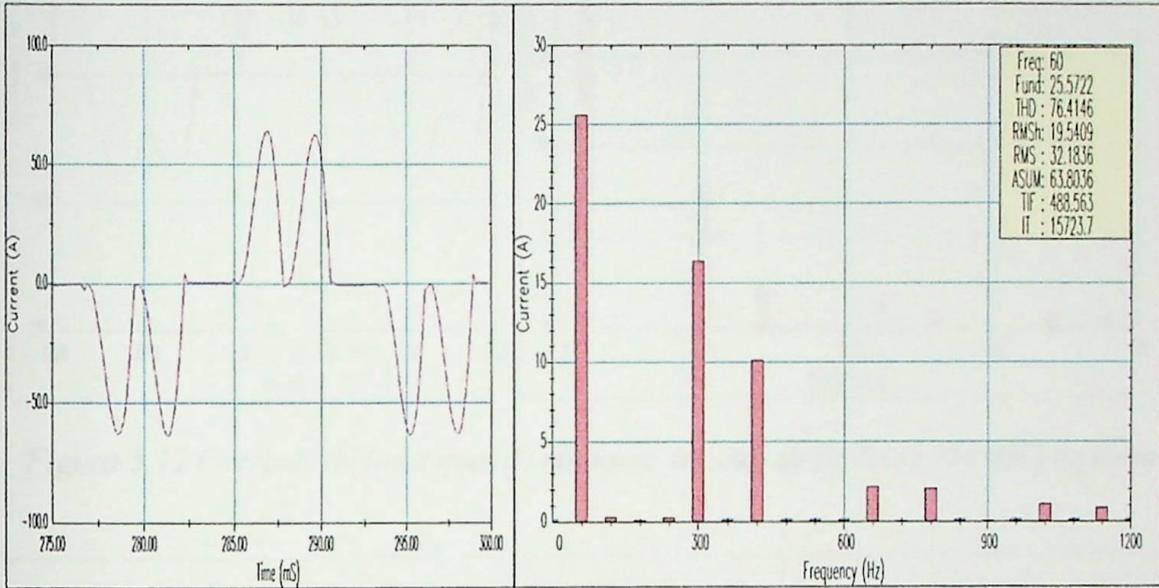


Figura 5.10 Corrente de linha sem a utilização de indutores na linha

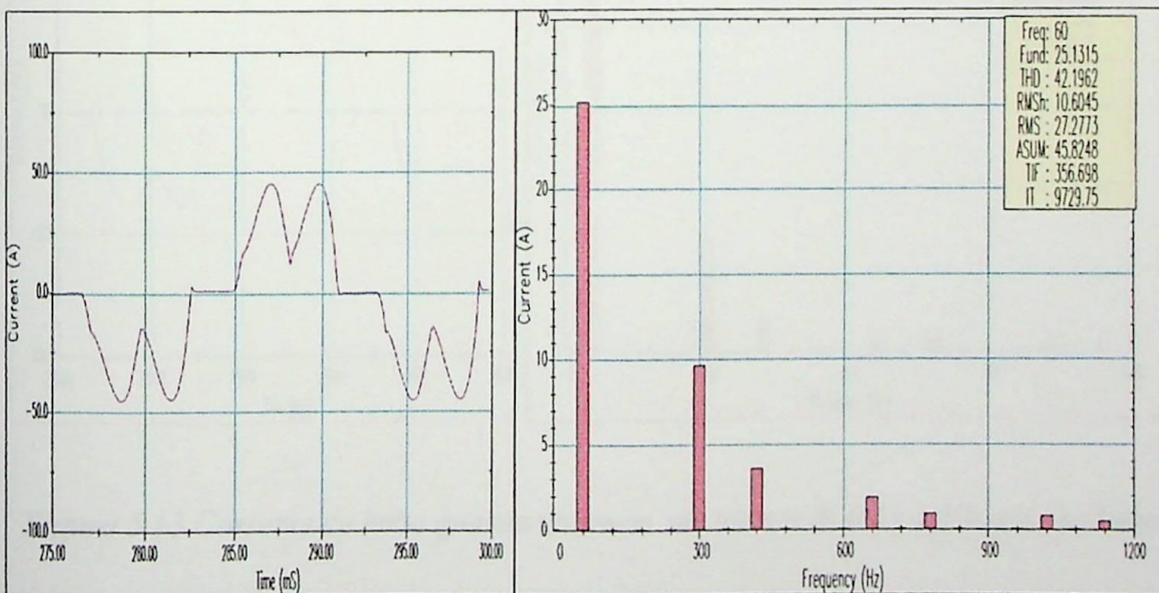


Figura 5.11 Corrente de linha quando utiliza-se um indutor de 2% (0,512mH) na linha

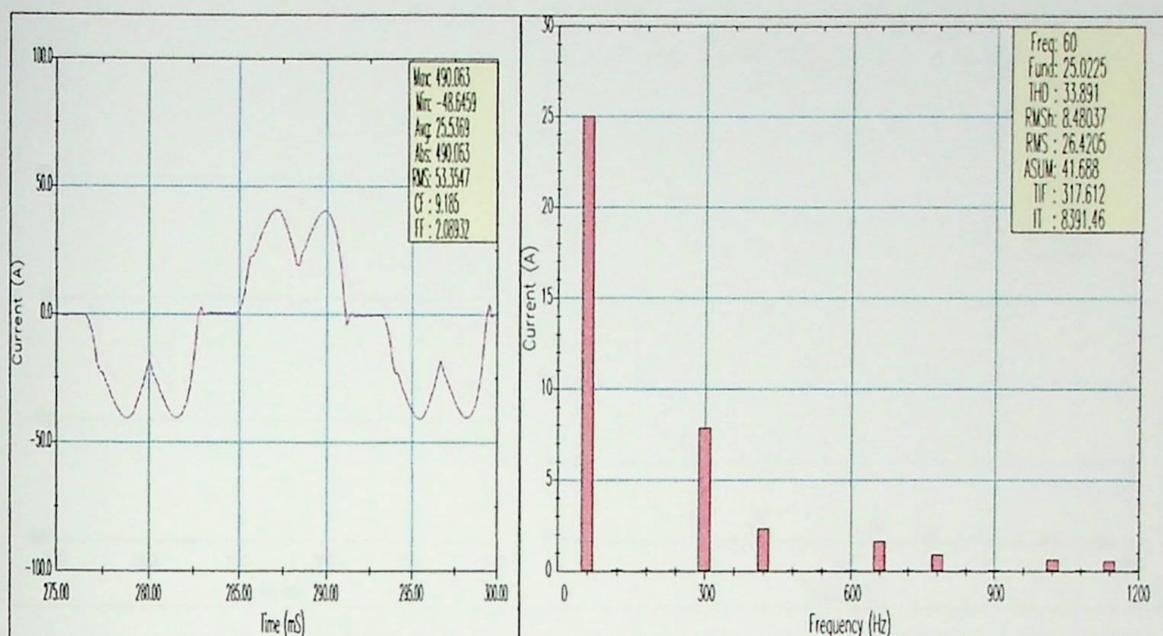


Figura 5.12 Corrente de linha quando utiliza-se um indutor de 4% (1,024 mH) na linha

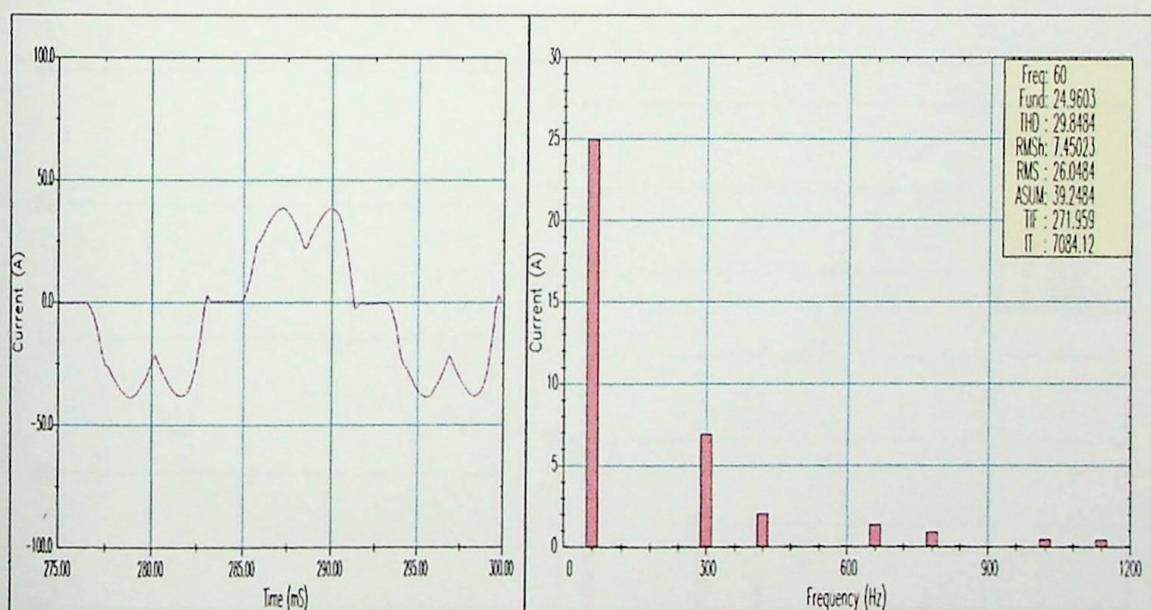


Figura 5.13 Corrente de linha quando utiliza-se um indutor de 6% (1,536 mH) na linha

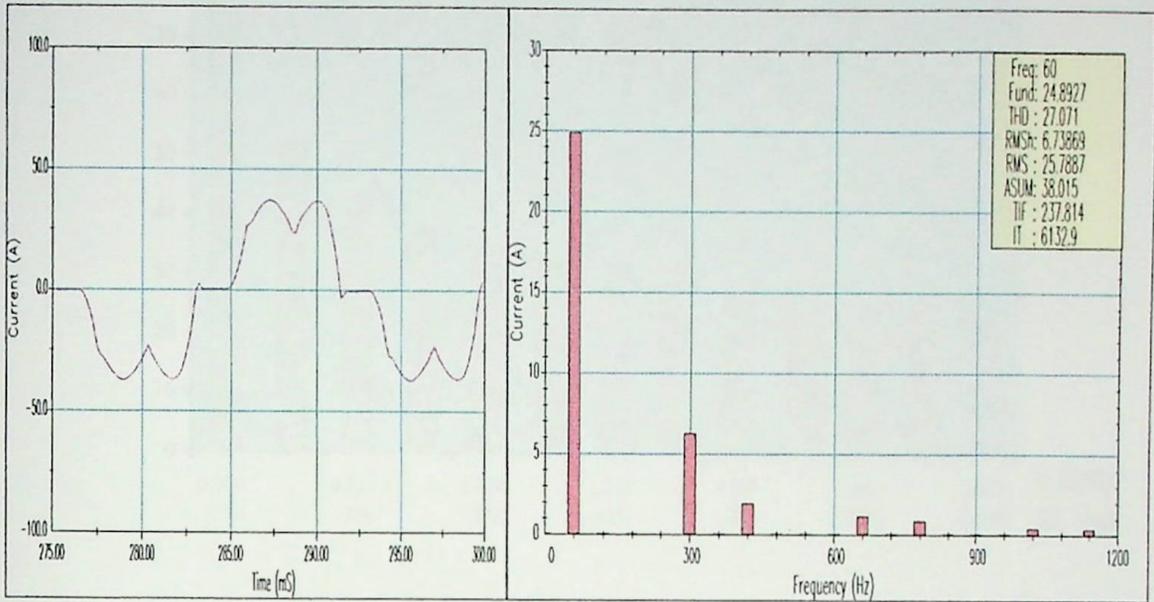


Figura 5.14 Corrente de linha quando utiliza-se um indutor de 8% (2,048 mH) na linha

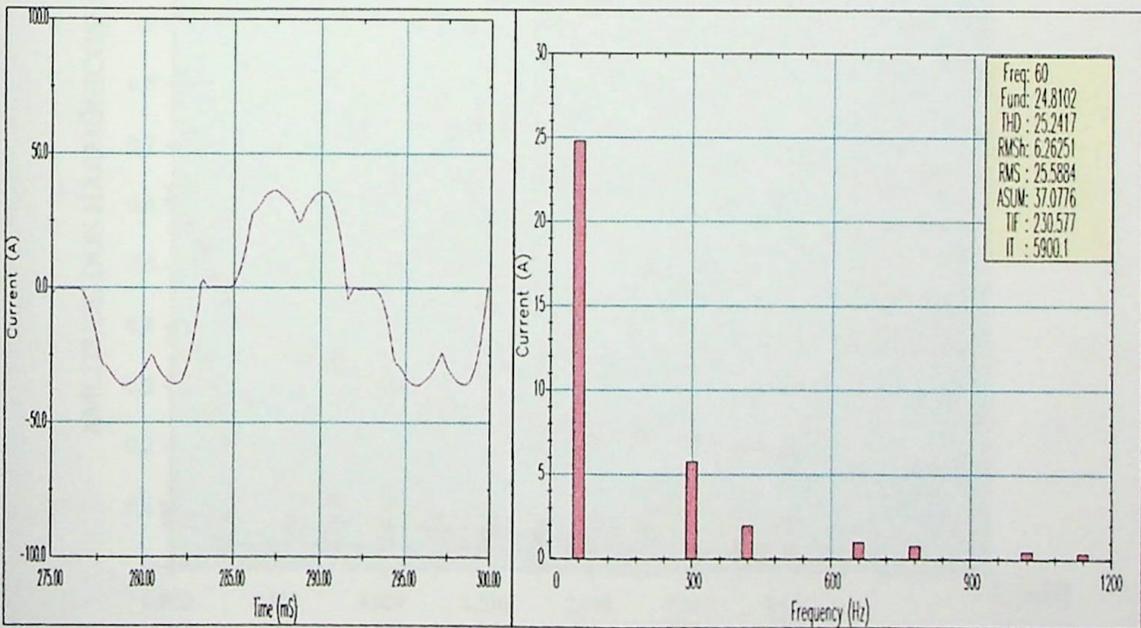


Figura 5.15 Corrente de linha quando utiliza-se um indutor de 10% (2,56 mH) na linha

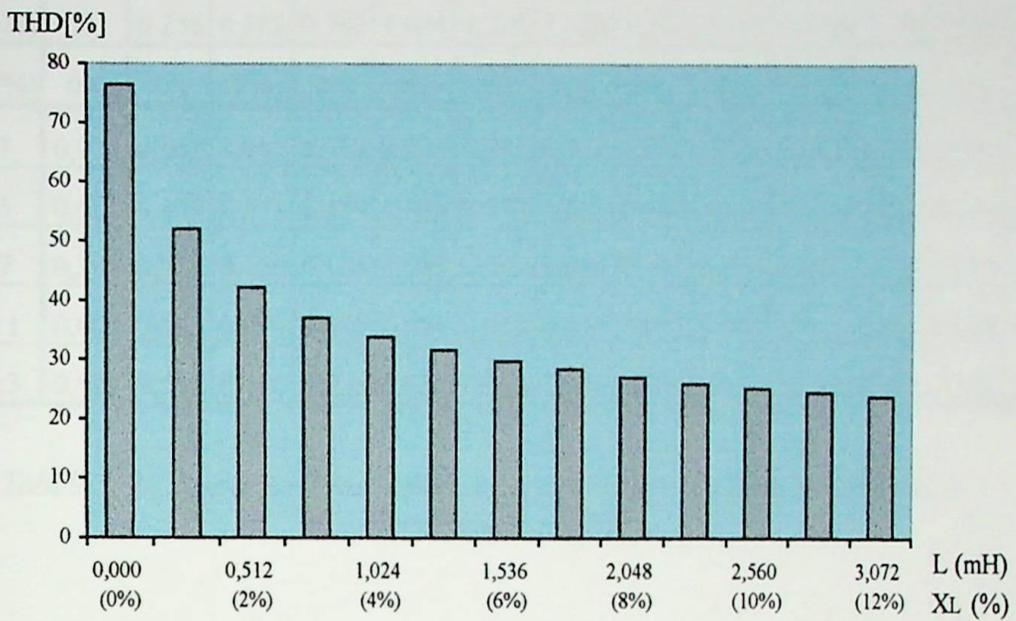


Figura 5.16 - Variações das THD's com indutores colocados na linha

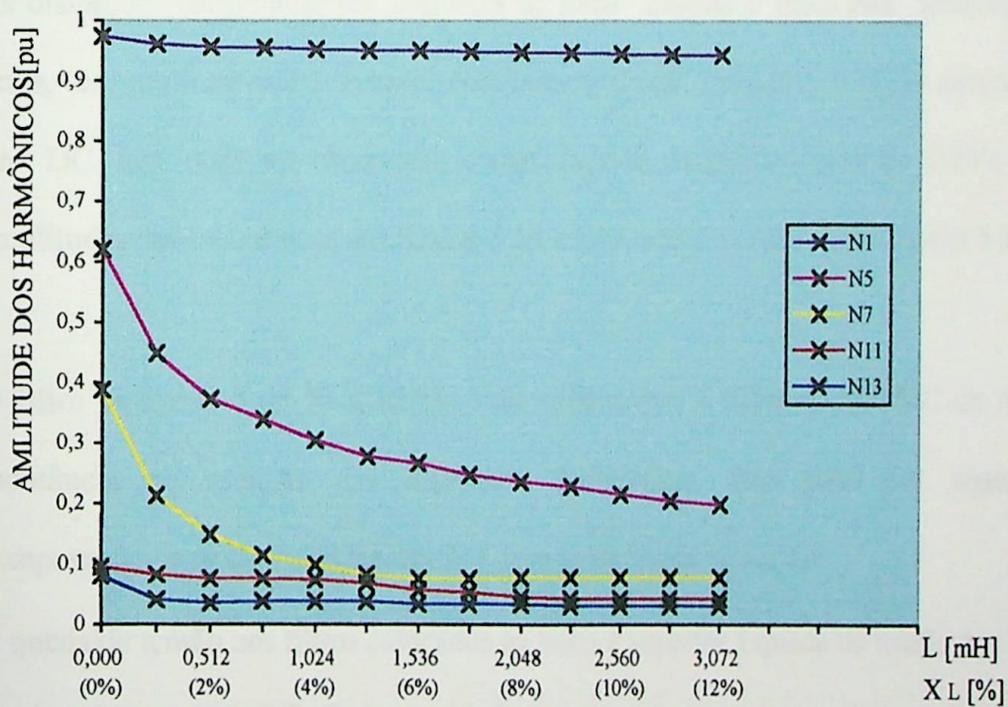


Figura 5.17 - Variações das amplitudes dos harmônicos com indutores colocados na linha

L(mH)	0	0,256	0,512	0,768	1,024	1,280	1,536	1,792	2,048	2,304	2,560	2,816	3,072
XL (%)	0%	1%	2%	3%	4%	5%	6%	7%	8%	9%	10%	11%	12%
N1	0,974	0,962	0,957	0,956	0,953	0,951	0,951	0,949	0,948	0,947	0,945	0,944	0,943
N5	0,621	0,449	0,373	0,339	0,305	0,278	0,266	0,247	0,236	0,228	0,215	0,205	0,198
N7	0,388	0,213	0,149	0,114	0,099	0,083	0,076	0,076	0,078	0,078	0,078	0,078	0,078
N11	0,095	0,083	0,076	0,076	0,074	0,068	0,057	0,053	0,045	0,042	0,042	0,042	0,042
N13	0,081	0,041	0,036	0,038	0,038	0,038	0,034	0,034	0,034	0,031	0,031	0,031	0,031

Tabela 5.2 - Amplitudes dos harmônicos para diversos valores de indutância colocadas na linha

Analisando-se as figuras com as formas de ondas da corrente, os gráficos e a tabela acima, podemos concluir que :

- As distorções harmônicas das correntes de linha quando o filtro está localizado na linha, tem praticamente o mesmo comportamento de quando o filtro se encontra no link DC. Isso pode ser observado, comparando-se os gráficos com as THD's e as amplitudes dos harmônicos das figuras 5.16 e 5.17, com os gráficos das figuras 5.8 e 5.9
- O filtro na linha, é de 10 a 15 % mais efetivo que o filtro no link DC de mesma indutância na redução das distorções harmônicas. Isso pode ser observado, comparando-se os dados da tabelas 5. 1 com os dados da tabela 5.2.
- A queda de tensão nos filtros colocados na linha é superior a queda de tensão nos filtros localizados no link DC. Essa queda de tensão reduz a tensão sobre o capacitor, e conseqüentemente a tensão de saída do inversor. Dependendo do projeto do inversor , a redução na tensão de saída pode resultar na degradação da performance dos inversores

nas condições de sobrecarga. Para ilustrar a diferença de tensão no circuito DC, indutores de 6% foram colocados no link DC e na linha, conforme as figuras 5.17 e 5.18 respectivamente. Para se ter uma referência, o valor médio da tensão no capacitor sem indutâncias na linha ou no link DC é de 600 V

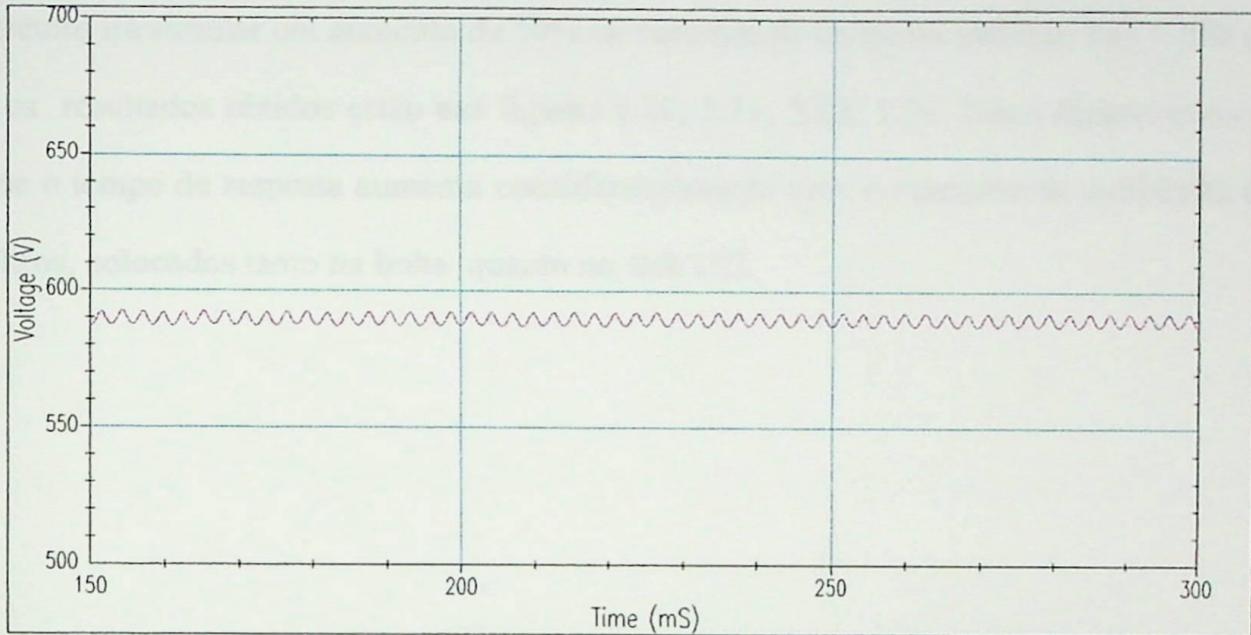


Figura 5.17 - Tensão no capacitor do link DC para um filtro de 6% no lado DC

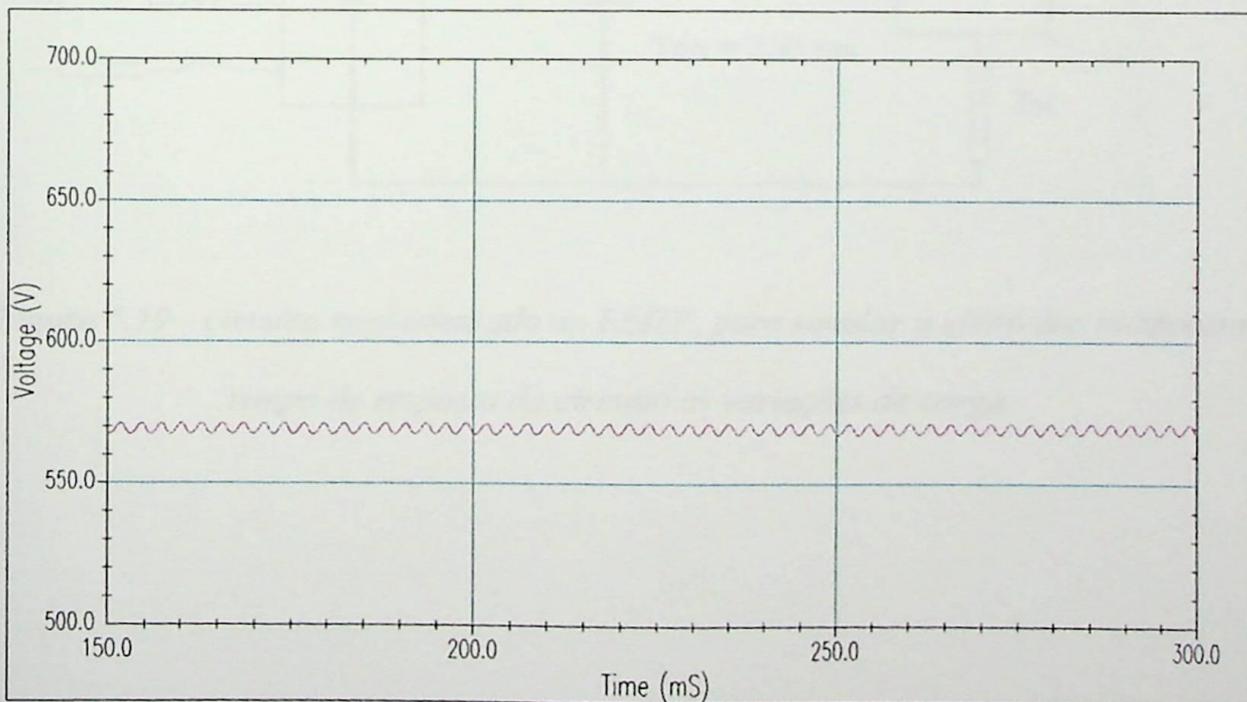


Figura 5.18 - Tensão sobre o capacitor para um filtro de 6% na linha

- Os filtros indutivos com elevado valor de reatância indutiva além de reduzir a tensão no circuito DC, diminuem o tempo de resposta do equipamento as variações de carga. Para simular o tempo de resposta do circuito as variações de carga, foi implementado o circuito da figura 5.19, com indutores de 1% e 6% colocados na linha e no link DC. O circuito irá simular um aumento de 50% de corrente de carga no instante $T_{on} = 200$ ms, e os resultados obtidos estão nas figuras 5.20, 5.21, 5.22, 5.23. Essas figuras mostram que o tempo de resposta aumenta consideravelmente com o aumento da indutância dos filtros, colocados tanto na linha quanto no link DC.

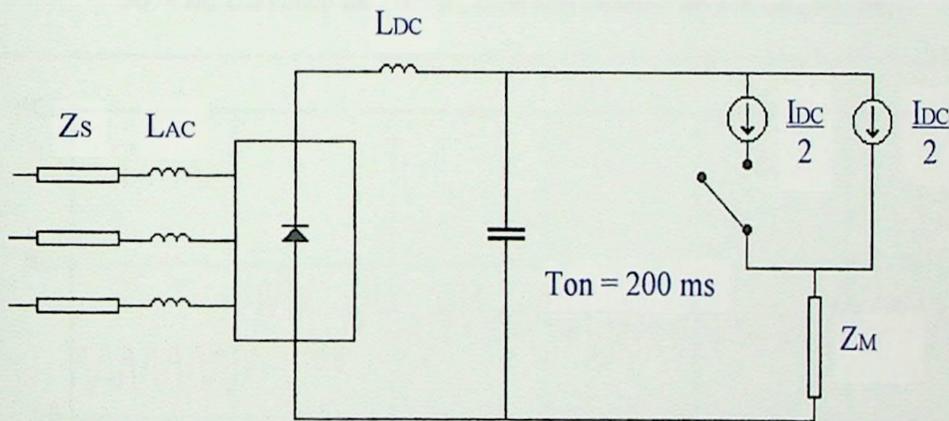


Figura 5.19 - circuito implementado no EMTP, para simular o efeito dos indutores no tempo de resposta do circuito as variações de carga

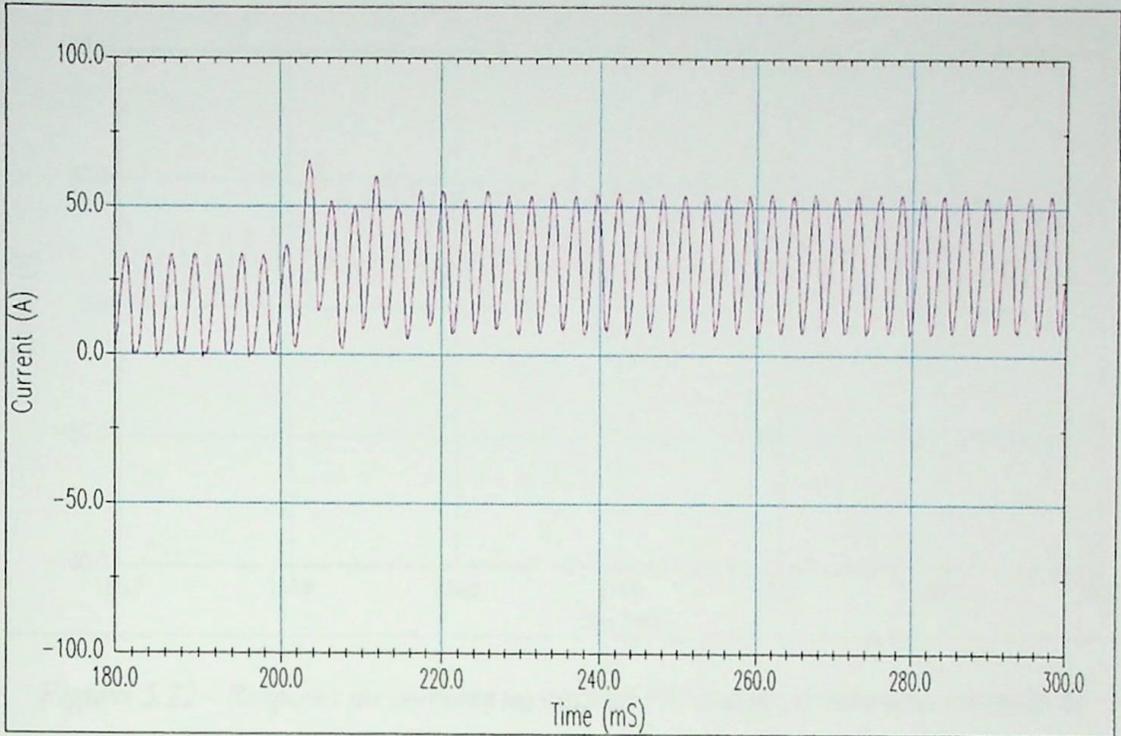


Figura 5.20 - Resposta da corrente no circuito DC quando ocorre uma variação de 50% na corrente de carga , com um indutor de 1% no link DC.

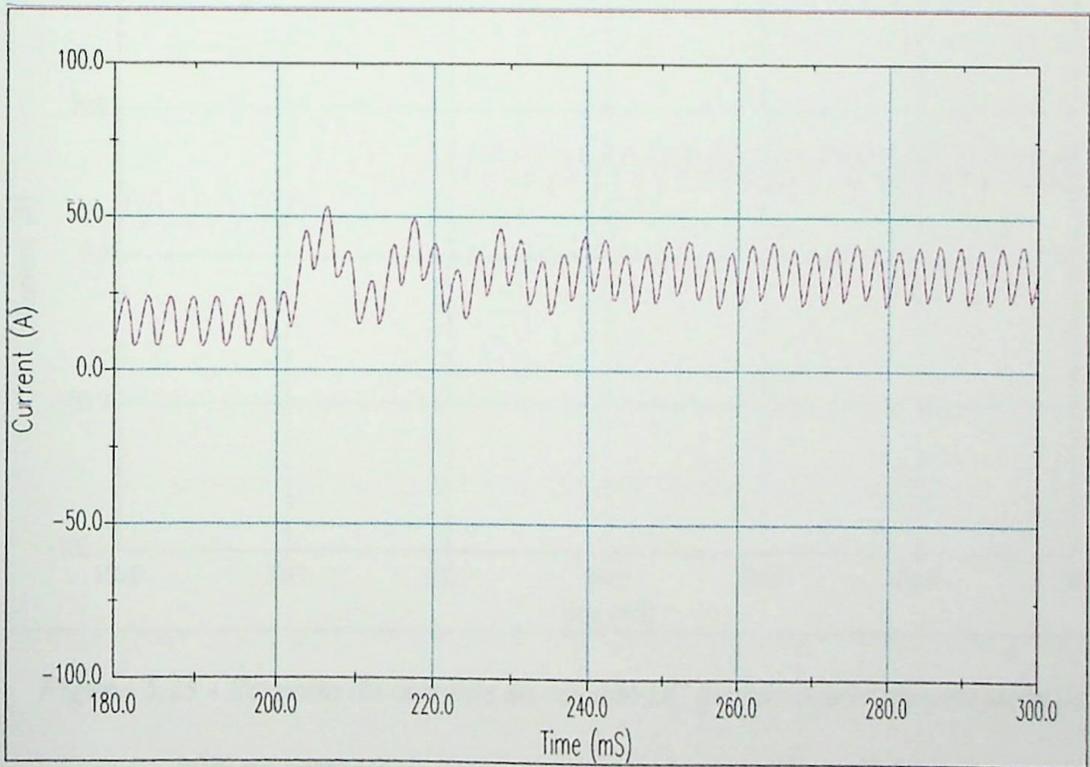


Figura 5.21 - Resposta da corrente no circuito DC quando ocorre uma variação de 50% na corrente de carga , com um indutor de 6% no link DC.

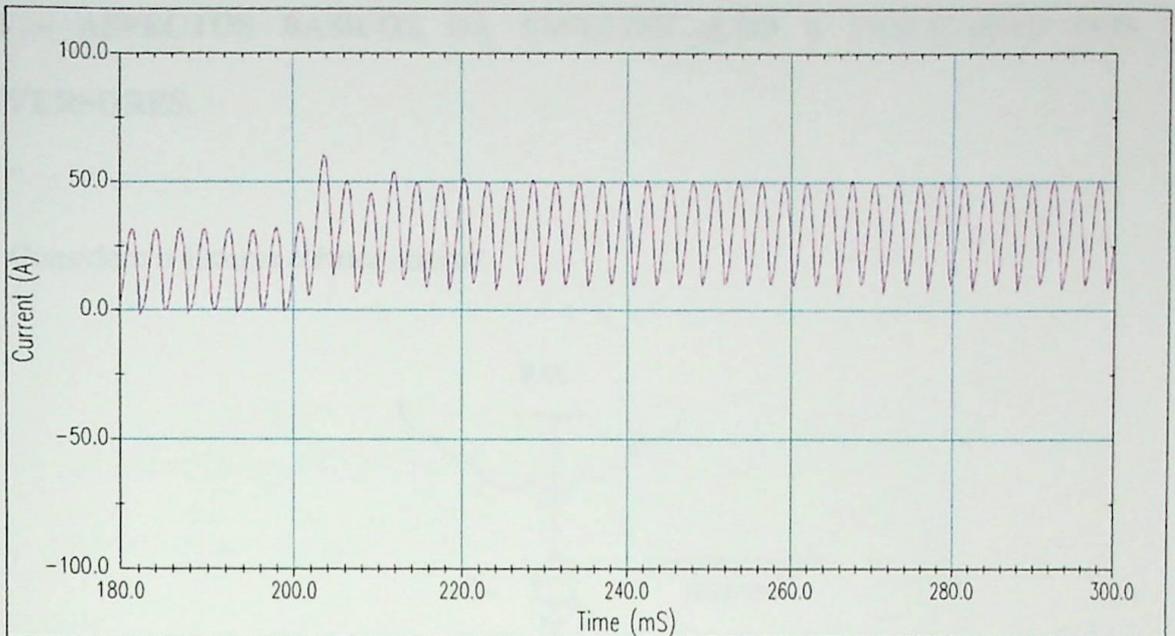


Figura 5.22 - Resposta da corrente no circuito DC quando ocorre uma variação de 50% na corrente de carga , com um indutor de 1% na linha.

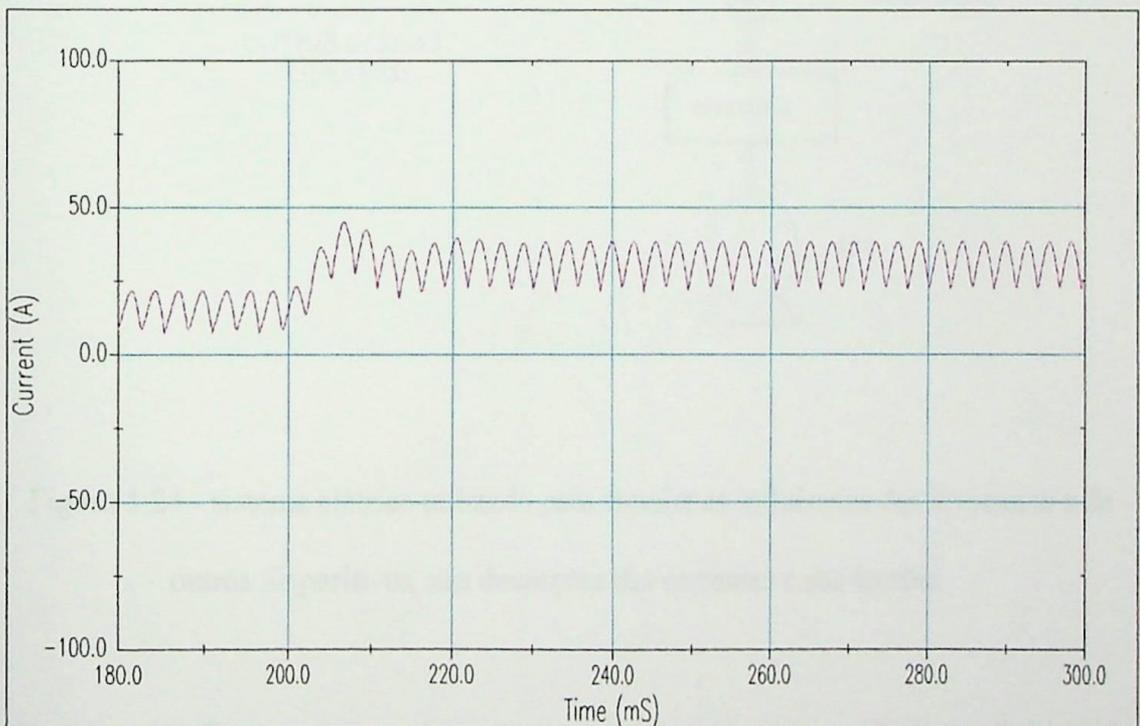


Figura 5.23 - Resposta da corrente no circuito DC quando ocorre uma variação de 50% na corrente de carga , com um indutor de 6% na linha.

5.3 - ASPECTOS BÁSICOS NA ESPECIFICAÇÃO E UTILIZAÇÃO DOS INVERSORES.

Considere o sistema elétrico abaixo:

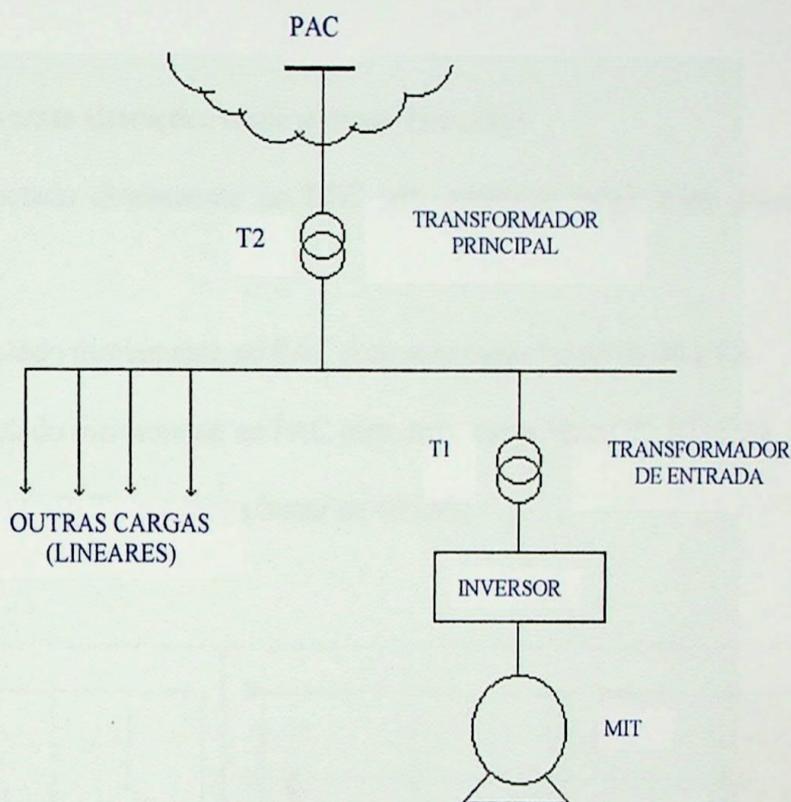


Figura 5.24 - sistema elétrico utilizado para simular as influências dos inversores e de outros dispositivos, nas distorções das correntes e das tensões.

O sistema da figura acima, será tomado como referência para mostrar a influência de cada um dos dispositivos do sistema nas distorções harmônicas das correntes e das tensões.

Dados do sistema

$S_{cc} = 1.6 \text{ MVA}$

$S_{conv.} = 20 \text{ kVA}$

$T_1 = 40 \text{ kVA} ; Z = 6\% ; \frac{X}{R} = 3$ $T_2 = 300 \text{ kVA} ; Z = 6\% ; \frac{X}{R} = 5$

Serão simuladas diversas alterações nesse sistema, tais como:

1. O inversor conectado diretamente no PAC sem nenhuma carga linear operando em paralelo
2. O inversor conectado diretamente no PAC com uma carga linear de 40 kVA
3. O inversor conectado diretamente no PAC com uma carga linear de 100 kVA
4. O inversor com o trafo T_1 e a carga linear de 40 kVA

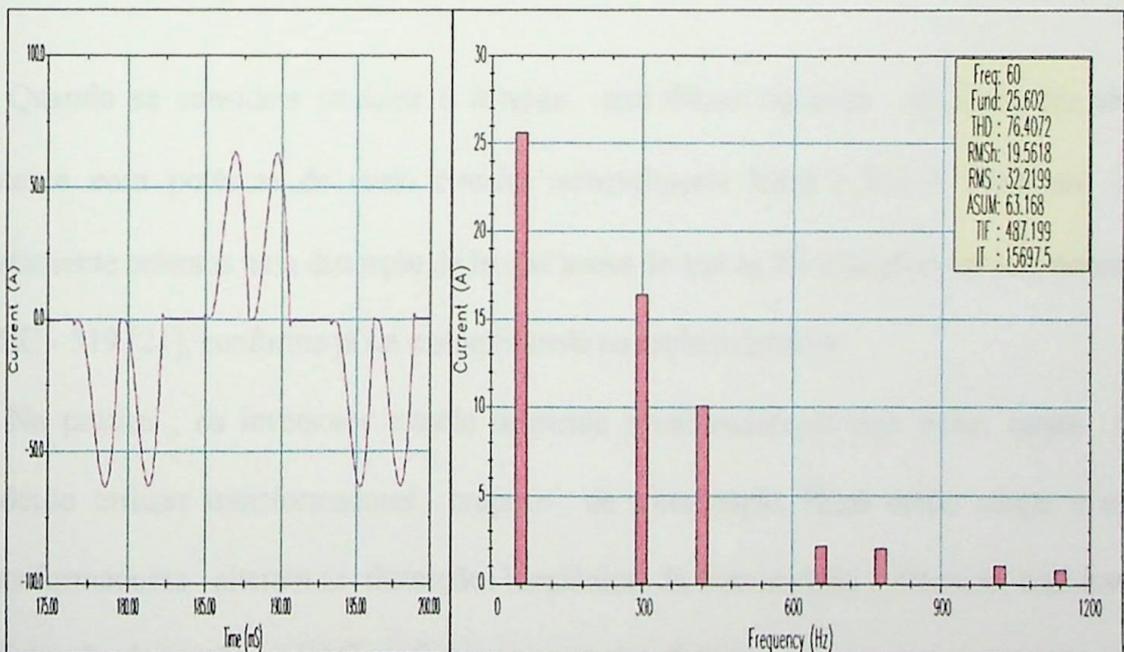


figura 5.25 - Corrente de linha do da instalação quando somente o inversor estiver conectado ao sistema

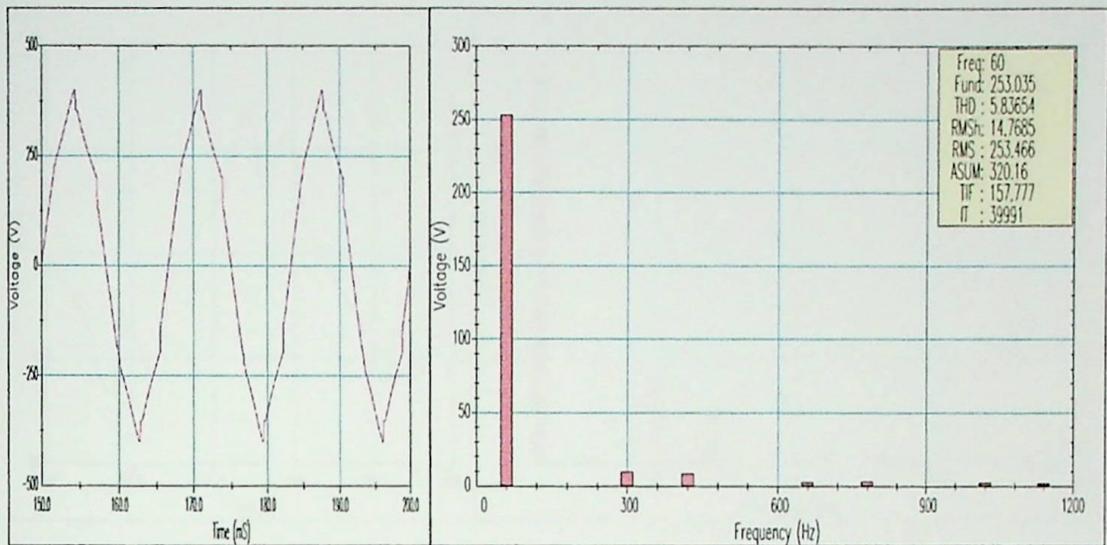


Figura 5.26 - Tensão fase neutro no PAC quando somente o inversor conectado ao sistema

Quando se considera somente o inversor sem filtros indutivos conectado em um sistema com potência de curto circuito razoavelmente baixa ($S_{cc} < 100.S_{conv.}$), certamente teremos uma distorção de tensão maior do que os 5% estabelecidos pela norma IEEE - 519 [21], conforme já foi exemplificado no capítulo anterior.

Na prática, os inversores estarão operando simultaneamente com outras cargas e poderão utilizar transformadores próprios de alimentação. Essas outras cargas e os transformadores alteram as distorções harmônicas da corrente total, alterando com isso a distorção de tensão no PAC conforme os exemplos abaixo.

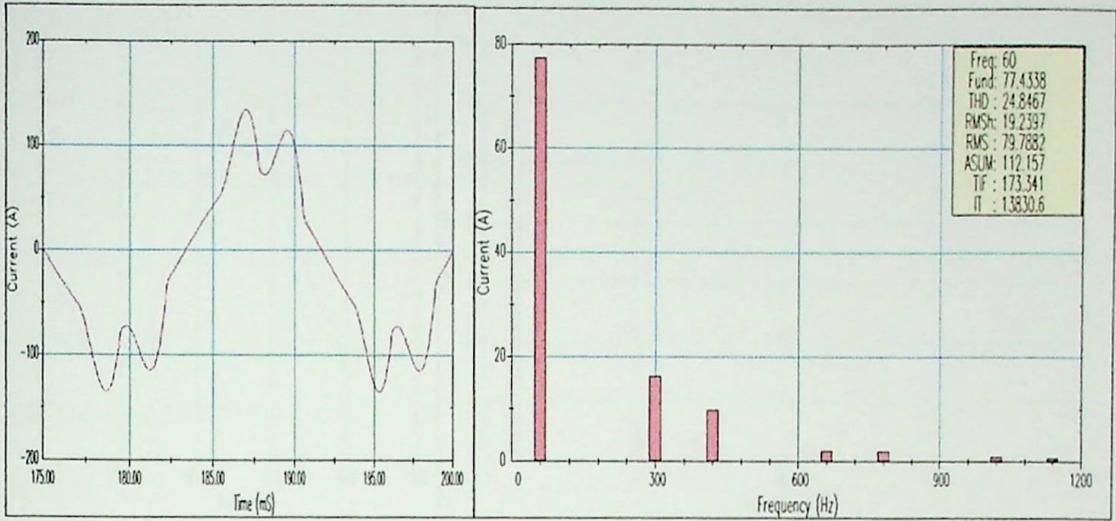


Figura 5.27 - Corrente de linha total quando o inversor estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA.

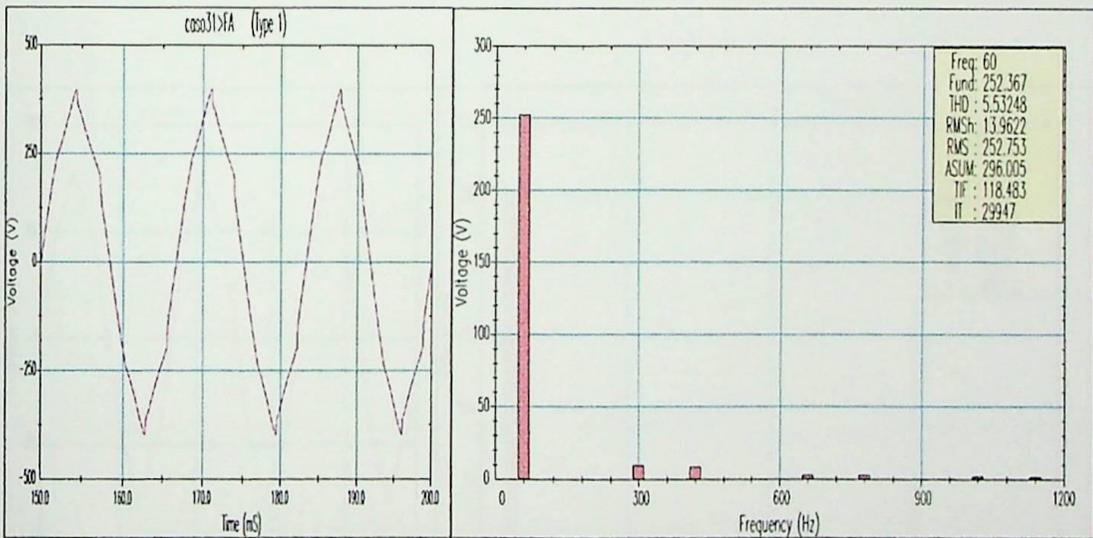


Figura 5.28 - Tensão fase neutro no PAC quando o inversor estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA.



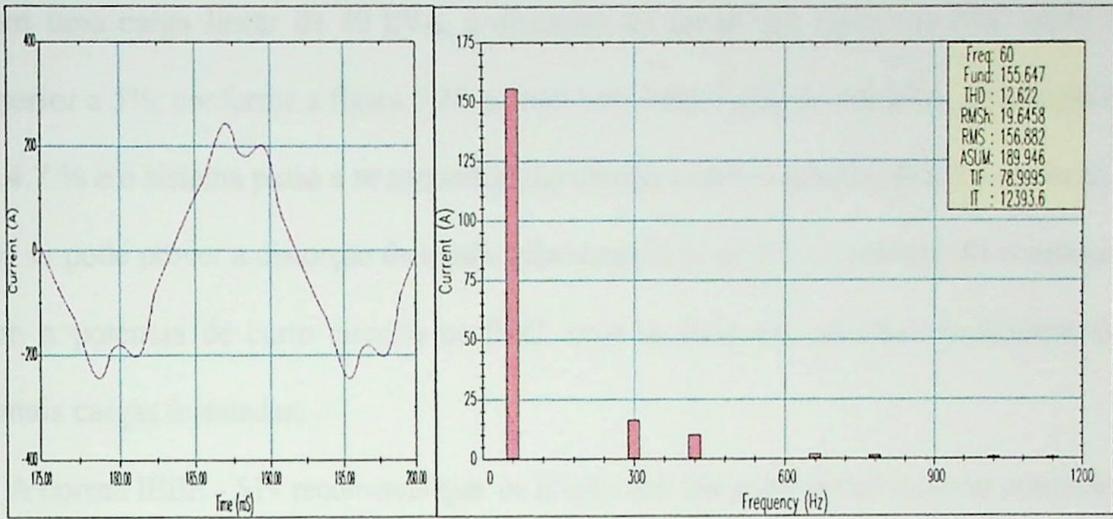


Figura 5.29 - Corrente de linha total quando o inversor estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 100 kVA.

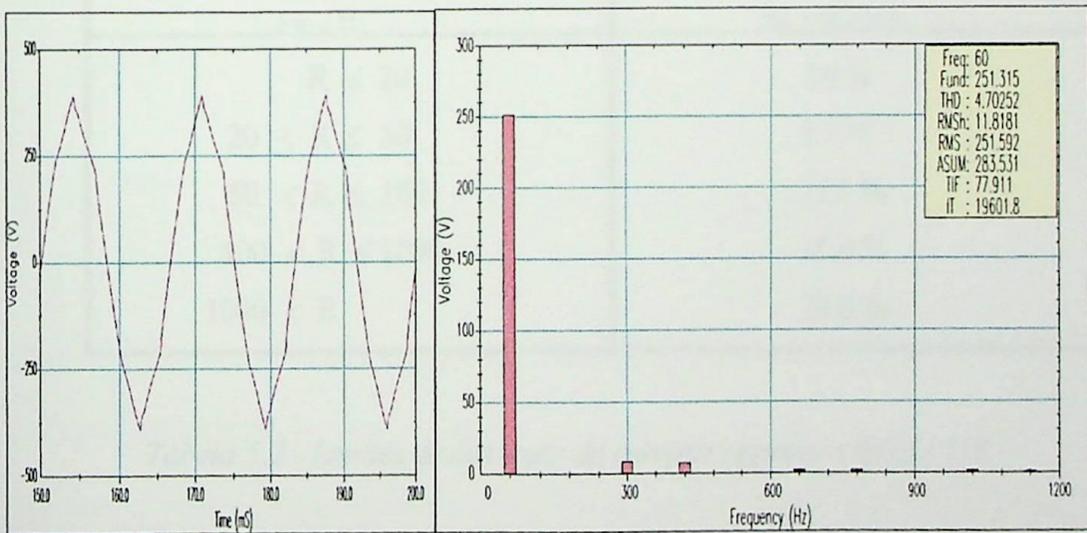


Figura 5.30 - Tensão fase neutro no PAC quando o inversor estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 100 kVA.

As figuras anteriores (5.27, 5.28, 5.29, 5.30), mostram os efeitos das cargas lineares operando simultaneamente com um inversor, nas formas de ondas da tensão e da corrente. Com uma carga linear de 40 kVA, a distorção da tensão fase neutro no PAC ainda é superior a 5%, conforme a figura 5.28, já com uma carga linear de 100 kVA, a distorção é de 4.7 % e o sistema passa a se enquadrar nas normas e recomendações da IEEE. Portanto, não se pode prever a distorção da tensão relacionando-se somente a potência do conversor com a potência de curto circuito no PAC, deve se levar em consideração também as demais cargas instaladas.

A norma IEEE - 519 recomenda que os limites das distorções harmônicas das correntes dos ASD's, estejam na forma de uma porcentagem da corrente fundamental das cargas do sistema, conforme a tabela abaixo.

Relação de curto circuito I_{sc} / I_L	TDD como uma porcentagem da corrente
$R \leq 20$	5.0 %
$20 < R \leq 50$	8.0 %
$50 < R \leq 100$	12.0 %
$100 < R \leq 1000$	15.0 %
$1000 < R$	20.0 %

Tabela 5.2 - Limites de distorção da corrente segundo a IEEE - 519

Para mostrar como se aplica os limites fornecidos pela tabela 5.2, serão utilizados os gráficos das figuras 5.27, 5.28 em um primeiro exemplo, e as figuras 5.29, 5.30 em um segundo exemplo.

Exemplo 1.

$$S_{cc} = 1,6 \text{ MVA}$$

$$S_{conv.} = 20 \text{ kVA}$$

$$S_{carga} = 40 \text{ kVA (Linear)}$$

Dados:

IsC - máxima corrente de curto circuito

$$I_L - \text{máxima demanda da corrente fundamental} \cong \frac{60.000}{\sqrt{3.440}} \cong 78,72 \text{ A}$$

Na figura 5.27 teremos o valor exato (77,43)

$$I_{sc} = \frac{1,6.10^6}{\sqrt{3.440}} = 2099,45 \text{ A}$$

$$R = \frac{2099,45}{77,43} = 27,11 \text{ a tabela 5.2 indica que a máxima TDD} = 8\%$$

DXI - Demanda do inversor como uma porcentagem da demanda total da instalação

$$DXI = 20/60 = 33.3 \%$$

$$THD = 24,85 \% \text{ (Figura 5.27)}$$

TDD - Distorção harmônica total da corrente como uma porcentagem da máxima corrente de carga

$TDD = 0,333 \cdot 0,2485 = 8,3 \% > 8 \%$ haverá então uma distorção acima de 5% na tensão, conforme mostra a figura 5.28, onde a distorção é de 5,5%

Exemplo 2 -

$$S_{cc} = 1,6 \text{ MVA}$$

$$S_{conv.} = 20 \text{ kVA}$$

$$S_{carga} = 100 \text{ kVA (Linear)}$$

$$I_L - \text{máxima demanda da corrente fundamental} \cong \frac{120.000}{\sqrt{3} \cdot 440} \cong 157,5 \text{ A}$$

Na figura 5.29 teremos o valor exato (155,65)

$$I_{sc} = \frac{1,6 \cdot 10^6}{\sqrt{3} \cdot 440} = 2099,45 \text{ A}$$

$$R = \frac{2099,45}{155,65} = 13,5 \text{ a tabela 5.2 indica que a máxima TDD} = 5 \%$$

DXI - Demanda do inversor como uma porcentagem da demanda total da instalação

$$DXI = 20/120 = 16,7 \%$$

$$THD = 12,62 \% \text{ (Figura 5.29)}$$

TDD - Distorção harmônica total da corrente como uma porcentagem da máxima corrente de carga

$TDD = 0,1667 \cdot 0,1262 = 2,1 \% < 5 \%$, nesse caso a distorção da tensão no PAC será inferior a 5%, conforme mostra a figura 5.30, onde a distorção da tensão foi de 4,7% .

Se no exemplo no qual o inversor opera juntamente com uma carga linear de 40 kVA for colocado um transformador (T₁) para alimentação do inversor, as formas de ondas da corrente total e da tensão fase neutro, serão como as das figuras 5.31 e 5.32 ,

$$S_{T1} = 40 \text{ kVA} ; Z_{T1} = 6 \% ; \frac{X}{R} = 3 \quad (5.8)$$

$$S_{BASE} = 20 \text{ kVA} \Rightarrow \overline{Z}_{T1} = 0,04 \cdot \frac{20}{40} = 0,03 \text{ pu}$$

$$0,03 = \left(\overline{R}^2 + 9\overline{R}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \Rightarrow \overline{R}_{T1} = 0,0095 \text{ pu} \quad \text{e} \quad \overline{X}_{T1} = 0,0284 \text{ pu}$$

$$Z_{BASE} = 9,68 \ \Omega \quad R_{T1} = 0,092 \ \Omega \quad L_{T1} = 0,729 \text{ m H} \quad (5.9)$$

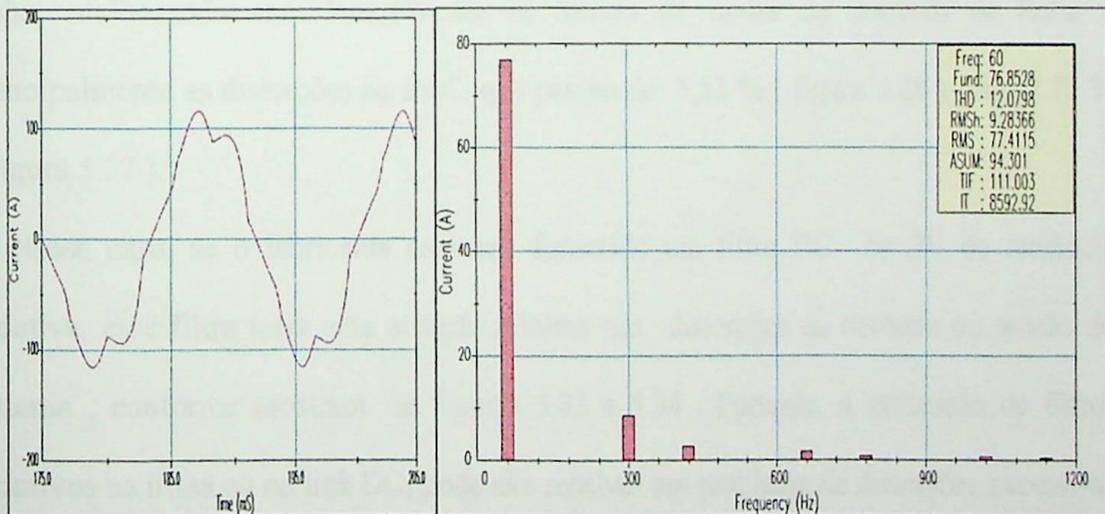


Figura 5.31 - Corrente de linha total quando o inversor com transformador de alimentação, estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA.

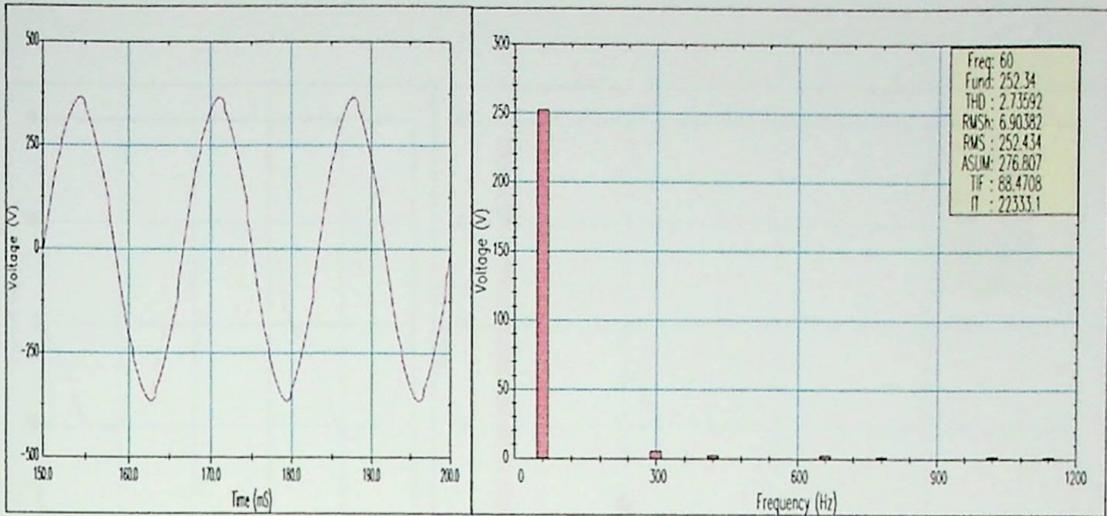


Figura 5.32 - Tensão fase neutro no PAC quando o inversor com transformador de alimentação, estiver operando simultaneamente com uma carga linear de 40 KVA.

Comparando-se as formas de ondas das figuras 5.27 e 5.28, quando não se utilizava o transformador, com as figuras 5.31 e 5.32, quando se utiliza um transformador de alimentação do inversor, Percebe-se que o transformador irá funcionar como um filtro de linha, melhorando consideravelmente as formas de ondas da corrente de linha e principalmente as distorções no PAC, que passou de 5,53 % (figura 5.28), para 2,73 % (figura 5.32).

Nesse caso, se o fabricante estivesse fornecido um filtro DC de 3% de reatância indutiva, esse filtro teria uma atuação mínima nas distorções da corrente ou tensão do sistema, conforme mostram as figuras 5.33 e 5.34. Portanto, a utilização de filtros indutivos na linha ou no link DC, pode não resolver um problema de distorções excessivas em um sistema, podendo muitas vezes ocasionar quedas de tensões indesejáveis que irão prejudicar um perfeito funcionamento do inversor.

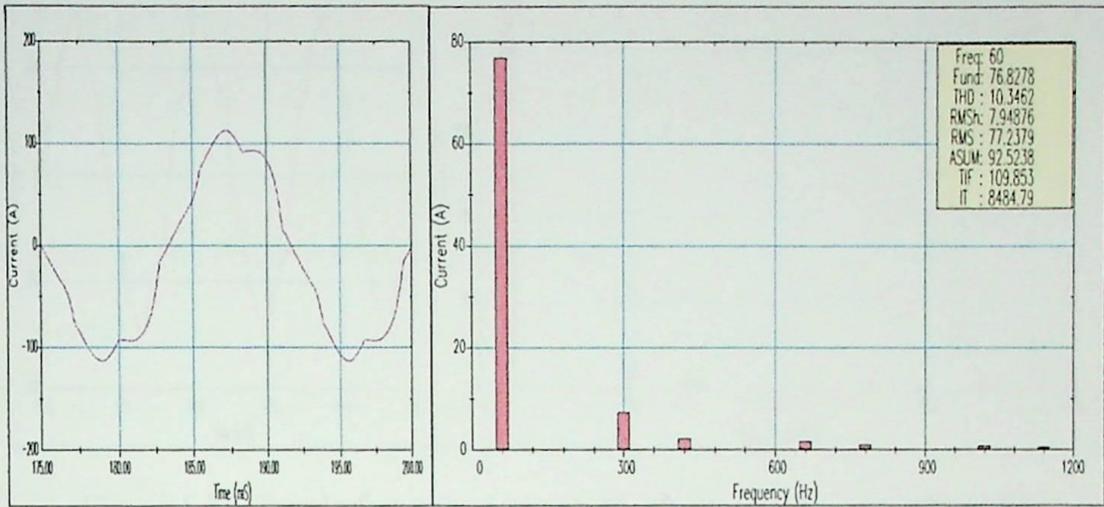


Figura 5.33- Corrente de linha de um inversor com filtro(3%) e transformador de alimentação, operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA.

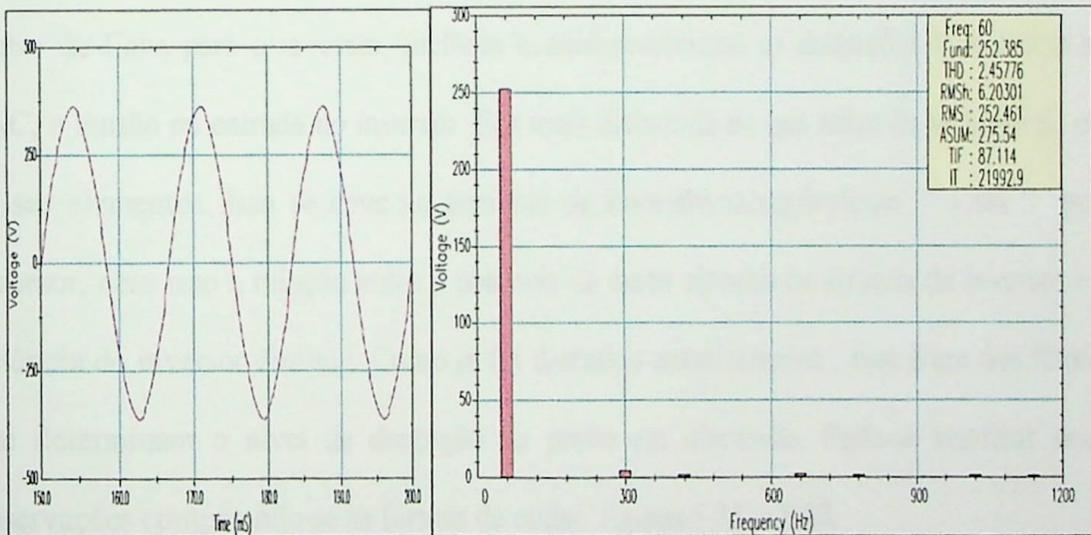


Figura 5.34- Tensão fase neutro no PAC de um sistema com um inversor com filtro (3%) e transformador de alimentação, operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA

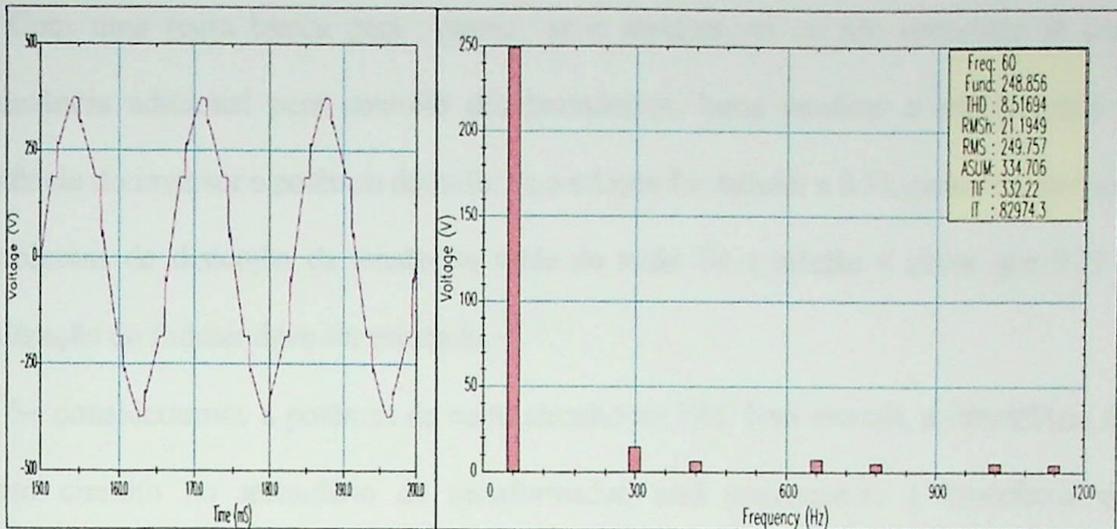


Figura 5.35- Tensão fase neutro na entrada de um inversor com filtro(3%) e transformador de alimentação, operando simultaneamente com uma carga linear de 40 kVA

Vale aqui ressaltar, que embora a inclusão do transformador de alimentação ou de um reator de linha para o inversor, melhore consideravelmente as distorções harmônicas no PAC, a tensão na entrada do inversor fica mais distorcida do que antes da inclusão de um desses elementos. Isso se deve ao aumento da impedância equivalente “ vista ” pelo inversor, com isso a relação entre a potência de curto circuito na entrada do inversor e a potência do inversor diminui. Como já foi discutido anteriormente , esse é um dos fatores que determinam o nível de distorção do ponto em discussão. Pode-se verificar essas observações comparando-se as formas de ondas figuras 5.35 e 5.28.

Pelo o que foi exposto acima, os resultados da inserção do transformador 2 já são previsíveis, ou seja, devido a sua reatância indutiva ser muito baixa (0,4% na base do inversor), ela contribuirá de forma discreta na melhoria da distorção da tensão no PAC, mas também, irá contribuir para o aumento da distorção da tensão nas cargas alimentadas por este.

Com uma regra básica para prever se o inversor vai ou não necessitar de uma indutância adicional para controle dos harmônicos, basta verificar a relação entre a potência do inversor e potência do trafo. Se a relação for inferior a 0.33, então não teremos problemas de distorção da tensão na saída do trafo. Se a relação é maior que 0.33 a utilização do indutor deve ser estudada.

Se considerarmos a potência de curto circuito no PAC bem elevada, a impedância de curto circuito no secundário do transformador, será praticamente a impedância do transformador.

$$S_{BASE} = S_{CONV.}$$

$$\frac{S_{CONV}}{S_{TRAFO}} \geq \frac{1}{3}$$

$$Z_{TRAFO} = 6 \% \quad \text{na base do conversor} \quad Z_{TRAFO} \geq 0.02 \%$$

$$\bar{S}_{CC} = \frac{1}{Z_{TRAFO} \geq 0,02} \Rightarrow \bar{S}_{CC} \leq 50 \text{ pu} \Rightarrow S_{CC} \leq 50 \cdot S_{CONV.}$$

(Se a Potência de curto circuito no PAC for baixa , a potência de curto circuito na saída do inversor será ainda menor)

A regra acima mostra que quando a relação entre a potência do conversor e a potência do trafo for superior a 0.333, a potência de curto circuito no secundário do trafo será menor que 50 vezes a potência do conversor, e pontos do sistema com essa capacidade curto circuito tendem a ter problemas de distorção harmônica. Portanto a regra acima pode ser utilizada para uma previsão superficial.



Para se prever com segurança se a instalação de um inversor será ou não problemática, deve-se ter informações mais detalhadas do sistema obtidas pelo questionário a seguir:

- 1- Qual é a tensão de entrada e a frequência do ASD?
- 2- Qual é a potência do transformador de entrada em KVA e sua impedância percentual? (transformador anterior ao ASD)
- 3- qual é a relação de impedância (X/R) do transformador de entrada? (tipicamente transformadores pequenos tem uma $X/R = 3$, transformadores de distribuição tem uma $X/R = 5$ a 8 , transformadores das subestações da concessionária tem uma $X/R = 10$, e relações maiores que 10 serão impacto negligenciados como resultados)
- 4- Existe um reator de linha ou um transformador a ser usado?
- 5- Qual a potência e o tipo de ASD que será instalado?
- 6- Quantos de cada tipo e potência serão utilizados?
- 7- Qual a potência do transformador principal em KVA e sua impedância percentual? (transformador antes do transformador de entrada)
- 8- Qual a relação de impedância do transformador principal?
- 9- Quais são as características dos cabos do ASD?
- 10- Onde é o ponto de acoplamento comum?
- 11- Quantos outros acionamentos estão operando no mesmo barramento e qual é a potência total?

Testes dos ASD'S em laboratórios podem fornecer dados sobre seu comportamento sob condições de controle laboratoriais, entretanto, o comportamento do sistema onde será instalado o ASD e sua interação com o sistema de potência e seus equipamentos (transformadores de distribuição, banco de capacitores, etc...) pode provavelmente ser analisados com um custo efetivo menor, por simulações em computadores.

5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo, pôde-se analisar com profundidade as influências das distorções das correntes dos inversores PWM na qualidade de energia do sistema elétrico envolvido, tanto no ponto de acoplamento da instalação com a concessionária (PAC), quanto dentro da própria instalação. As soluções para se melhorar o perfil das distorções no PAC, pode muitas vezes deteriorar a qualidade da energia dentro da instalação. Portanto, não se deve se precipitar em encontrar uma solução para o problema, mas sim verificar todas as alternativas possíveis, de modo a encontrar uma solução de compromisso que atenda tanto as exigências da concessionária quanto os padrões de qualidade da energia dentro da instalação.

CONCLUSÕES

Ao longo dessa dissertação foram apresentadas as conclusões específicas sobre os diversos temas abordados. Não obstante este fato, este capítulo tem por objetivo sintetizar os pontos considerados mais expressivos, bem como, ao seu término, sugerir novas perspectivas para a complementação dos assuntos aqui abordados.

Os capítulos 2 e 3 foram de caráter introdutório aos capítulos 4 e 5. Eles forneceram de forma sintetizada os principais conceitos relacionados aos inversores e as distorções características desses equipamentos no sistema elétrico. Muito embora estivessem voltados para os conceitos teóricos, procurou-se também motivar o leitor para os aspectos práticos das questões, principalmente, no que se refere aos efeitos dos harmônicos nos diversos equipamentos presentes no sistema elétrico.

A implementação do modelo do inversor utilizado para as simulações das influências desses dispositivos nos sistemas elétricos, foi descrita no capítulo 4. A comprovação da eficiência do modelo implementado pôde ser verificada pela comparação dos resultados

obtidos por simulação, com os resultados das medições em laboratório. Esses resultados vem reafirmar a validade do modelo simplificado do inversor, já utilizado anteriormente por outros pesquisadores [6] , [7], [8] e [14]. A partir daí, inicializou-se um trabalho investigação para determinar a partir de qual relação $\frac{S_{cc}}{S_{conv}}$ (potência de curto circuito pela potência do conversor), os sistemas teriam a maior tendência de apresentar problemas de distorção no PAC. Pelas simulações, verificou-se que, quando a potência de curto circuito estiver em torno de cem vezes a potência do inversor, os sistemas começam a apresentar problemas de distorção no PAC. Vale a pena salientar que essas simulações foram superficiais sem levar em conta vários fatores como, filtros de linha ou no link DC, transformadores e outras cargas do sistema. Portanto, estas simulações serviram de parâmetro para o capítulo 5.

No capítulo 5, fez se um estudo minucioso da ação dos filtros indutivos, tanto no lado AC quanto no lado DC, e também a simulação da ação combinada dos filtros, transformadores e cargas lineares operando simultaneamente, e chegou-se as seguintes conclusões.

- Tanto os reatores no link DC quanto os reatores de linha são eficazes na redução dos harmônicos da corrente, porém, os reatores com reatância superior a 5% , causam quedas de tensão elevadas e podem prejudicar o acionamento, além disso reatores acima desse valor já não serão tão eficazes na redução dos harmônicos.

- Os indutores de preferência devem estar localizados no link DC, pois os indutores linha geram quedas de tensão maiores que os indutores localizados no link DC e distorcem a tensão na entrada do inversor.

- As indutâncias na forma de reatores de linha ou transformadores de isolamento entre o transformador principal e o ASD, limitará a taxa de corrente que pode ser fornecida pela fonte. Em muitos casos essa impedância não deve exceder 5% e em nenhum caso o transformador e o reator devem ser utilizados juntos[1].

- Quando os inversores estiverem causando distorções excessivas no PAC, a inserção de um reator de linha pode resolver o problema nesse ponto, mas também pode distorcer demasiadamente a tensão na entrada do inversor, prejudicando o seu funcionamento. Além disso, se já existir um filtro DC ou um transformador, esse filtro será totalmente ineficiente.

- Uma regra básica que deve ser utilizada quando não se conhece os dados de todo o sistema, é verificar a relação entre a potência do inversor e potência do trafo. Se a relação for inferior a 0.33, então não teremos problemas de distorção da tensão. Se a relação é maior que 0.33, a utilização do indutor deve ser estudada.

- Transformadores são mais caros do que os reatores, mas podem fornecer proteção para as falhas para terra e permitem alterações nos níveis de tensão se necessário. Outros benefícios da impedância de linha, são a proteção das altas correntes de inrush, transitórios

de tensão devido aos chaveamentos dos equipamentos para correção do fator de potência e outros transitórios do sistema.

Pelo exposto acima, não se deve precipitar em encontrar uma solução para o problema, mas sim, verificar todas as alternativas possíveis, de modo a encontrar uma solução de compromisso que atenda tanto as exigências da concessionária quanto os padrões de qualidade da energia dentro da instalação.

Este estudo pode ser aplicado em inversores de qualquer potência, vale salientar que pequenos inversores estão se proliferando de forma rápida em todos os pontos do sistema elétrico, muito embora esses inversores isoladamente possam não constituir em um problema, o somatório dessas cargas, formam, no contexto global, expressivas fontes de harmônicos. Desta forma, constata-se que as medidas corretivas para a limitação dos níveis de distorção harmônicas presentes nos sistemas elétricos, não se constituem motivos exclusivos para redes elétricas industriais, mas sim, devem ser uma prática para instalações comerciais e provavelmente, num futuro bastante próximo, para unidades residenciais.

Como sugestões para pesquisas futuras e desenvolvimentos, destacam-se os seguintes temas:

- Problemas de compatibilidade quando os inversores PWM estiverem operando em sistemas com banco de capacitores chaveados para correção do fator de potência.

- Desenvolvimento de um software que interaja com o software EMTP, de forma que a entrada de dados seja feita na forma convencional, ou seja, potência dos equipamentos em kVA, tensão em volts e a impedância em porcentagem. Em função desses parâmetros poderia rapidamente prever o nível de distorção em um dado sistema.

O tema investigado nesse trabalho , teve até o momento o seguinte artigo aprovado:

- Abreu, J.P.G., Junior, N.O. e Cintra, A.C., “Influência dos inversores PWM na qualidade da energia ” SBQEE'97 - 2^o Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, São Lourenço, 1997.

As considerações finais de cada capítulo adicionam-se às apresentadas, concluindo-se, dessa forma, o trabalho aqui apresentado.

FILTRO NO LINK DC

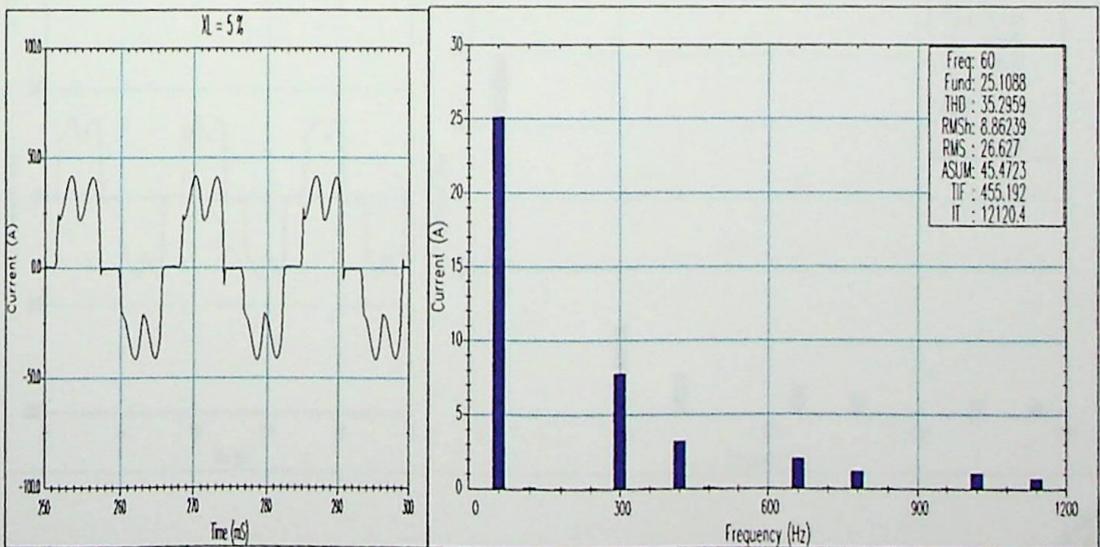
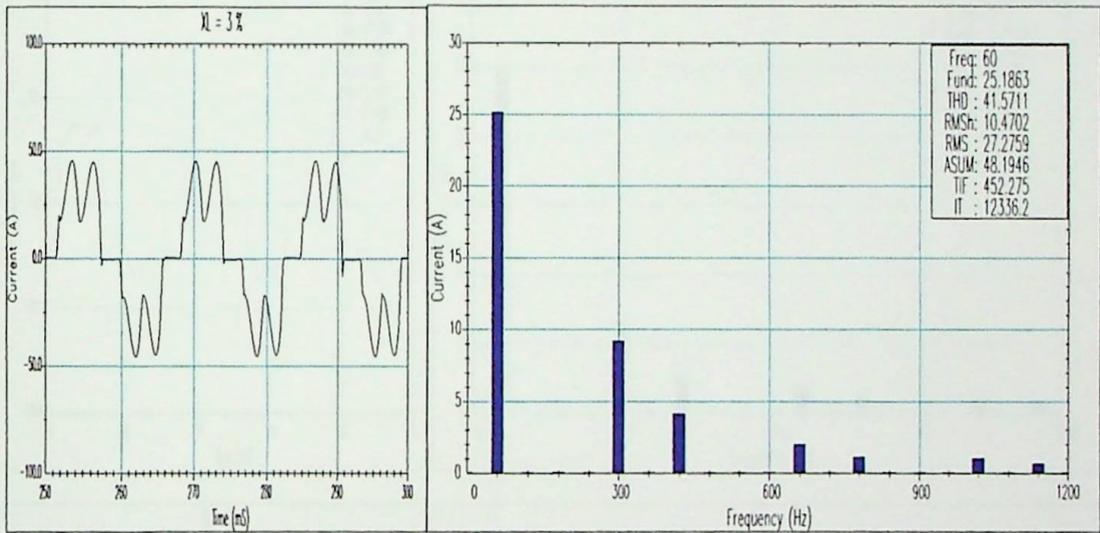
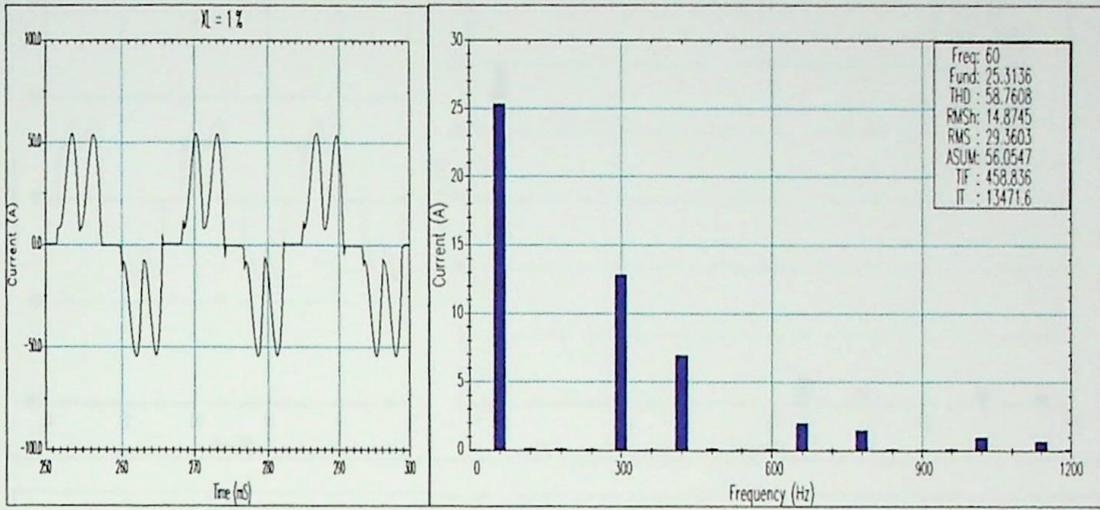
ANEXO A

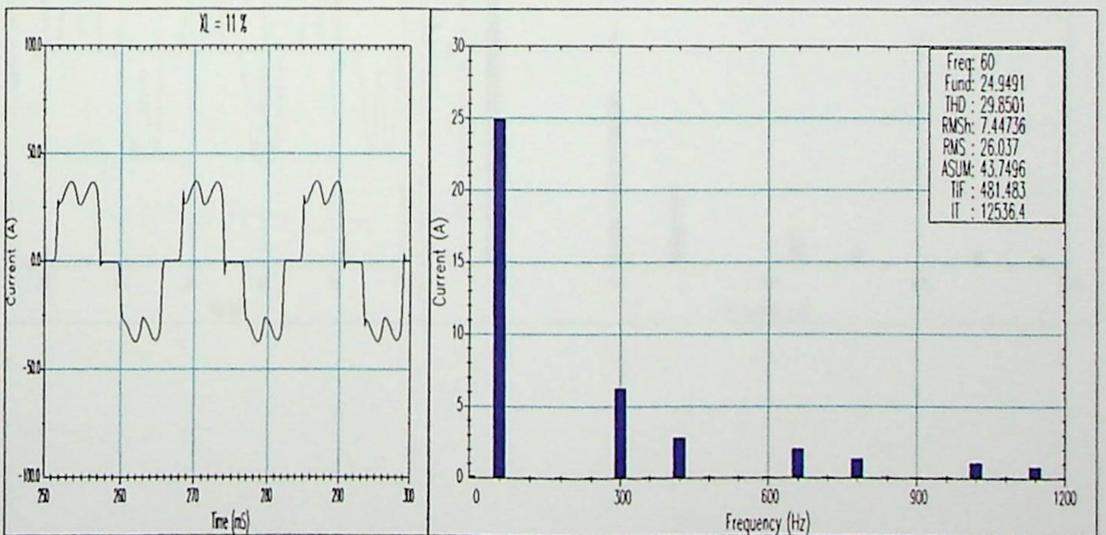
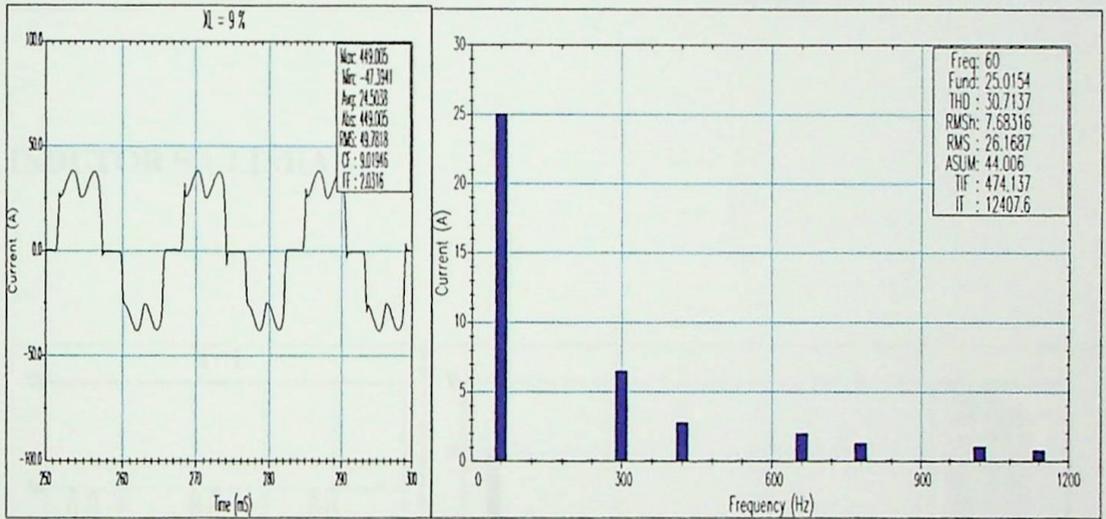
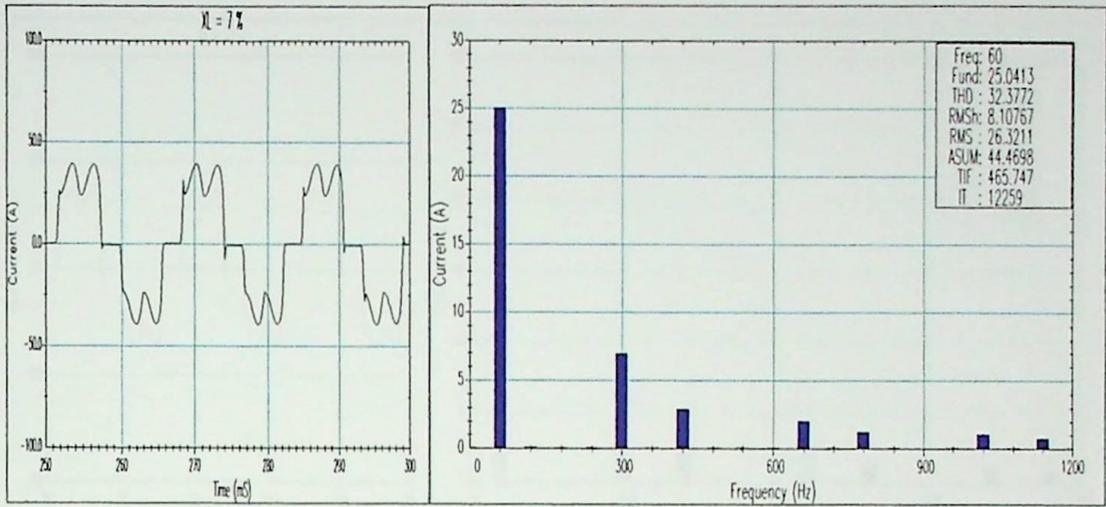
CORRENTES PARA FILTROS COM REATÂNCIAS DE

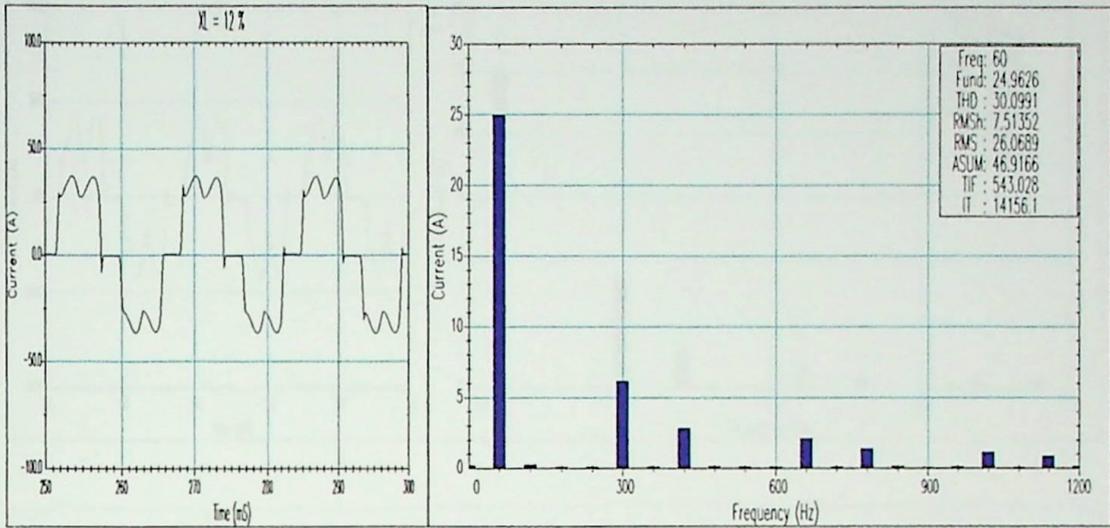
(1%, 3%, 5%, 6%, 7%, 9%, 11%, 12%)

COLOCADAS NA LINHA E NO LINK DC

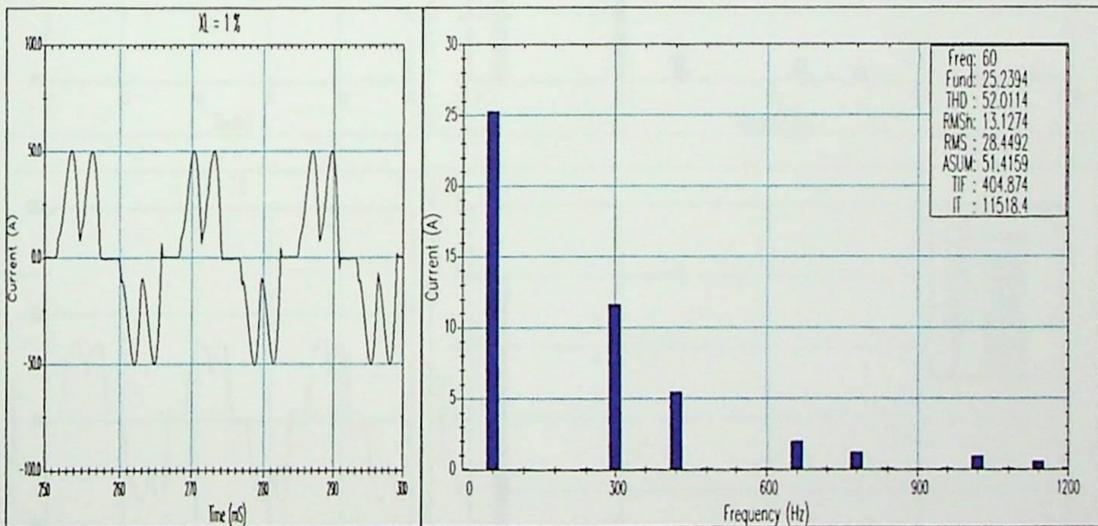
FILTRO NO LINK DC

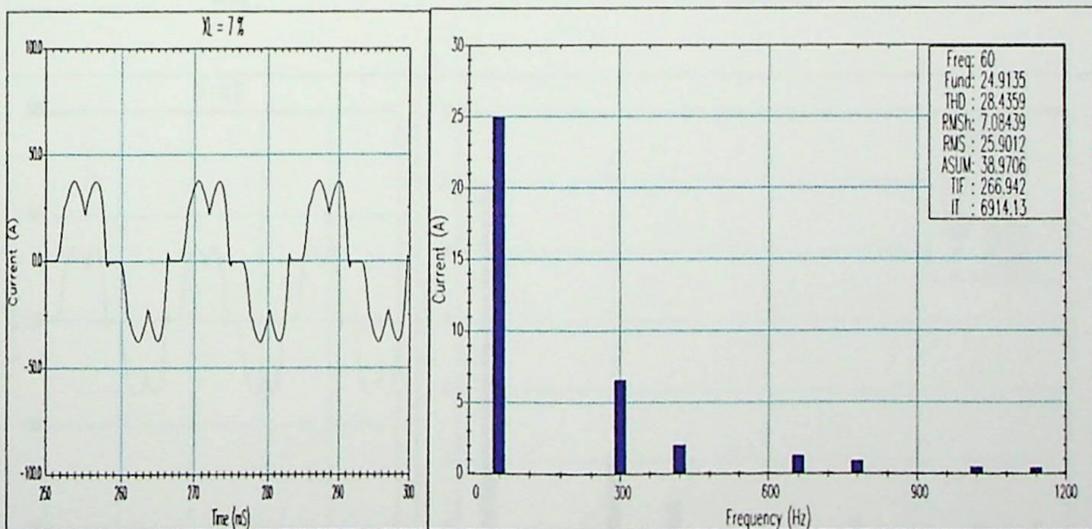
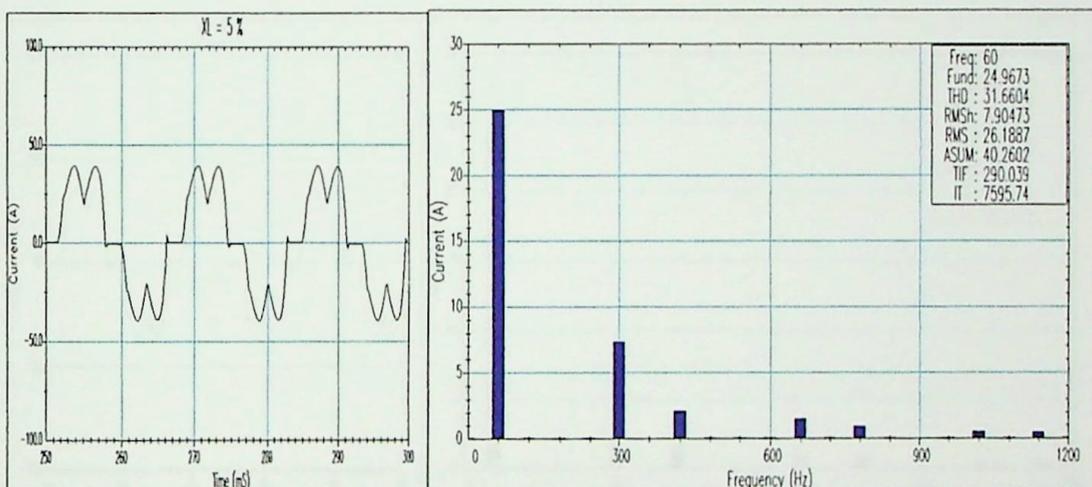
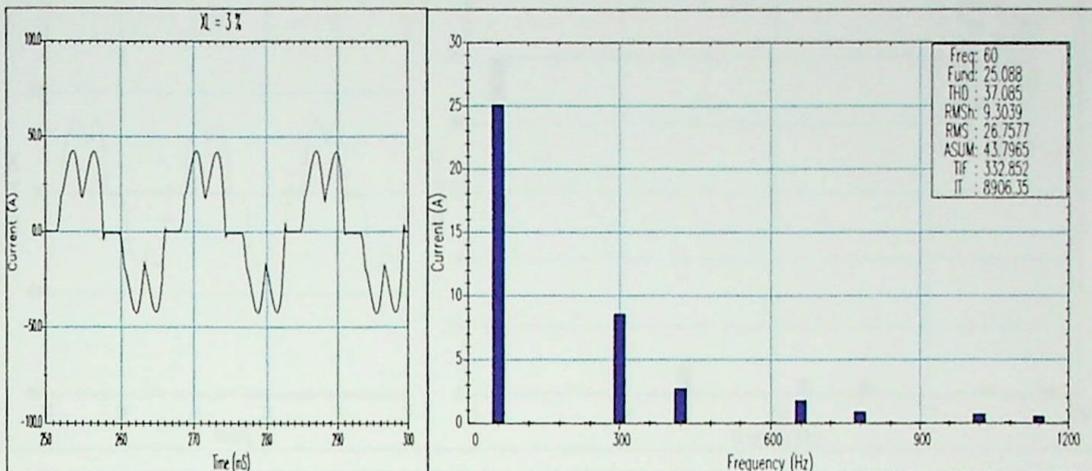


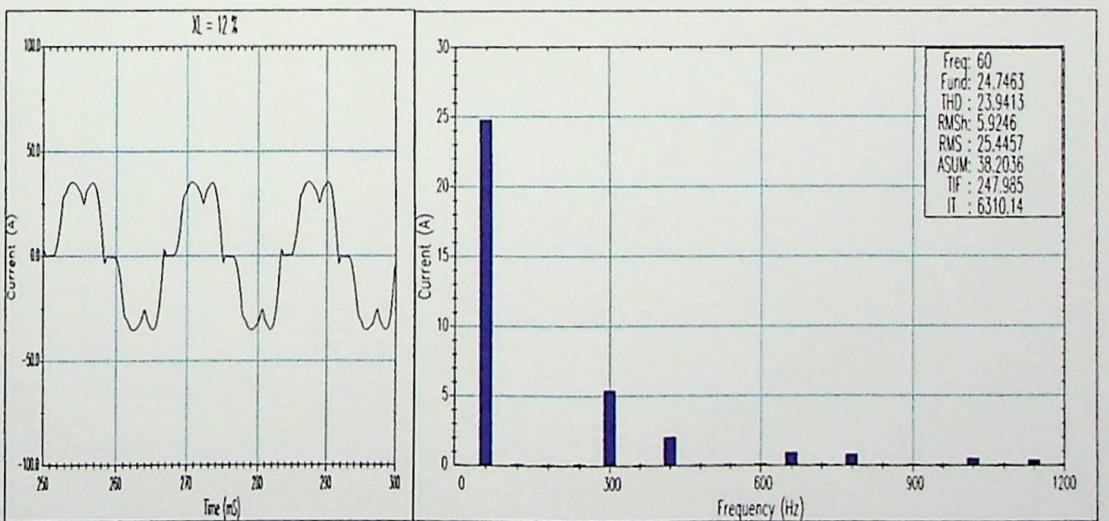
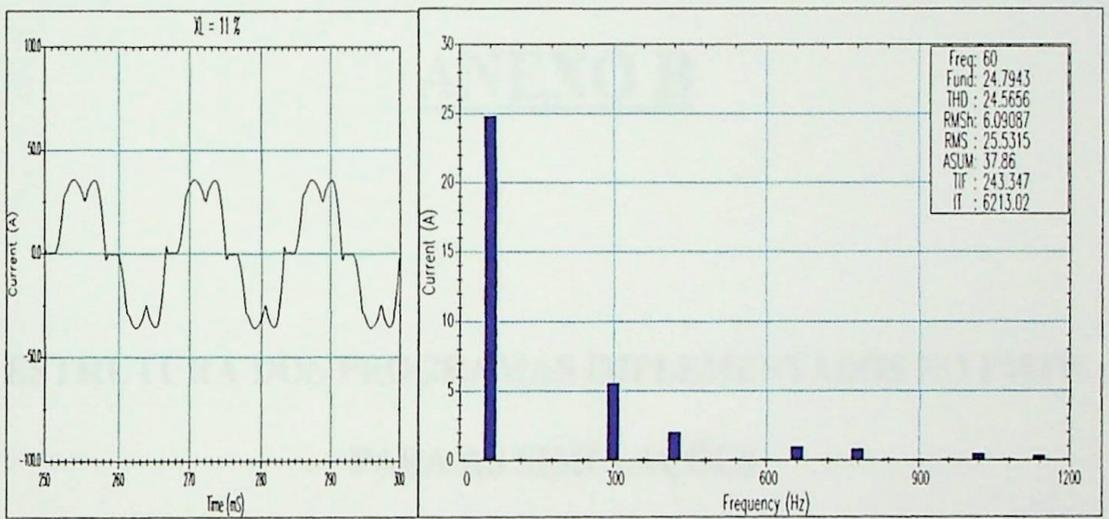
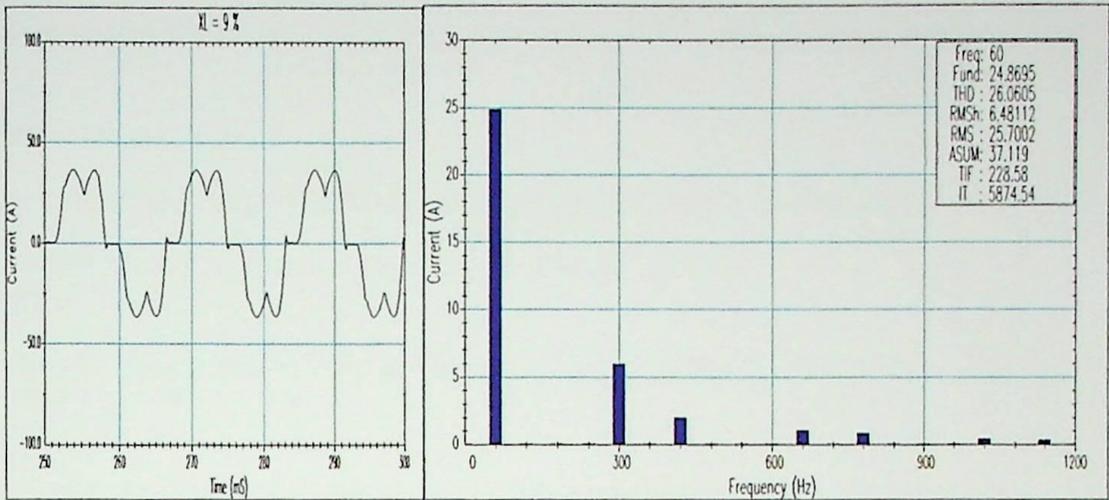




INDUTOR NA LINHA







ANEXO B

**ESTRUTURA DOS PROGRAMAS IMPLEMENTADOS NO EMTP
PARA AS SIMULAÇÕES**

C SIMULAÇÃO DAS INFLUÊNCIAS DOS INVERSORES PWM NA REDE

C
 C *****
 C ***** SCC = 100 . SCONV ***** ITÉM 4.3 DO CAPÍTULO 4
 C *****

BEGIN NEW DATA CASE

C
 C 3456789012345678901234567890121345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C dt< Tmax< Xop< Copt< Epsiln< Tolmat< Tstart<
 50.E-6 300.E-3

C
 C Iprnt< Iplot< Idoubl< Kssout< Maxout< Ipun< Memsav< Icat< Nenerg<Iprsup
 900 3 1 1

C
 C 3456789012345678901234567890121345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8

C
 C < Nodes >< Refer >< Ohms< mH< uF<
 C Bus1 >Bus2 >Bus3 >Bus4 << R< L< C
 00VA VB 1.E+6 2
 00VB VC 1.E+6
 00VC VA 1.E+6
 00FA FB 1.E+6 2
 00FB FC 1.E+6
 00FC FA 1.E+6

C
 C AS DIFERENTES RELAÇÕES ENTRE A POTÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO E A POTÊNCIA DO
 C CONVERSOR, INFLUENCIARÃO NAS IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA QUE ESTÃO EM
 C DESTAQUE NO TRECHO DE PROGRAMA ABAIXO

C
 C 3456789012345678901234567890121345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C Bus1 >Bus2 >Bus3 >Bus4 << R< L< C
 00VA FA 0.010 0.255 3
 00VB FB 0.010 0.255
 00VC FC 0.010 0.255
 00Q1 PP 0.001
 00Q2 PP 0.001
 00Q3 PP 0.001
 00PN Q4 0.001
 00PN Q5 0.001
 00PN Q6 0.001
 00PP PL 0.768 3
 00PL PN 1600.
 00PL PK 0.290 2.050
 00PP 1.E+6
 00PN 1.E+6
 00PL 1.E+6

C CIRCUITO SNUBBER

00PP FA 100.0 1.
 00PP FB 100.0 1.
 00PP FC 100.0 1.
 00PP FC 100.0 1.

ANEXO B - ESTRUTURA DOS PROGRAMAS NO EMTF

```

00FA  PN          100.0      1.
00FB  PN          100.0      1.
00FC  PN          100.0      1.
C
C
BLANK RECORD ENDING BRANCHES
C
C
C DIODOS RETIFICADORES
C
C 345678901234567890
11FA  Q1
11FB  Q2
11FC  Q3
11Q4  FA
11Q5  FB
11Q6  FC
C
C
BLANK RECORD ENDING SWITCHES
C
C
C DADOS DAS FONTES DE TENSÃO E CORRENTE
C
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C      1          2          3          4          5          6          7          8
C <NO><>< VMAX ><  FREQ. ><  ANGL ><  A1 ><  T1 ><TSTART< TSTOP - S>
C
14VA   359.3      60.0      -90.0                -1.E-3      .3
14VB   359.3      60.0      150.0                -1.E-3      .3
14VC   359.3      60.0      30.0                 -1.E-3      .3
14PK   -1-32.0     1E-6      0.00                 0.000      .3
14PN   -1 32.0     1E-6      0.00                 0.000      .3
C
C
BLANK RECORD ENDING SOURCES
C
C 345678901234567890
C
C CONDIÇÕES INICIAIS
C
3PP  PL   32.0
C
C GRÁFICO PARA OS NÓS
C
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C
C BUS >BUS >
  VA  VB  VC  FA  FB  FC
C
C
BLANK RECORD ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
C
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

ANEXO B - ESTRUTURA DOS PROGRAMAS NO EMTP

C SIMULAÇÃO DE UM CASO REAL (CASO 1) -- ÍTEM 4.4 DO CAPÍTULO 4

C
 C *****
 C ***** SCC = 33 . SCONV *****
 C *****

BEGIN NEW DATA CASE

C
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C dt< Tmax< Xop< Copt< Epsiln< Tolmat< Tstart<
 C 50.E-6 300.E-3

C
 C Iprnt< Iplot< Idoubl< Kssout< Maxout< Ipun< Memsav< Icat< Nenerg<Iprsup
 C 900 3 1 1

C
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8

C < Nodes >< Refer >< Ohms< mH< uF<
 C Bus1 >Bus2 >Bus3 >Bus4 >< R< L< C
 00VA VB 1.E+6 2
 00VB VC 1.E+6
 00VC VA 1.E+6
 00FA FB 1.E+6 2
 00FB FC 1.E+6
 00FC FA 1.E+6

C AS DIFERENTES RELAÇÕES ENTRE A POTÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO E A POTÊNCIA DO
 C CONVERSOR, INFLUENCIARÃO NAS IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA QUE ESTÃO EM
 C DESTAQUE NO TRECHO DE PROGRAMA ABAIXO

C
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C Bus1 >Bus2 >Bus3 >Bus4 >< R< L< C
 00VA FA **0.180 1.323** 3
 00VB FB **0.180 1.323**
 00VC FC **0.180 1.323**
 00Q1 PP 0.001
 00Q2 PP 0.001
 00Q3 PP 0.001
 00PN Q4 0.001
 00PN Q5 0.001
 00PN Q6 0.001
 00PP PL 0.001 3
 00PL PN 750.
 00PL PK 0.518 3.670
 00PP 1.E+6
 00PN 1.E+6
 00PL 1.E+6

C CIRCUITO SNUBBER

00PP FA 100.0 1.
 00PP FB 100.0 1.
 00PP FC 100.0 1.
 00PP FC 100.0 1.



ANEXO B - ESTRUTURA DOS PROGRAMAS NO EMTP

```

00FA  PN          100.0    1.
00FB  PN          100.0    1.
00FC  PN          100.0    1.
C
C
BLANK RECORD ENDING BRANCHES
C
C
C DIODOS RETIFICADORES
C
C 345678901234567890
11FA  Q1
11FB  Q2
11FC  Q3
11Q4  FA
11Q5  FB
11Q6  FC
C
C
BLANK RECORD ENDING SWITCHES
C
C
C DADOS DAS FONTES DE TENSÃO E CORRENTE
C
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C <NO><>< VMAX ><  FREQ. ><  ANGL ><  A1  ><  T1  ><TSTART< TSTOP - S>
C
14VA   179.6      60.0      -90.0                -1.E-3      .3
14VB   179.6      60.0      150.0                -1.E-3      .3
14VC   179.6      60.0      30.0                 -1.E-3      .3
14PK   -1-8.14     1E-6      0.00                 0.000      .3
14PN   -1 8.14     1E-6      0.00                 0.000      .3
C
C
BLANK RECORD ENDING SOURCES
C
C 345678901234567890
C
C CONDIÇÕES INICIAIS
C
3PP  PL   8.14
C
C GRÁFICO PARA OS NÓS
C
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C
C BUS >BUS >
  VA  VB  VC  FA  FB  FC
C
C
BLANK RECORD ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
C
C
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

Nesta dissertação foram utilizadas as seguintes referências bibliográficas como fontes de consultas:

- [1] James Will Gray and Frank J. Haydock, "Industrial power quality considerations when installing adjustable speed drives systems" *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-32, no.3, pp. 646-654, May/June 1996.
- [2] James K. Phipps, Jhon P. Nelson and Pankaj K. Sen, "Power quality and harmonic distortion on distribution systems," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-30, no. 2, pp. 476-483, March/April 1994.
- [3] Krishnaswamy Srinivasan, "How much harmonics is your responsibilitys ?" *Power Quality Assurance*, pp. 62-63, July/August 1995.
- [4] Brent M. Huges, John S. Chan and Don O. Koval, "Distribution customer Power Quality Experience," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-29, no. 6, pp. 1204-1210, November/December 1993.
- [5] Robert D. Henderson and Patrick J. Rose, "Harmonics: the effects on power quality and transformers," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-30, no. 3, pp. 528-532, May/June 1994.
- [6] Adly A. Girgis, Christopher M. Fallon, Jay C. P. Rubino "Harmonics and transient overvoltages due to capacitor switching" *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-29, no. 6, pp. 1184-1188, November/December 1993.
- [7] Thomas S. Key, Jih - Sheng Lai " Comparison of standards and power supply design for limiting harmonic distortion in power systems" *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-29, no. 4, pp. 514-520, November/December 1993.
- [8] Thomas H. Ortmeyer, Michael Grizer. " Harmonic evaluation of inductor location in a variable speed drive " *IEEE International Conference on Harmonics in Power Systems*, Atlanta, September 22 - 25, 1992
- [9] Alexander Domijan and E. Embriz, "A summary and evaluation of recent developments on harmonic mitigation techniques useful to adjustable speed drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, no. 1, pp. 64-70, July/August 1993.
- [10] Robert L. Smith and Ray P. Stratford, "Power systems harmonics effects from adjustable speed drives," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-20, no. 4, pp. 973-977, July/August 1984
- [11] Van Wagner, Thomas grebe, Robert Krestschmann, Lawrence Morgan and Al Price, "Power Systems compatibility with industrial process equipment," *IEEE Industry Application Magazine*, pp. 11-15, January/February 1996.

- [12] David E. Rice, "Adjustable speed drive and power rectifier harmonics - their effects on power systems components," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-22, no. 1, pp. 161-177, January/February 1986.
- [13] M. T. Glinkowsk, S. Salon, A. R. Ghafurian, S. Kalinowsky and A. Yec, "Impacto dos acionamentos de velocidade variável nos sistemas de potência," 13° CIRED, Maio 1995
- [14] Dennis A. Jarc and Robert G. Schieman, "Power line considerations for variable frequency drives," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-21, no. 5, pp. 1099-1105, September/October 1985.
- [15] Joachim Holtz and Lothar Springob, "Reduced harmonics PWM controlled line-side converter for electric drives," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-29, no. 4, pp. 814-818, July/August 1993.
- [16] Steven C. Peak and Allan B. Plunkett, "Transistorized PWM inverter induction motor drive system," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-19, no. 3, pp. 379-387, May/June 1983.
- [17] Thomas F. Lowery and David W. Petro, "Application considerations for PWM inverter-fed low-voltage induction motors," *IEEE Trans. Industry Application*, Vol. IA-30, no. 2, pp. 286-293, March/April 1994.
- [18] Joachim Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, August 1994.
- [19] Jacobs Daniel Van Wyk, "Power electronic converters for motion control," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, no 8, pp. 1164-1193, August 1994.
- [20] Bimal K. Bose, "Power electronics - An emerging technology," *Trans. Industrial Electronics*, Vol. 36, no. 3, pp. 403-412, August 1989.
- [21] Bimal K. Bose, "Power electronics" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 80, no. 8, pp. 1302-1334, August 1992.
- [22] Xu W. W , "A practical harmonic guideline for adjustable speed drive applications," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 7, pp. 427, January 1992.
- [23] *IEEE : Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems*. IEEE Standard 519, 1992
- [24] J. Arrillaga, D. A. Bradley, and P. S. Bodger, *Power System harmonics*. New York: Wiley, 1985.
- [25] Kostenko, M. e Piotrovsky, L. - *Electrical machines* , Moscou: Mir Publishers, 1968, Vol. 1.