

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE POS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRICA**

**ESTUDO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA**

**DISSERTAÇÃO A SER SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELETRICA**

GERSON GABIATTI

FLORIANOPOLIS, SETEMBRO DE 1991

**ESTUDO, DESENVOLVIMENTO E
IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE
ENERGIA**

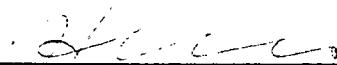
ESTUDO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA

Gerson Gabiatti

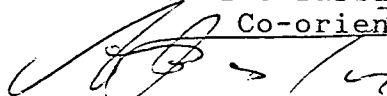
Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Orientador



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-orientador



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

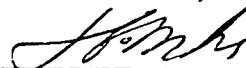
Banca examinadora:



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Plinio Benedicto de Lauro Castrucci, Dr.

à Márcia e Carolina.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Enio Valmor Kassick pela sua orientação e seus ensinamentos.

Ao Professor Ivo Barbi pela co-orientação e constante apoio.

Aos Professores e funcionários do LAMEP pela sua constante predisposição e apoio.

Ao Professor Plínio Benedicto de Lauro Castrucci, diretor da empresa INBRAMEQ, pela colaboração no desenvolvimento do projeto.

Ao bolsista de iniciação científica Carlos Remir Rampim pela colaboração no desenvolvimento da parte gráfica da dissertação.

A CAPES pelo suporte financeiro.

RESUMO

Neste trabalho é realizado o estudo, desenvolvimento e implementação de um sistema de alimentação Ininterrupta de energia.

É feita também uma revisão geral dos conversores e técnicas atuais e, é proposto um sistema do tipo off-line, com um módulo de estabilização de tensão permanentemente conectado em série com a carga, independentemente do suprimento de energia (rede ou banco de baterias).

O sistema proposto é constituído por módulos convencionais (retificador, inversor, chave estática, transformador isolador, estabilizador de tensão), sendo apresentada a metodologia de projeto e dimensionamento dos circuitos de potência e apresentando, em detalhe, os circuitos de comando e controle dos diferentes módulos.

O projeto e dimensionamento deste conversor atende diversos requisitos (robustez, simplicidade, rendimento elevado e alta confiabilidade) e ainda, funcionamento alimentando cargas lineares e cargas não lineares.

Foi implementado um protótipo de 3 kVA baseado no procedimento de projeto e dimensionamento apresentado.

São apresentados resultados experimentais realizados com o protótipo, para validação da metodologia proposta e para a determinação dos principais índices de desempenho do sistema.

ABSTRACT

This work reports the results of a complete study performed on an Uninterruptible Power Supply Systems (UPS), which deals with simplicity, robustness, high confiability and high efficiency, for linear and non-linear load.

A general overview is made, concerned with the most well-known techniques and topologies employed to achieve uninterruptible power supply.

Based on this overview, an off-line UPS system is proposed, using an AC voltage regulator placed in series with the load, which assures an AC regulated output voltage, independently of the power supply (electrical network or batteries)

This UPS system is composed by conventional modules (rectifier, McMurray-Bedford's Inverter, static transfer switch, isolator transformer, AC regulator).

An analysis is carried out and a procedure for design and dimensioning is presented. Control and drive circuitry is presented in detail.

A 3 kVA laboratory prototype based on the proposed design and dimensioning procedure was implemented.

Results of several tests performed with the prototype are intended in order to evaluate the proposed system and performance indices.

INDICE

Introdução Geral	1
1. Sistemas de alimentação ininterrupta de energia (Uninterruptible Power Supply- UPS)	5
1.1 Introdução	6
1.2 Energia elétrica/qualidade	6
1.3 Características desejadas para um UPS	7
1.4 Sistemas off-line e on-line	7
1.4.1 Sistemas off-line	8
1.4.2-Sistemas on-line	12
1.5 Conclusão	16
2. Sistemas de alimentação ininterrupta de energia para equipamentos de telecomunicações	17
2.1 Introdução	18
2.2 Tipo de carga	18
2.3 Características exigidas	19
2.4 Estrutura Proposta	19
2.5 Descrição da estrutura proposta	20
2.5.1 Carregador do Banco de Baterias	21
2.5.2 Inversor	21
2.5.3 Estabilizador de Tensão	22
2.5.4 Chave estática	23
2.6 Conclusão	24
3. dimensionamento do circuito de potência do sistema de alimentação ininterrupta de energia proposto	25
3.1 Introdução	26
3.2 Estabilizador de tensão	26

3.2.1	Especificação dos elementos de potência	29
3.2.1.1	Generalidades	29
3.2.1.2	Elementos passivos	29
3.2.1.3	Chaves estáticas (Tiristores)	32
3.3	Inversor	35
3.3.1	Generalidades	35
3.3.2	Inversor de McMurray-Bedford	35
3.3.2.1	Circuito de Comutação	39
3.3.2.2	Dimensionamento dos tiristores	42
3.3.2.3	Dimensionamento dos diodos principais (circuito de comutação)	45
3.3.2.4	Dimensionamento do auto-transformador	46
3.3.2.5	Dimensionamento dos diodos auxiliares	47
3.3.2.6	Viabilidade do diodo principal e do tiristor no mesmo dissipador	48
3.4	Transformador	48
3.5	Chave Estática	50
3.5.1	Dimensionamento dos tiristores	51
3.6	Conclusão	52
4.	Circuito de controle, comando, e supressor de sobretensões do estabilizador	53
4.1	Introdução	54
4.2	Circuito de controle/comando do estabilizador	54
4.2.1	Obtenção do valor eficaz da tensão de saída	55
4.2.2	Circuito de controle	57
4.2.3	Circuito de comando	58
4.2.3.1	Circuito de disparo dos tiristores	59
4.2.4	Circuito grampeador de tensões transitórias	60
4.2.4.1	Princípio de Operação	63

4.2.4.2	Expressões Principais	64
4.2.4.3	Circuito limitador implementado	65
4.2.4.3.1	Circuito de potência	66
4.2.4.3.2	Fonte auxiliar	67
4.2.4.3.3	Circuito de controle/comando do MosFet	68
4.2.4.4	Resultados experimentais: estabilizador e circuito supressor de transitórios	69
4.3	Circuito de controle/comando do inversor e da chave estática	70
4.3.1	Circuito de Controle do Inversor	70
4.3.2	Circuito de controle /comando da chave estática	73
4.3.2.1	Gerador da tensão de referência	73
4.3.2.2	Circuito retificador da tensão de referência da rede	76
4.3.2.3	Circuito coordenador da fonte de alimentação do estabilizador	78
4.3.2.3.1	Circuito comparador	78
4.3.2.3.2	Circuito temporizador	79
4.3.2.4	Circuito coordenador da polaridade da tensão de saída	80
4.3.2.5	Circuito lógico do comando da chave estática	82
4.3.2.6	Circuito de comando dos tiristores	84
4.3.2.7	Partida do sistema	85
4.4	Conclusão	87
5.	Simulações do conversor completo alimentando carga linear e carga não linear	88
5.1	Introdução	89
5.2	Simulações da estrutura proposta alimentando carga linear	89
5.2.1	Operação com alimentação a partir da rede elétrica	89

5.2.1.1 Condições nominais de operação	90
5.2.1.2 Condições extremas de tensão de entrada e carga exigida	90
5.2.1.3 Condição de alimentação nominal e sobrecarga	92
5.2.2 Operação com alimentação a partir do banco de baterias	93
5.2.2.1 Condição nominal de operação	93
5.2.2.2 Condição de sobrecarga	94
5.3 Simulação da estrutura proposta alimentando carga não linear	95
5.3.1 Operação com alimentação a partir da rede	96
5.3.1.1 Condição nominal de carga	96
5.3.3 Redução da distorção harmônica da tensão de saída do conversor alimentando carga não linear	97
5.3.3.1 Introdução	97
5.3.3.2 Filtro das componentes harmônicas de corrente	97
5.3.4 Operação com alimentação a partir da rede e filtro proposto	102
5.3.4.1 Condição nominal de operação com carga não linear	102
5.5 Conclusão	103
6. Ensaio do conversor completo alimentando carga linear e carga não linear	104
6.1 Introdução	105
6.2 Ensaio da estrutura proposta alimentando carga linear	105
6.2.1 Operação com alimentação a partir da rede elétrica	105
6.2.1.1 Condições nominais de operação	106
6.2.1.2 Condições extremas de tensão de entrada e carga exigida	107
6.2.1.3 Condição de alimentação nominal e sobrecarga	109

6.2.2 Operação com alimentação a partir do banco de baterias	110
6.2.2.1 Condição nominal de operação	110
6.2.2.2 Condição de sobrecarga	111
6.3 Ensaio da estrutura proposta alimentando carga não linear	112
6.3.1 Operação com alimentação a partir da rede	112
6.3.1.1 Condição nominal de carga	112
6.4 Conclusão	113
Conclusões Gerais	115
Referências bibliográficas	117

INTRODUÇÃO GERAL

Neste trabalho é efetuado o estudo , desenvolvimento e implementação de um sistema de alimentação ininterrupta de energia (Uninterruptible Power Supply- UPS) de 3 kVA.

A necessidade de tais conversores está ligada à crescente utilização de equipamentos dos mais diversos tipos, tais como microcomputadores e seus periféricos, televisores e assemelhados e toda uma gama de equipamentos destinados ao trabalho e ao lazer que, pelas suas características elétricas, impõem um nível crescente de perturbações na rede elétrica comercial, perturbações estas relacionadas à operação de chaves estáticas das fontes de alimentação internas destes equipamentos e ao aumento de harmônicos de corrente injetados na rede, fazendo aumentar cada vez mais a distância entre as condições ideais de alimentação e a alimentação disponível aos usuários.

A existência de equipamentos destinados a serviços essenciais e de fundamental importância na sociedade moderna, tais como centros de processamentos de dados, telecomunicações, controle de tráfego aéreo, centros cirúrgicos, etc. que requerem um funcionamento sem interrupções de qualquer natureza, exigem pois, um Sistema de Alimentação Ininterrupta de Energia, que faça face aos diversos problemas do suprimento convencional, eliminando assim paradas não programadas de operação e falhas de caráter geral.

É desejável que estes sistemas condicionem a energia, aumentando a sua qualidade (baixa distorção harmônica e estabilização), garantindo também a não interrupção do seu fornecimento.

O sistema proposto neste trabalho, em sua versão completa, é do tipo off-line, alimentando a carga a partir da rede e, através de um transformador isolador e de um módulo de estabilização e filtragem de tensão, garante a qualidade da tensão de alimentação, mesmo para cargas não lineares.

O módulo carregador de baterias funciona em paralelo, mantendo o banco de baterias em plena carga, compensando as perdas eventuais. Da mesma

forma, o módulo Inversor opera à vazio, em condições normais de alimentação pela rede.

O módulo chave estática detecta anomalias na rede, e quando necessário, comuta instantaneamente da rede para o Inversor (e vice-versa), passando este último a alimentar a carga, também através do transformador isolador, do estabilizador e do módulo de filtragem, fazendo com que a carga não sinta os efeitos de anomalias ou falta da rede elétrica.

Assim, este conversor assegura alimentação ininterrupta de energia, com nível de tensão estabilizado e baixa distorção harmônica.

Em particular os equipamentos de telecomunicações devem ter suprimento de energia garantido, dada a sua onipresença em praticamente todos os aspectos das atividades humanas modernas. Neste sentido, este trabalho objetivou o desenvolvimento de um Sistema de Alimentação Ininterrupta de Energia, com características de simplicidade, robustez, alto rendimento e confiabilidade, objetivando ainda a pronta transferência de tecnologia para o setor industrial, que pretende efetuar a imediata colocação deste conversor no mercado nacional.

A alta confiabilidade necessária para este conversor, orientou a escolha dos diferentes módulos que o compõem; assim para o módulo inversor, foi escolhido a estrutura de McMurray-Bedford, para o módulo de estabilizador, foi adotado uma estrutura simples e robusta, etc..

A apresentação formal deste trabalho está distribuída ao longo de 6 capítulos.

No 1º capítulo é feita uma revisão dos diferentes sistemas de alimentação ininterrupta de energia, enfocando as suas principais características, suas vantagens e desvantagens. O resultado desta análise orientou a definição de um sistema completo de alimentação e condicionamento de energia.

No 2º capítulo particulariza-se o estudo, tendo-se em vista a alimentação de equipamentos de telecomunicações. É caracterizado o tipo de carga à ser alimentado (carga não linear) e os requisitos exigidos de um sistema de alimentação para tais equipamentos. Em vista disto, um sistema completo é aí proposto e é apresentado o funcionamento de cada um de seus módulos.

No 3º capítulo é efetuado o dimensionamento dos elementos de potência do sistema de alimentação proposto. Este dimensionamento está baseado tanto na análise (expressões matemáticas e ábacos), quanto em resultados obtidos por simulação, em computador digital, do funcionamento do conversor.

No 4º capítulo são apresentados os circuitos de controle e comando dos diferentes módulos do conversor, indicando o princípio de funcionamento e a circuitagem. São apresentadas as formas de onda nos pontos principais destes circuitos e a especificação de seus componentes.

Especial atenção é dada ao circuito supressor de sobretensão de saída do módulo estabilizador, sendo apresentados diferentes circuitos e técnicas para a eliminação desta sobretensão e, a partir de uma escolha criteriosa, é proposto um circuito eficiente para esta tarefa. Resultados de ensaios e simulação de transitórios de retirada abrupta da carga com e sem o circuito supressor de sobretensões são apresentados, evidenciando-se a eliminação de sobretensões perigosas.

É dado também destaque especial à operação do módulo da chave estática, indicando suas características principais e capacidades desta estrutura.

É enfatizado ainda o problema de partida do sistema submetido ao fenômeno aleatório de In-rush do transformador Isolador; para contornar este problema é apresentado e implementado um circuito de partida .

No 5º capítulo são apresentados resultados de simulação do funcionamento do conversor alimentando carga linear e carga não linear, para

diferentes condições de operação. São apresentados os resultados e colocados em destaque as características mais relevantes.

Os resultados de simulação de operação com carga não linear apontam claramente para a necessidade de adição de um filtro para a eliminação das componentes harmônicas da corrente de carga. É apresentado o projeto de um filtro e são apresentados resultados de simulação do conversor e filtro.

No 6º capítulo são apresentados resultados experimentais deste conversor, alimentando carga linear e não linear. Este resultados são analisados e são comentados os pontos principais. São apresentados ainda alguns índices de desempenho (rendimento, distorção harmônica, etc.).

CAPITULO 1

**SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO
ININTERRUPTA DE ENERGIA
(UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY-
UPS)**

1. SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA (UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY- UPS)

1.1 Introdução

Os sistemas de alimentação ininterrupta de energia, conhecidos como UPS (Uninterruptible Power Supply), são empregados para a alimentação de cargas críticas [1,15].

Cargas críticas são consideradas aquelas cuja operação depende, basicamente, da qualidade da rede de alimentação, como por exemplo:

- centros de processamento de dados;
- equipamentos hospitalares;
- sistemas de telecomunicações;
- sistemas de controle de tráfego aéreo;

1.2 Energia elétrica/qualidade

A energia elétrica é considerada de boa qualidade quando a tensão fornecida é senoidal pura, sem distorção, com valor eficaz e frequência constantes, com capacidade para alimentar cargas não lineares (suprir harmônicos de correntes) e sem interrupção de espécie alguma.

Cada vez mais, a qualidade da energia elétrica disponível aos usuários tende a decair. São vários os fatores que contribuem nesta direção, onde destacam-se, principalmente:

- distorção harmônica devido ao aumento do consumo relativo das cargas não lineares;
- falhas de suprimento;
- tensão de saída eficaz variável;
- tensões transitórias provocadas por chaveamentos nas linhas de transmissão e/ou descargas atmosféricas.

1.3 Características desejadas para um UPS

A seguir são destacadas as principais características desejadas em um UPS:

- apresentar na saída tensão senoidal estabilizada com TDH (Taxa de Distorção Harmônica) menor do que 5%, para cargas lineares e não lineares [15];
- insensibilidade à variações da carga e/ou da rede de alimentação;
- não introduzir harmônicos de corrente na rede de alimentação;
- prover isolamento galvânico entre a carga e a rede de alimentação;
- ser robusto, barato e de alta confiabilidade;

1.4 Sistemas off-line e on-line

Os sistemas de alimentação ininterrupta de energia, podem ser enquadrados, a grosso modo, em duas grandes famílias: sistemas on-line e sistemas off-line.

Os sistemas off-line apresentam como características principais:

- A rede alimenta normalmente a carga, diretamente ou via transformador e estabilizador;
- Somente em caso de falha da rede é que o inversor alimenta a carga;
- O rendimento global da estrutura é elevado;
- Dificuldade de transferência da carga e sincronismo do inversor.

Os sistemas on-line apresentam como características principais:

- O inversor alimenta a carga normalmente;
- Na falha do inversor a carga é comutada para a rede;
- O rendimento global da estrutura é menor do que nos sistemas off-line;
- Dificuldade de transferência da carga (porém rara) e sincronismo do inversor.

1.4.1 Sistemas off-line

Na figura 1.1 é apresentado o diagrama esquemático de um sistema convencional, do tipo stand-by, com transformador ferro-ressonante.

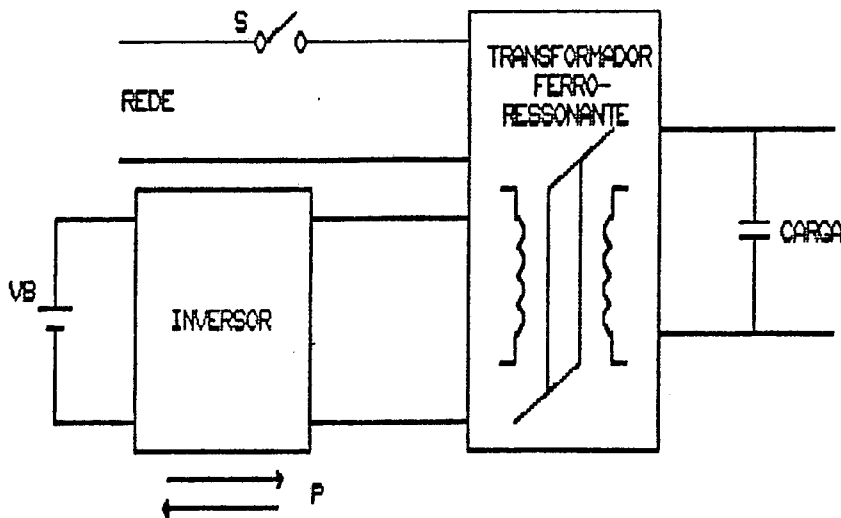


Figura 1.1- Sistema off-line, do tipo stand-by, com transformador ferro-ressonante.

Na presença da rede, a chave estática S encontra-se fechada. A carga é alimentada pelo transformador ferro-ressonante, que estabiliza a

tensão de carga de modo inteiramente passivo, conferindo robustez e simplicidade. O Inversor, operando de modo reversível, é empregado para manter a bateria carregada. Quando uma falha na rede é detectada, a chave estática S é desligada e o Inversor alimenta a carga.

A técnica é de baixo custo, alta eficiência e confiabilidade. Entretanto, o transformador ferro-ressonante é volumoso, pesado e distorce a tensão de saída quando alimenta cargas não lineares.

Uma variação comum desta técnica, representada na figura 1.2, consiste em empregar um carregador de bateria independente. Normalmente, a energia é transferida à carga através da chave S1. Quando uma falha na rede é detectada, o Inversor, que está operando à vazio sincronizado com a rede, alimenta a carga através da chave S2.

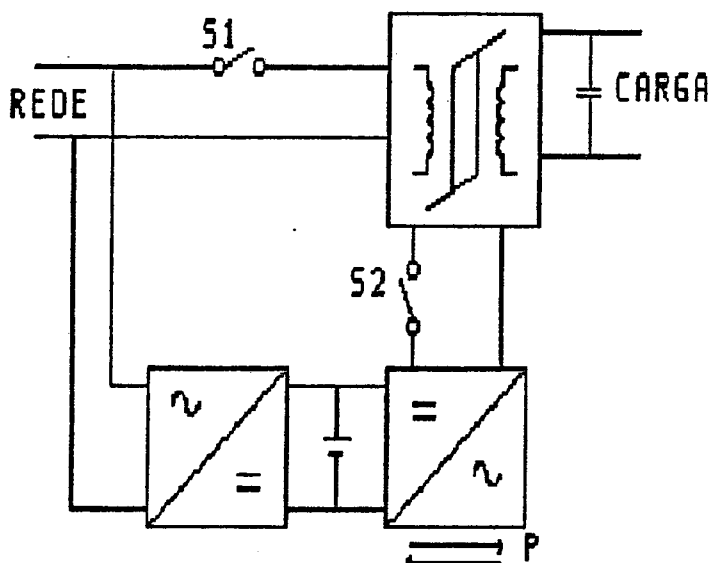


Figura 1.2- Sistema off-line, com carregador de baterias independente.

Na figura 1.3, o transformador ferro-ressonante é substituído por um transformador comum. São duas as etapas básicas de funcionamento do Inversor:

- a) Na presença da rede, a chave S é mantida fechada e o inversor atua como carregador do banco de baterias;
- b) Na falta da rede, a chave S abre e o inversor alimenta a carga.

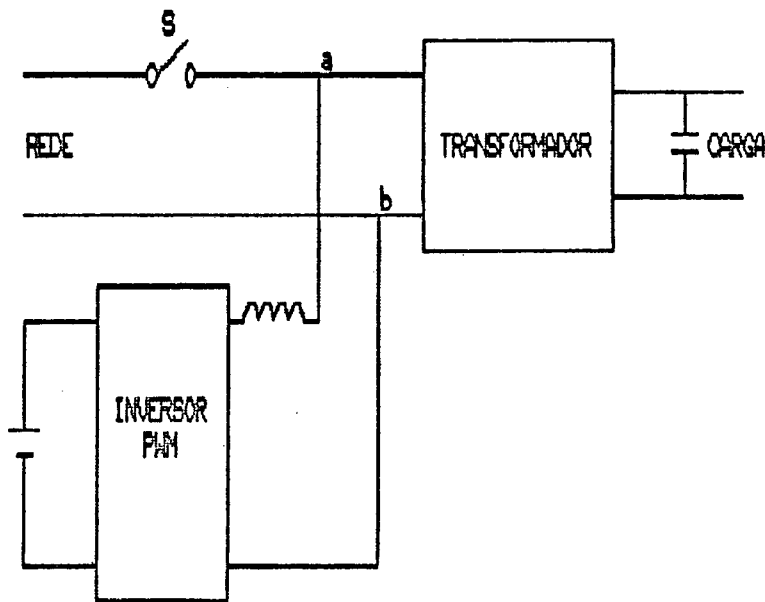


Figura 1.3- Sistema off-line onde o inversor atua, também, como carregador do banco de baterias.

Este sistema é de menor custo, peso e volume que o anterior. Entretanto, quando a rede alimenta a carga, a tensão de saída não é estabilizada.

A dificuldade apresentada pela estrutura anterior é eliminada pela topologia mostrada na figura 1.4.

Na presença da rede, a chave S é mantida fechada. Desta forma, o Inversor, além de carregar a bateria, atua como estabilizador, variando a capacitância aparente entre os pontos A e B.

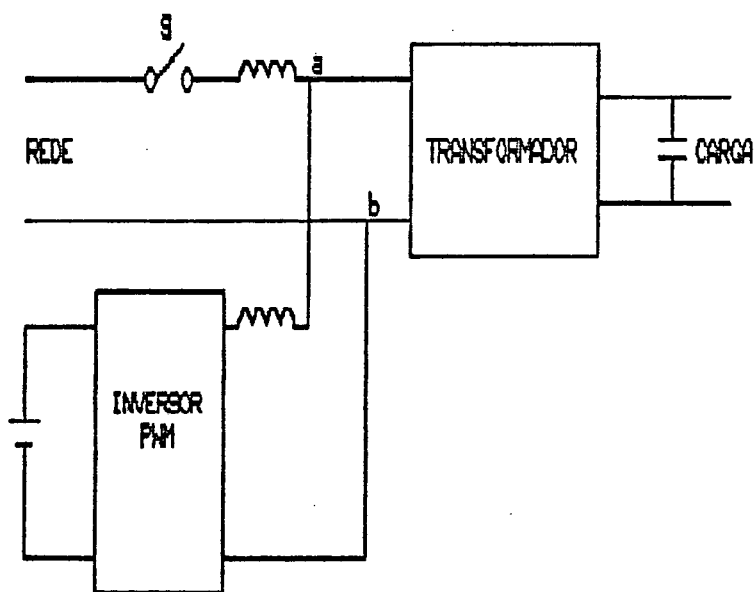


Figura 1.4- Sistema off-line onde o inversor atua como estabilizador de tensão e carregador do banco de baterias.

São duas as desvantagens principais desta topologia:

- Super-dimensionamento do inversor;
- Indutores de filtragem volumosos.

O sistema apresentado na figura 1.5 emprega um estabilizador eletrônico após o transformador. Na presença da rede, a chave S1 é mantida fechada e a chave S2 aberta. O transformador provê o isolamento galvânico, e as variações da rede e/ou de carga são compensadas pelo estabilizador.

No momento em que uma falha da rede é detectada, S1 é bloqueada e S2 fechada; desta maneira o Inversor (de baixa frequência e não regulado) passa a alimentar a carga.

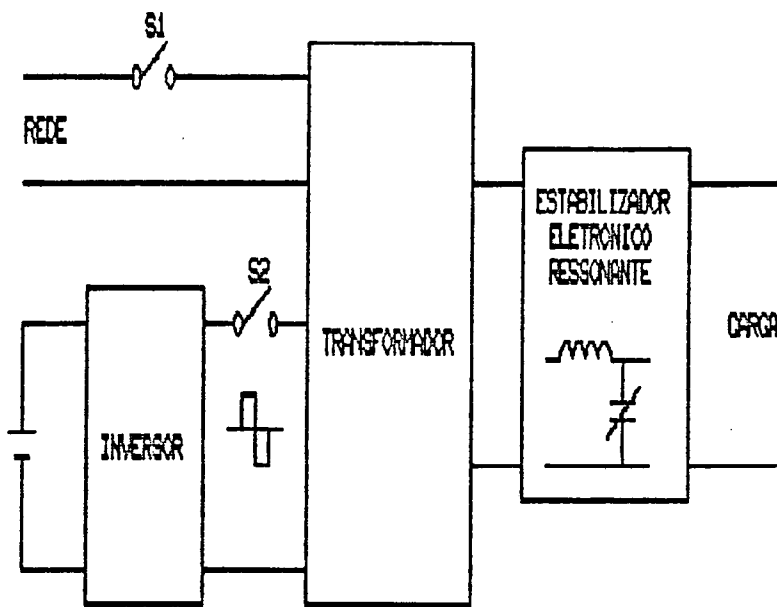


Figura 1.5- Sistema off-line com chave estática, inversor de baixa frequência não regulado e estabilizador de tensão eletrônico.

O sistema acima apresentado revela-se de baixo custo, alta eficiência e muito robusto.

1.4.2-Sistemas on-line

No sistema representado na figura 1.6, a carga é alimentada continuamente pelo inversor. O retificador de entrada alimenta o inversor e mantém a bateria carregada. Em caso de falha do sistema, S2 é aberta e S1 é fechada. O sistema apresenta desempenho superior aos do tipo off-line. Como desvantagens principais tem:

- Menor rendimento;
- Custo mais elevado.

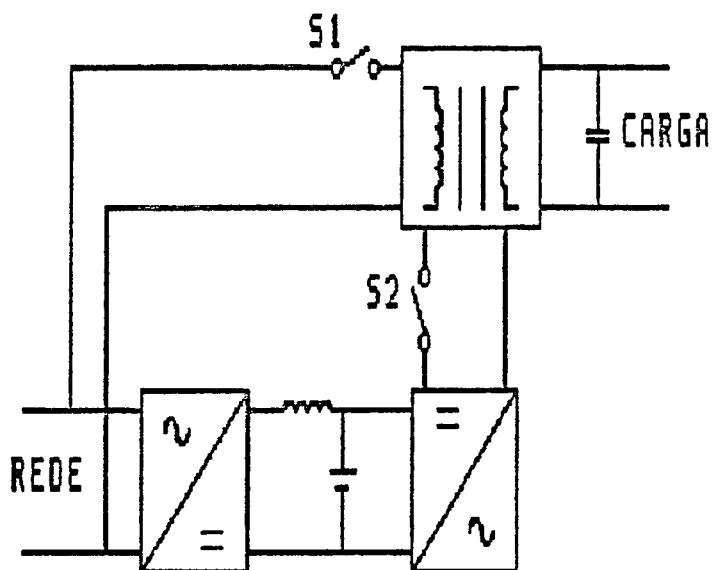


Figura 1.6- Sistema on-line clássico.

Nas figuras 1.7 e 1.8 são apresentados outras topologias on-line.

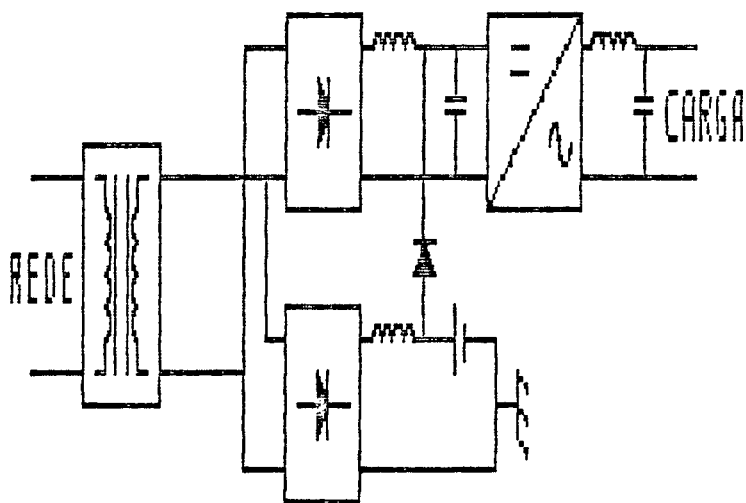


Figura 1.7- Sistema on-line onde, normalmente, a rede alimenta o inversor via retificador.

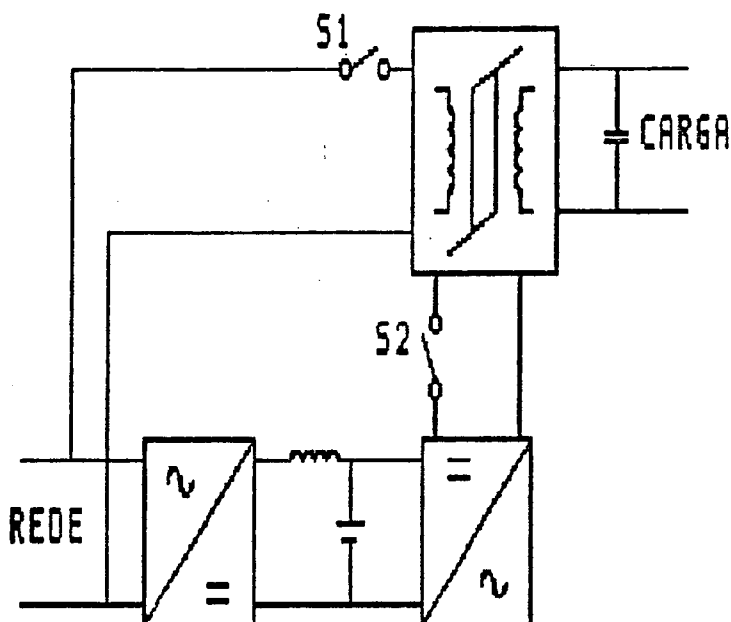


Figura 1.8- Sistema on-line clássico com inversor não regulado e transformador ferro-ressonante.

Na figura 1.9 apresenta-se o Circuito do Divan [16]; esta topologia foi introduzida na literatura em 1989. Tem como características principais:

- Baixo custo;
- Fator de potência de entrada unitário;
- Um único estágio de conversão de potência;
- Inversor de saída com modulação PWM, com possibilidade de saída senoidal para cargas não lineares;
- Neutro comum entre entrada e saída;
- Emprega transformador na saída; deste modo o sistema fica energizado todo o tempo;
- O transformador necessita de um tap adicional para assegurar a adaptação correta das tensões.

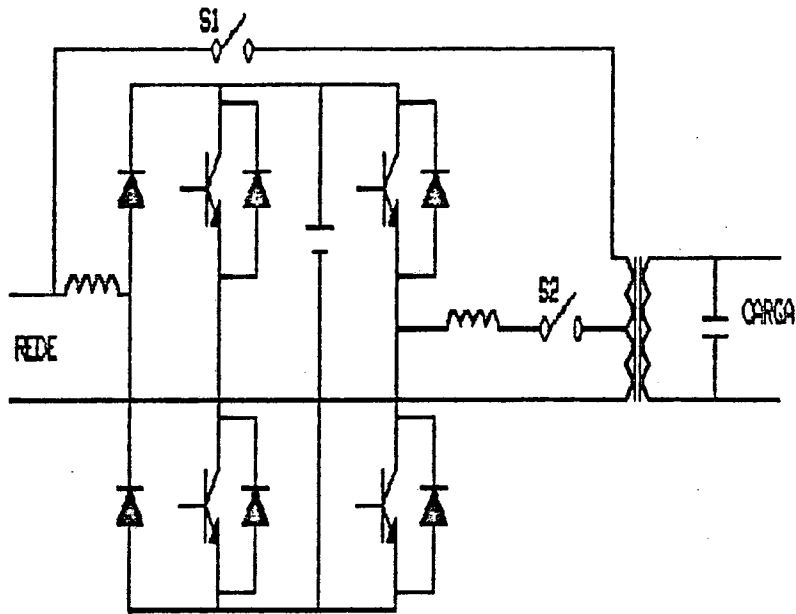


Figura 1.9- Sistema on-line, baseado no circuito proposto por Divan.

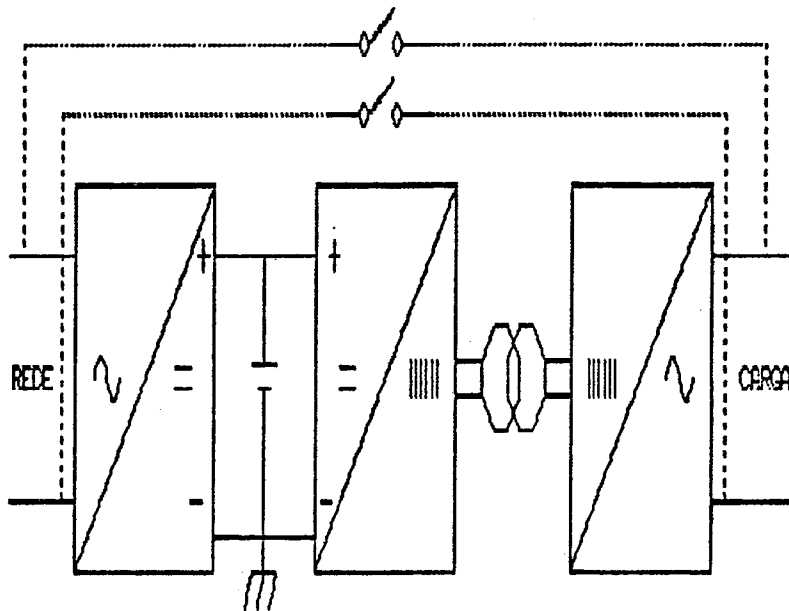


Figura 1.10- Sistema on-line, empregando transformador de alta frequência.

A figura 1.10 apresenta outra versão do sistema on-line, o qual utiliza transformador de alta frequência. Com isto, há uma redução considerável do peso e do volume do sistema. Entretanto, o rendimento é menor e, em caso de falha do circuito eletrônico, a carga é alimentada diretamente pela rede (através das chaves auxiliares).

1.5 Conclusão

Neste capítulo estão apresentadas as principais topologias de sistemas de alimentação ininterrupta de energia, onde são classificados seguindo, basicamente, dois grandes grupos: sistemas off-line e sistemas on-line.

Foram relacionadas as características principais de cada topologia apresentada, destacando suas vantagens e desvantagens.

CAPITULO 2

**SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO
ININTERRUPTA DE ENERGIA PARA
EQUIPAMENTOS DE
TELECOMUNICAÇÕES**

2. SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA PARA EQUIPAMENTOS DE TELECOMUNICAÇÕES

2.1 Introdução

Atualmente, os sistemas de telecomunicações desempenham uma função de extrema importância; assim, a qualidade, bem como a confiabilidade da fonte de alimentação destes sistemas devem ser elevados.

2.2 Tipo de carga:

O consumo de energia em um sistema de telecomunicações concentra-se nos centros de transmissão e processamento de dados. Em ambos os casos a alimentação direta é feita com tensão contínua; portanto, ocorre a conversão AC-DC.

Sendo assim, um sistema de telecomunicações pode ser caracterizado como uma carga não linear exigindo, desta forma, um sistema de alimentação com capacidade de fornecer correntes críticas (harmônicos de corrente).

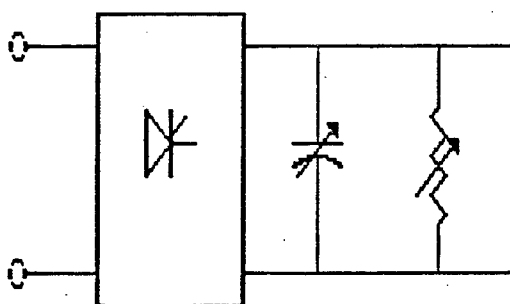


Figura 2.1- Modelo para carga não linear.

O sistema de alimentação deverá estar apto a prover energia para cargas não lineares, que podem, em primeira aproximação, ser modelados por um circuito chaveado, um resistor e um capacitor variáveis, conforme apresentado na figura 2.1.

2.3 Características Exigidas:

A tensão fornecida deve ser uma onda senoidal estabilizada e cumprir ainda os seguintes requisitos:

- erro estático inferior à 5%;
- taxa de distorção harmônica (TDH) inferior à 5%;
- contribuição das harmônicas, consideradas individualmente, não superior à 3%.

2.4 Estrutura Proposta:

Na figura 2.2 é mostrada a configuração básica da topologia proposta, em forma de diagrama de blocos.

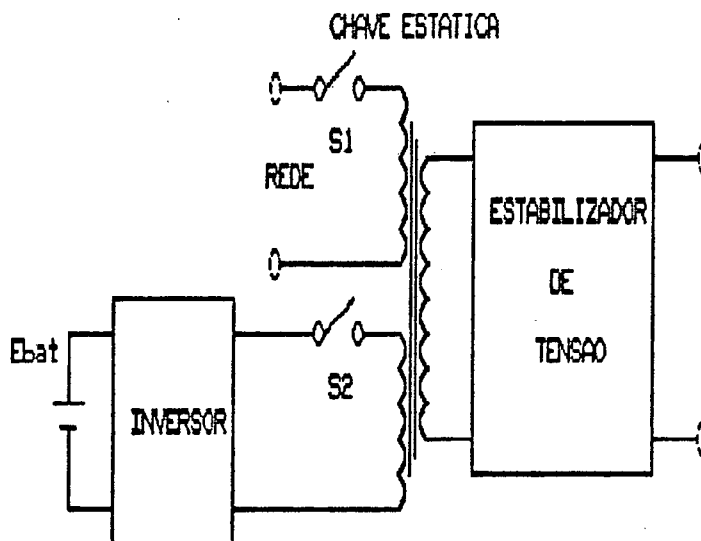


Figura 2.2- Estrutura proposta.

Normalmente, a chave S1 encontra-se fechada e a S2 aberta. Nesta situação, a carga é alimentada pela rede, via transformador e estabilizador de tensão. As baterias são mantidas carregadas pelo carregador; o Inversor é mantido sincronizado com a rede, porém operando à vazio.

No instante em que uma falha na rede é detectada, a chave estática comuta a carga da rede para o Inversor, fazendo com que S1 seja aberta e S2 fechada.

São várias as características atraentes desta topologia; dentre elas destacam-se:

- Alto rendimento;
- Alta confiabilidade e robustez;
- Tensão de saída estabilizada em qualquer circunstância;
- Possibilidade de emprego de circuitos bem conhecidos na literatura;
- Baixo custo.

2.5 Descrição da estrutura proposta

A seguir são apresentados os diversos módulos que compõem o sistema proposto: carregador do banco de baterias, Inversor, chave estática e estabilizador de tensão, destacando-se suas principais características.

2.5.1 Carregador do Banco de Baterias

O carregador de baterias é apresentado na figura 2.3, o qual é caracterizado pelo emprego de microcontrolador dedicado, sendo descrito detalhadamente na referência [14].

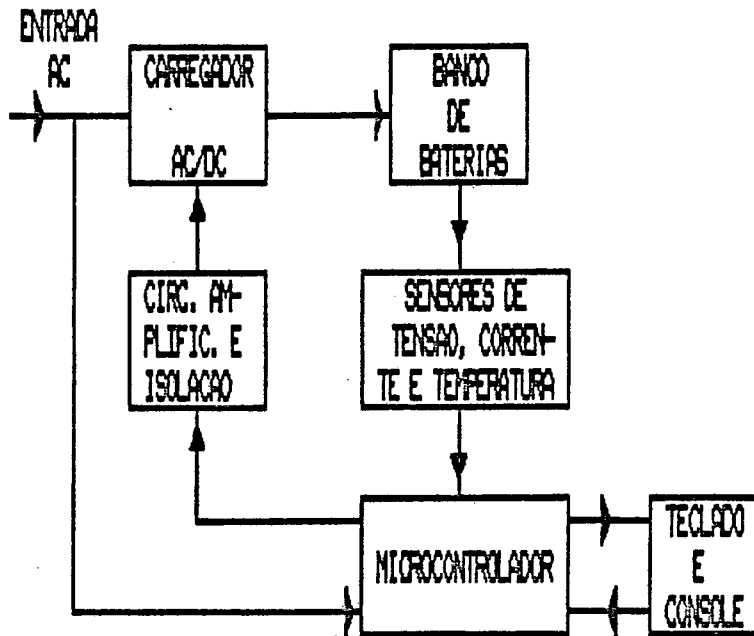


Figura 2.3- Carregador do banco de baterias.

2.5.2 Inversor

Na figura 2.4 é apresentado o Inversor de McMurray-Bedford, o qual é caracterizado, basicamente, pela sua robustez, simplicidade e rendimento elevado.

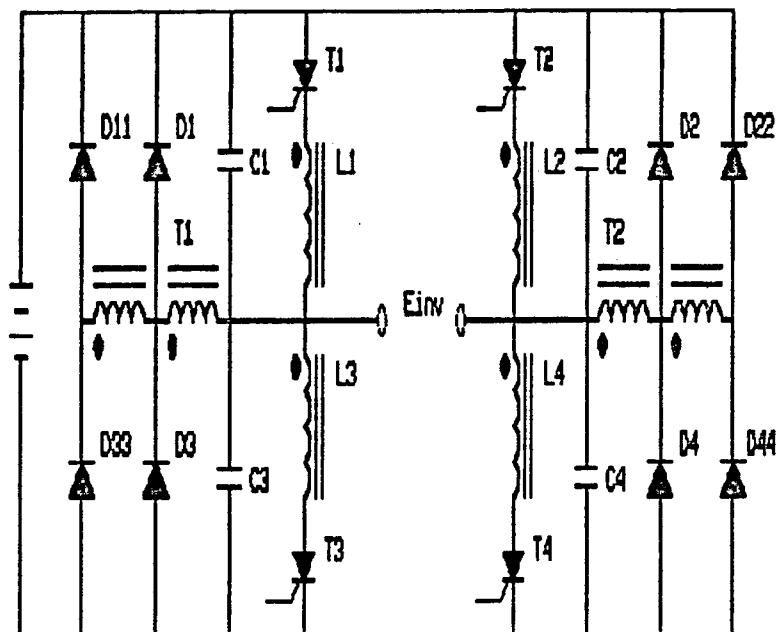


Figura 2.4- Inversor de McMurray-Bedford.

2.5.3 Estabilizador de Tensão

Tem-se na figura 2.5, a estrutura estabilizadora de tensão proposta, a qual é baseada no compensador estático de energia reativa [2].

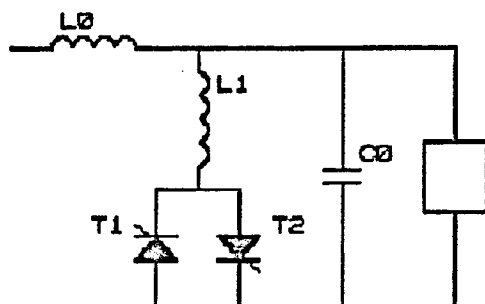


Figura 2.5- Circuito estabilizador de tensão.

Este estabilizador apresenta como características principais: robustez, simplicidade e rendimento elevado. Entretanto, exige a adição de um filtro para a eliminação das harmônicas de corrente para alimentação de cargas não lineares.

2.5.4 Chave estática

A fim de manter as características de robustez e simplicidade do sistema, a chave estática é composta por tiristores. A comutação da carga rede/Inversor é feita instantaneamente. Na figura 2.6 é apresentado o circuito proposto.

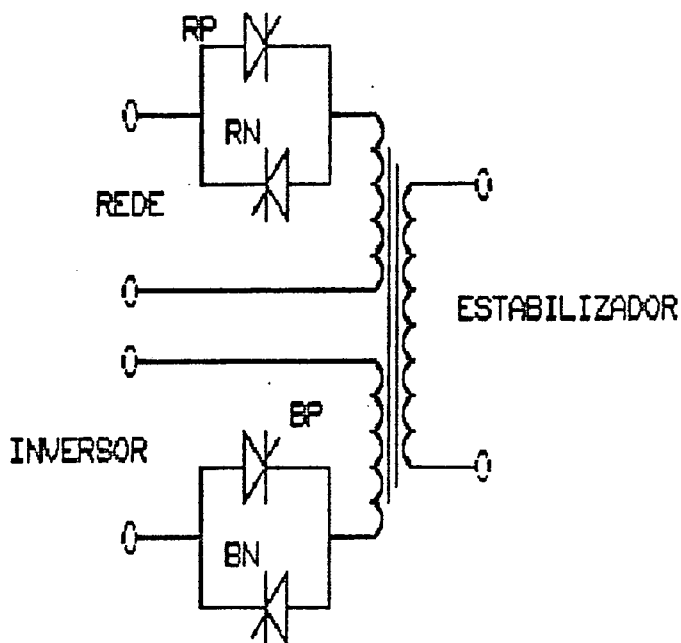


Figura 2.6- Chave estática.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foi descrita a carga típica (não linear) e as características básicas exigidas de um sistema de alimentação ininterrupta para sistemas de telecomunicações.

Desta forma então, definiu-se a topologia proposta, a qual tem como características principais: sistema do tipo off-line e estabilizador de tensão condicionando a energia de saída em série com a carga.

CAPITULO 3

**DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE
POTENCIA DO SISTEMA DE
ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE
ENERGIA PROPOSTO**

3. DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTENCIA DO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA PROPOSTO

3.1 Introdução

O dimensionamento correto dos elementos de potência pode ser tido como o fator principal deste sistema, dada a finalidade da estrutura e as características exigidas (baixo custo, peso e volume, confiabilidade, rendimento elevado, etc.).

3.2 Estabilizador de tensão

Na figura 3.1 tem-se o estabilizador de tensão proposto [2].

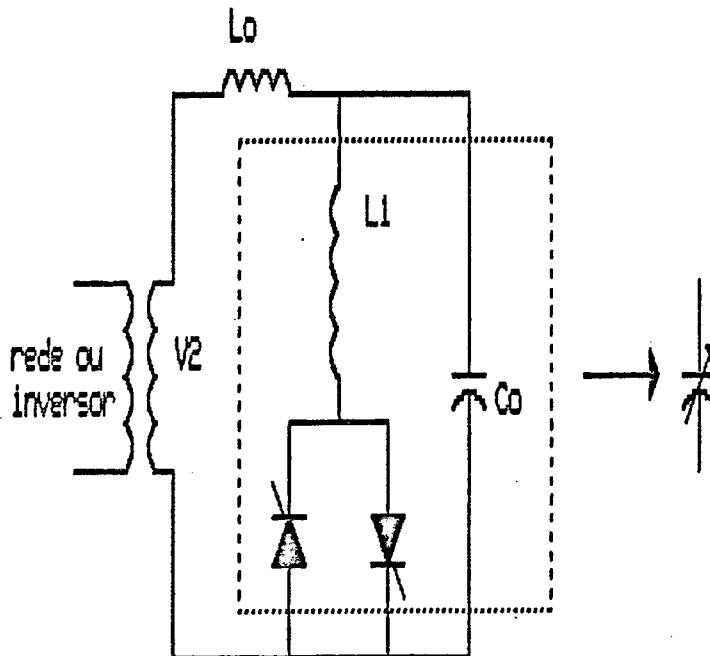


Figura 3.1- Estabilizador de tensão proposto.

O conjunto L_1 , T_1 e T_2 equivale a um indutor variável, que é função do ângulo β de disparo dos tiristores- equação (3.1). Portanto, pode-se dizer

que a associação paralela $C_o//L_1(\beta)$ corresponde a um capacitor variável $C_{eq}(\beta)$.

$$L_1(\beta) = \pi \cdot L_1 / [2 \cdot (\pi - \beta) - \text{sen}(\pi - \beta)] \quad (3.1)$$

A equação (3.2) descreve a relação entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_{out} .

$$V_{in} = V_{out} \cdot [(1 - X_{L_o} / X_{C_{eq}})^2 + (X_{L_o} / Z_o)^2]^{1/2} \quad (3.2)$$

Como a rede elétrica pode apresentar variações de $\pm 15\%$ em torno de seu valor nominal, será usado um transformador abaixador 1.15:1; de forma que o estabilizador atue sempre como elevador de tensão.

Portanto, para uma tensão nominal de rede de 220 V eficaz, a tensão de entrada do estabilizador é definida por $V_{in(\text{mínimo})} = 160$ V e $V_{in(\text{máximo})} = 220$ V (valores eficazes).

A equação (3.2) pode ser escrita para os valores extremos de tensão de entrada e carga exigida, resultando nas equações (3.3) e (3.4).

$$[V_{in(\text{mínimo})} / V_{out}]^2 = (1 - X_{L_o} / X_{C_{eq}(\beta)})^2 + (X_{L_o} / Z_o)^2 \quad (3.3)$$

$$[V_{in(\text{máximo})} / V_{out}]^2 = (1 - X_{L_o} / X_{C_{eq}(\beta)})^2 \quad (3.4)$$

A partir das expressões (3.3) e (3.4), obtém-se os valores dos elementos de potência do estabilizador: $L_o = 15$ mH, $C_o = 175$ μ F e $L_1 = 40$ mH. Nas figuras 3.2 e 3.3 tem-se os resultados da simulação em computador do estabilizador para as condições extremas de tensão de entrada e carga exigida.

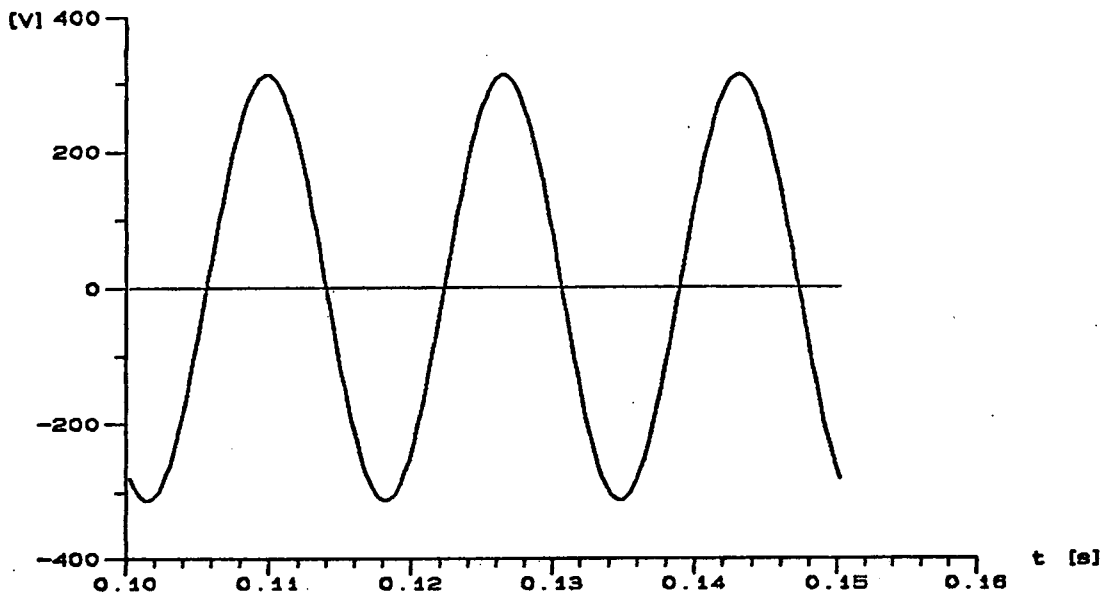


Figura 3.2- Tensão de saída do estabilizador para V_{in} e Z_o mínimos (resultados obtidos por simulação).

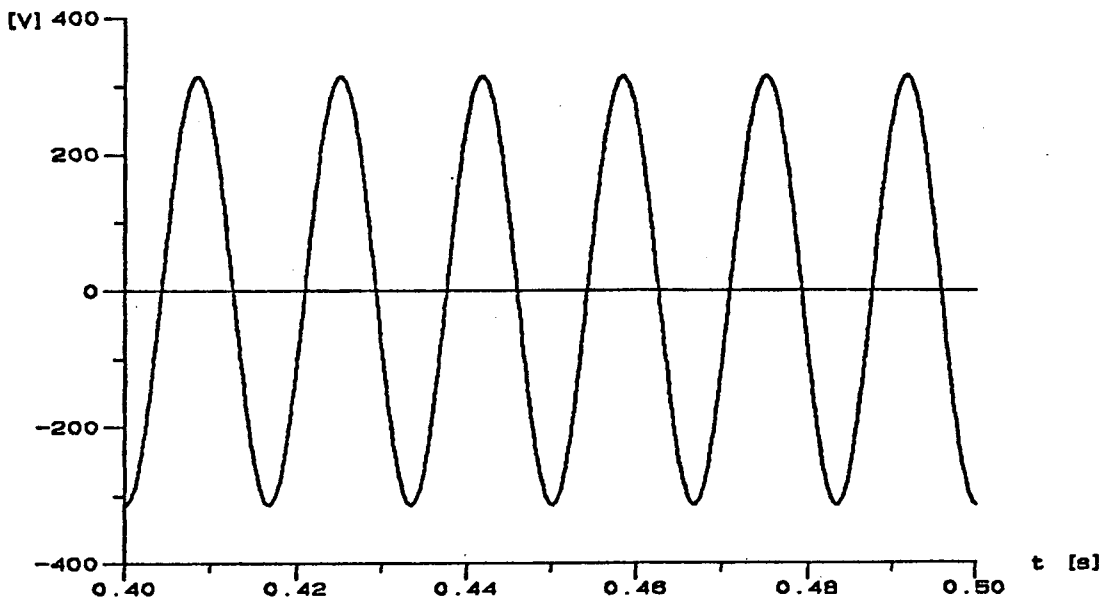


Figura 3.3- Tensão de saída do estabilizador para V_{in} e Z_o máximos (resultados obtidos por simulação).

3.2.1 Especificação dos elementos de potência

3.2.1.1 Generalidades

Os elementos de potência (elementos passivos e chaves estáticas) são dimensionados pela análise do circuito equivalente em regime permanente, levando em consideração as situações extremas de tensão de entrada e carga solicitada.

3.2.1.2 Elementos passivos

Na condição de tensão de entrada mínima e carga máxima tem-se o ponto de corrente máxima do indutor L_0 ($I_{L_0(\text{máxima})}$), a qual representa a soma (vetorial) das correntes do capacitor C_0 e da corrente de carga propriamente dita.

Considerando carga resistiva (R_0) pura e tensão de saída do estabilizador nominal (220 V), a corrente $I_{L_0(\text{máxima})}$ pode ser descrita pela equação (3.5).

$$I_{L_0(\text{máxima})} = [(220 \cdot C_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60)^2 + (220/R_0)^2]^{1/2} \quad (3.5)$$

São apresentados nas figuras 3.4 e 3.5 o circuito equivalente do estabilizador de tensão e a corrente no indutor L_0 , respectivamente.

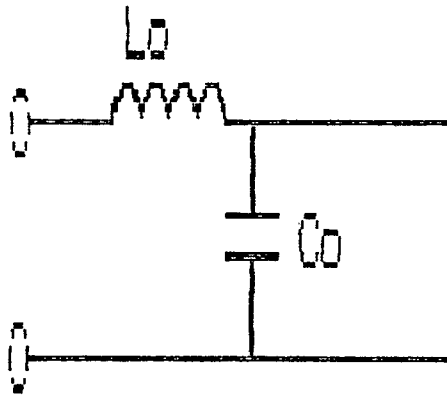


Figura 3.4- Estabilizador de tensão (circuito equivalente).

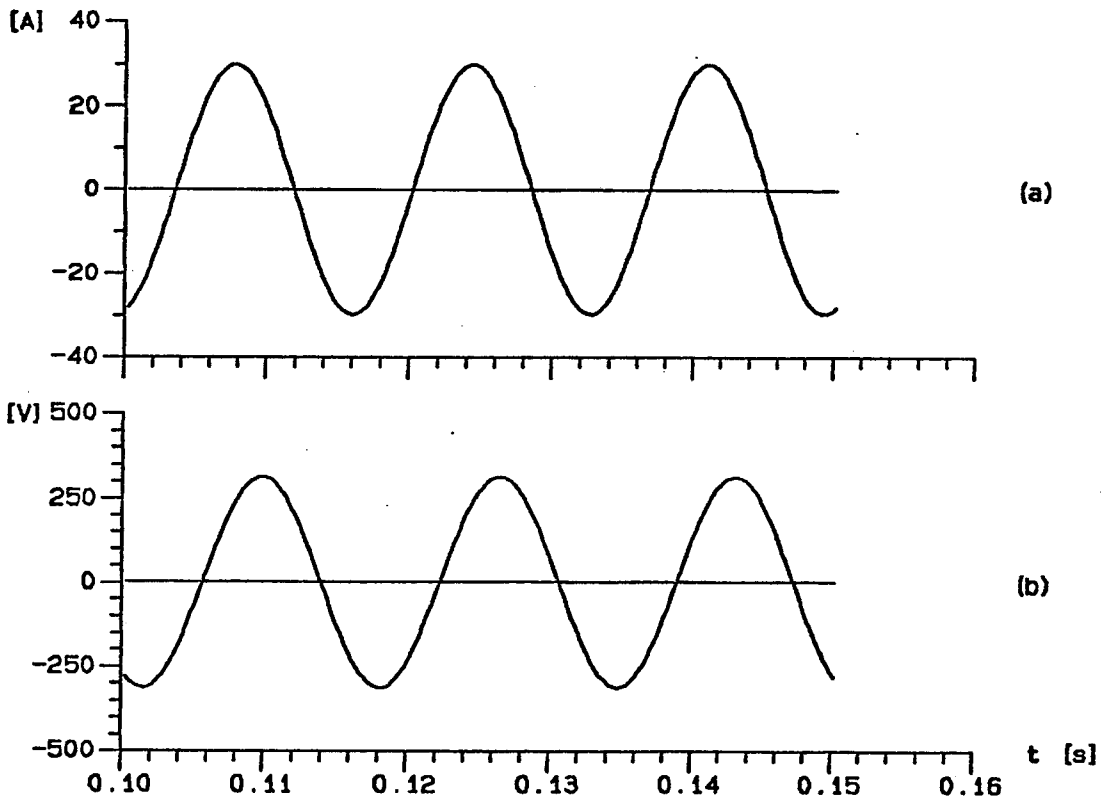


Figura 3.5- Corrente máxima no indutor L_0 (resultado obtido por simulação).

Para tensão de entrada do estabilizador máxima e carga mínima (à vazio), a corrente no Indutor L_1 é máxima ($I_{L1(\text{máxima})}$). Nesta condição, o circuito equivalente do estabilizador de tensão e a corrente no indutor L_1 são apresentados nas figuras 3.6 e 3.7, respectivamente.

A corrente $I_{L1(\text{máxima})}$, considerando tensão de saída do estabilizador nominal, é determinada pela equação (3.6).

$$I_{L1(\text{máxima})} = 220 / (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_1) \quad (3.6)$$

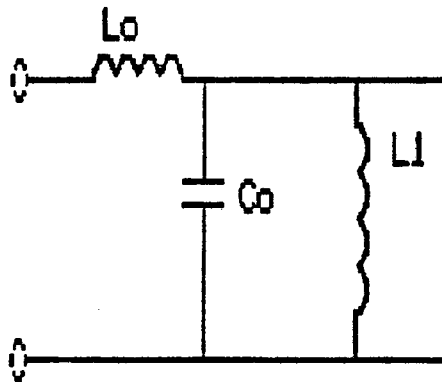


Figura 3.6- Estabilizador de tensão (Circuito equivalente).

$L_0 = 15 \text{ mH} / 21 \text{ A(eficaz)}$ - equação (3.5);

$L_1 = 40 \text{ mH} / 14.6 \text{ A(eficaz)}$ - equação (3.6);

$C_0 = 180 \text{ uF} / 250 \text{ V}$.

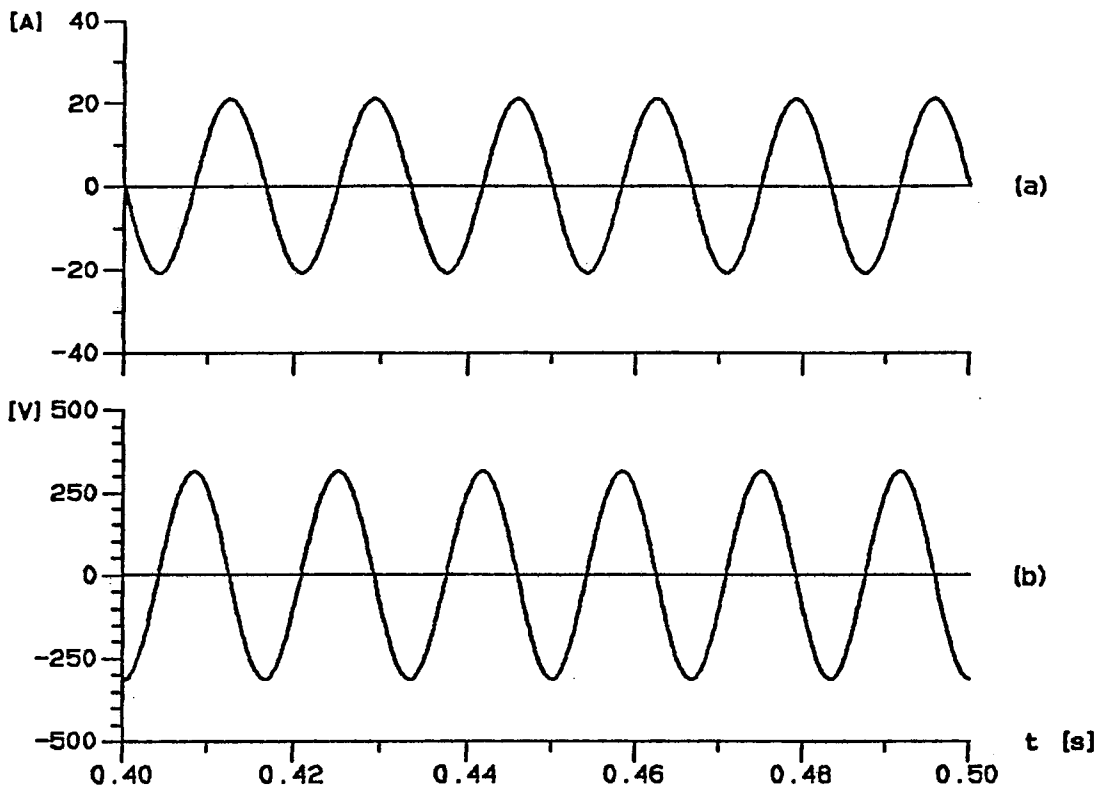


Figura 3.7- Corrente máxima no indutor L_1 (resultados obtidos por simulação).

Na referência [2] é detalhado o cálculo e a construção dos Indutores L_0 e L_1 .

3.2.1.3 Chaves estáticas (Tiristores)

Os tiristores estão em série com o indutor L_1 (circuito apresentado na figura 3.1), desta forma, podem ser dimensionados em função dos dados acima obtidos, isto é:

$$I_{T(\text{med})} = 6,6 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{eficaz})} = 10,4 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{ptco})} = 25,0 \text{ A};$$

$$V_T = 400,0 \text{ V.}$$

Baseando-se nos dados acima (e nas condições de disponibilidade e custo), o tiristor selecionado é o SKT16/04 [3,4]. Os dados relativos a este tiristor são:

$$E_o = V_T = 3 \text{ V}$$

$$R_o = R_T = 20 \text{ m}\Omega;$$

$$R_{thjc} = 0,9 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thch} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W};$$

$$T_{\text{máx}} = 150 \text{ }^\circ\text{C.}$$

A potência dissipada no tiristor é descrita pela equação (3.7) [8].

$$P = E_o \cdot I_{\text{med}} + R_o \cdot I_{\text{med}}^2 \quad (3.7)$$

$P_T = 22 \text{ W}$ - potência dissipada no tiristor.

Com a equação (3.8) [8], é calculada a resistência térmica máxima do dissipador necessária para a manutenção da temperatura das junções inferiores à T_{max} .

$$R_{\theta} = (T_{\text{max}} - T_{\text{amb}}) / P_{\text{Tx}} - R_{\theta j} - R_{\theta c} \quad (3.8)$$

O dissipador escolhido, com base nos dados do fabricante [4], é KP2/80.

Nas figuras 3.8 e 3.9 são mostradas as curvas obtidas através de ensaios do estabilizador para as condições extremas de tensão de entrada e carga exigida.

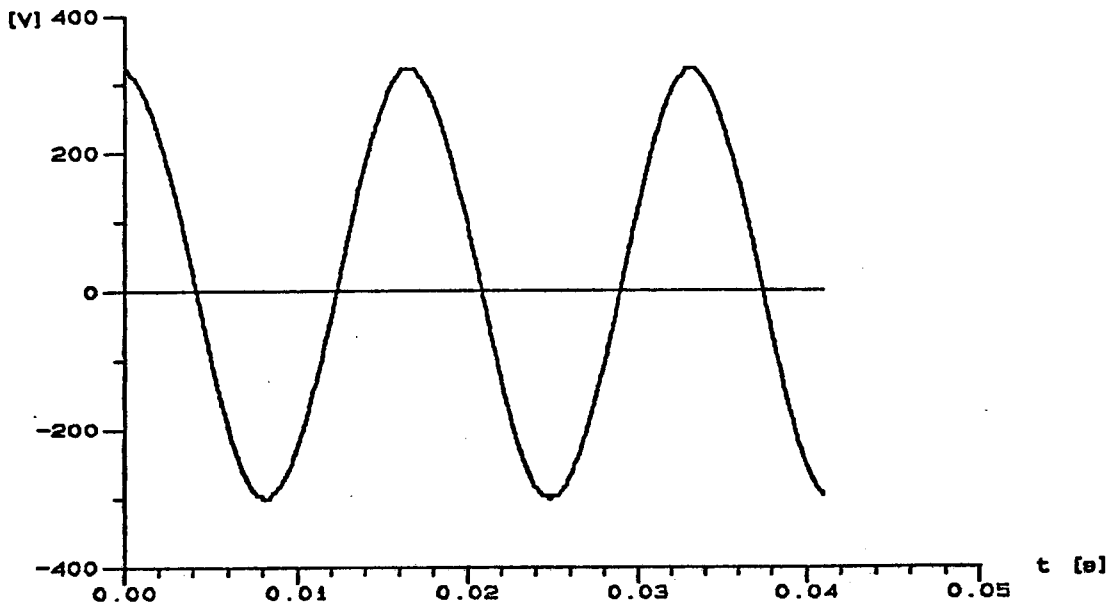


Figura 3.8- Tensão de saída do estabilizador para tensão de entrada mínima $V_{in} = 160$ V e carga nominal $P_{out} = 3$ kW. (resultado experimental)

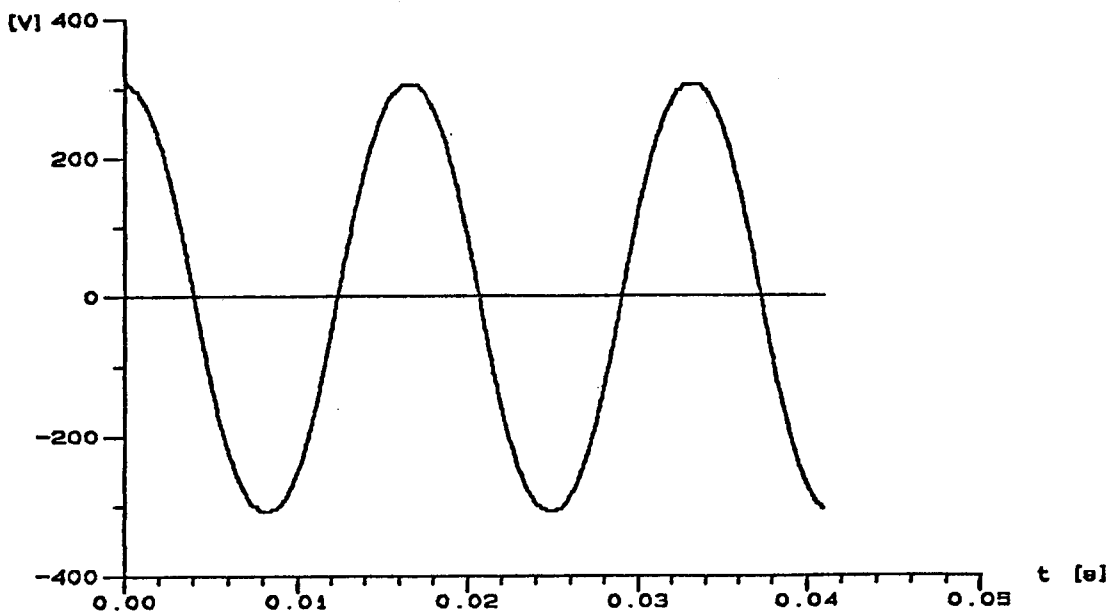


Figura 3.9- Tensão de saída do estabilizador para tensão de entrada máxima $V_{in} = 220$ V e carga exigida mínima (resultado experimental) .

3.3 Inversor

3.3.1 Generalidades

O projeto prevê a utilização de um banco de baterias de 144 V (12 baterias de 12 V) alimentando um inversor com modulação por defasamento. A tensão de saída do inversor alimenta o estabilizador, a qual é adaptada por um transformador. O inversor está, normalmente, operando à vazio (sincronizado com a rede) [5].

3.3.2 Inversor de McMurray-Bedford

Na figura 3.10 é apresentado o inversor de McMurray-Bedford com auto-transformador de recuperação [11,12]. Esta estrutura caracteriza-se, principalmente, pela simplicidade de comando dos tiristores e pela robustez do conjunto.

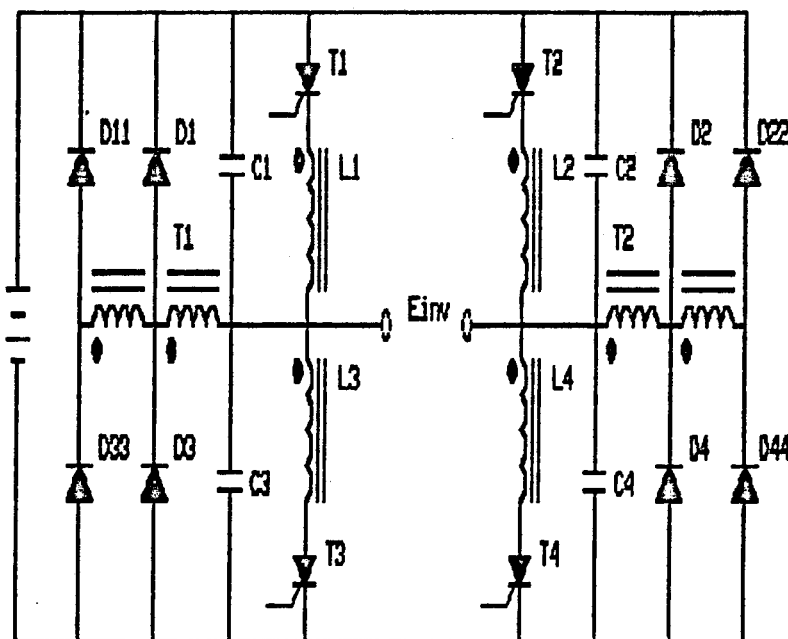


Figura 3.10- Inversor de McMurray-Bedford.

O Inversor apresentado na figura 3.10, pelo comando adequado dos tiristores, atua como conversor AC-DC (conversor bidirecional de potência). Portanto, o Inversor de McMurray-Bedford pode desempenhar, ainda, a função de carregador do banco de baterias.

O circuito estabilizador representa para o Inversor um filtro passa-baixa de 2ª ordem (40 dB/dec), com frequência de corte sintonizada em 120 Hz aproximadamente (considerando a tensão de entrada do estabilizador nominal e a capacitância equivalente formada pelo capacitor C_0 e o Indutor L_1).

Desta forma, a tensão de saída do Inversor não deve possuir componente harmônica de 3ª ordem. As harmônicas superiores são eliminadas (reduzidas) pelo estabilizador.

Na figura 3.11 encontra-se representada a tensão de saída do Inversor, considerando modulação por defasamento (Single Pulse Modulation-SPM).

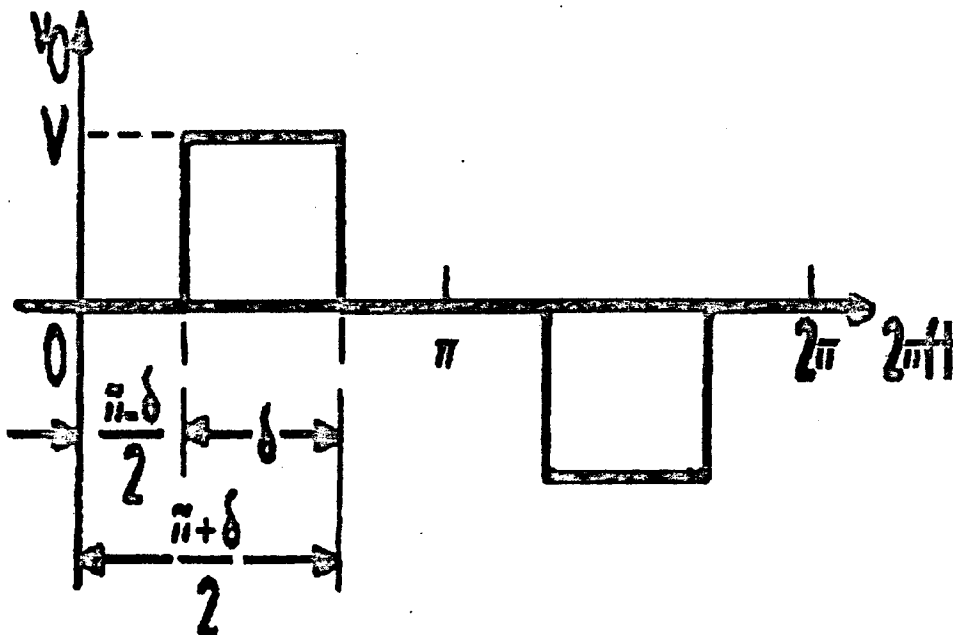


Figura 3.11- Tensão de saída com modulação por defasamento (SPM).

Na figura 3.12 é representada a distribuição harmônica da tensão de saída do Inversor, com modulação por defasamento (SPM) (figura 3.11) em função do ângulo δ de defasagem dos pulsos de comando dos braços do Inversor (T_1, T_3-T_4, T_2).

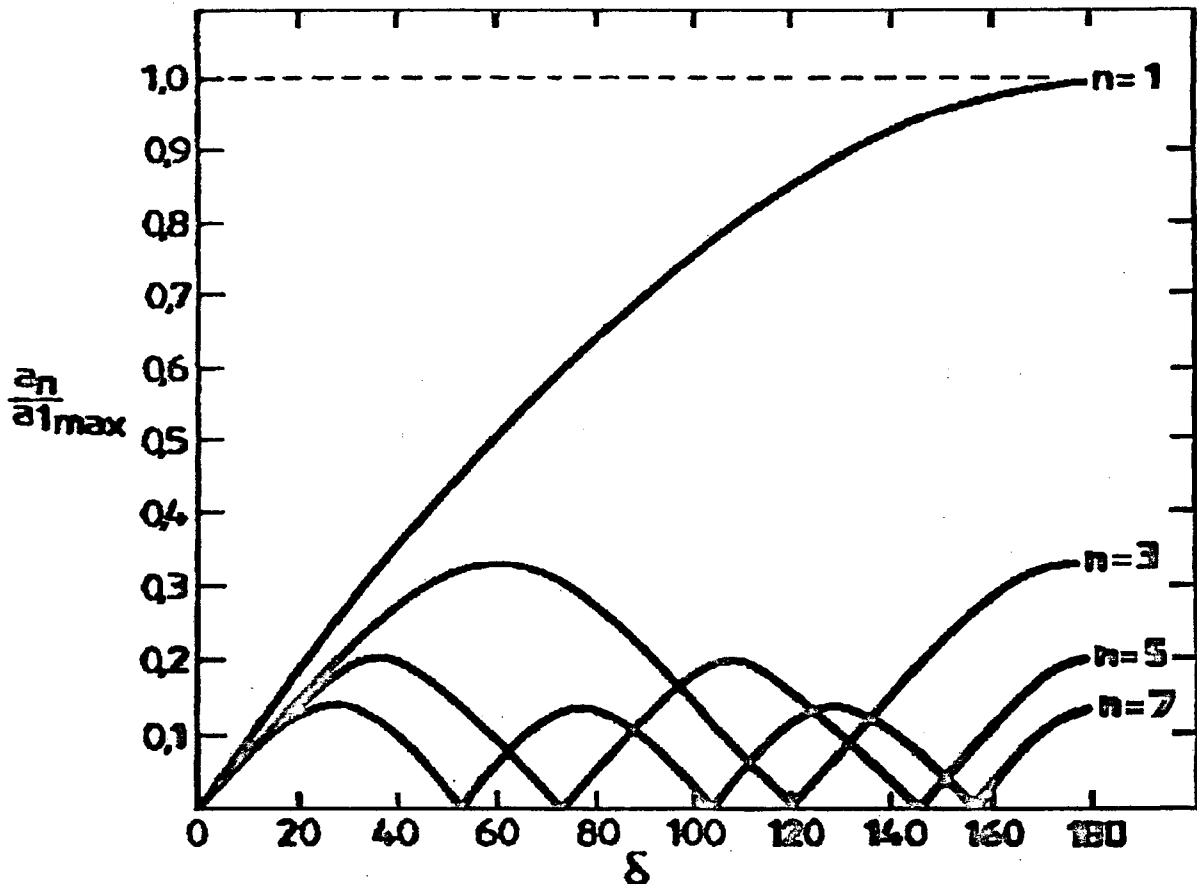


Figura 3.12- Distribuição harmônica da tensão de saída do inversor com modulação por defasamento (SPM).

Satisfazendo as necessidades exigidas pelo estabilizador de tensão e conteúdo harmônico da saída, a defasagem δ ótima para o comando dos tiristores é 120° . Nesta condição, a tensão de saída do Inversor E_{inv} descrita pela Série de Fourier [6] resulta na expressão (3.9).

$$V_n = 4 \cdot E_{bat} / (n \cdot \pi) \cdot \text{sen}(n \cdot \pi / 3) \quad (3.9)$$

n : ordem da harmônica;

$E_{bat} = E$.

Na tabela (3.1) são listadas as amplitudes das principais harmônicas da tensão de saída do Inversor E_{inv} , empregando modulação por defasamento para 120° .

Ordem	V_{pico}	Veficaz
1	1,10	0,78
5	0,22	0,16
7	0,16	0,11
11	0,12	0,09

Tabela 3.1- Distribuição harmônica da tensão de saída do inversor.

As figuras 3.13 e 3.14 apresentam o comando dos tiristores T_1 e T_4 e a tensão resultante de saída do Inversor E_{inv} , respectivamente.

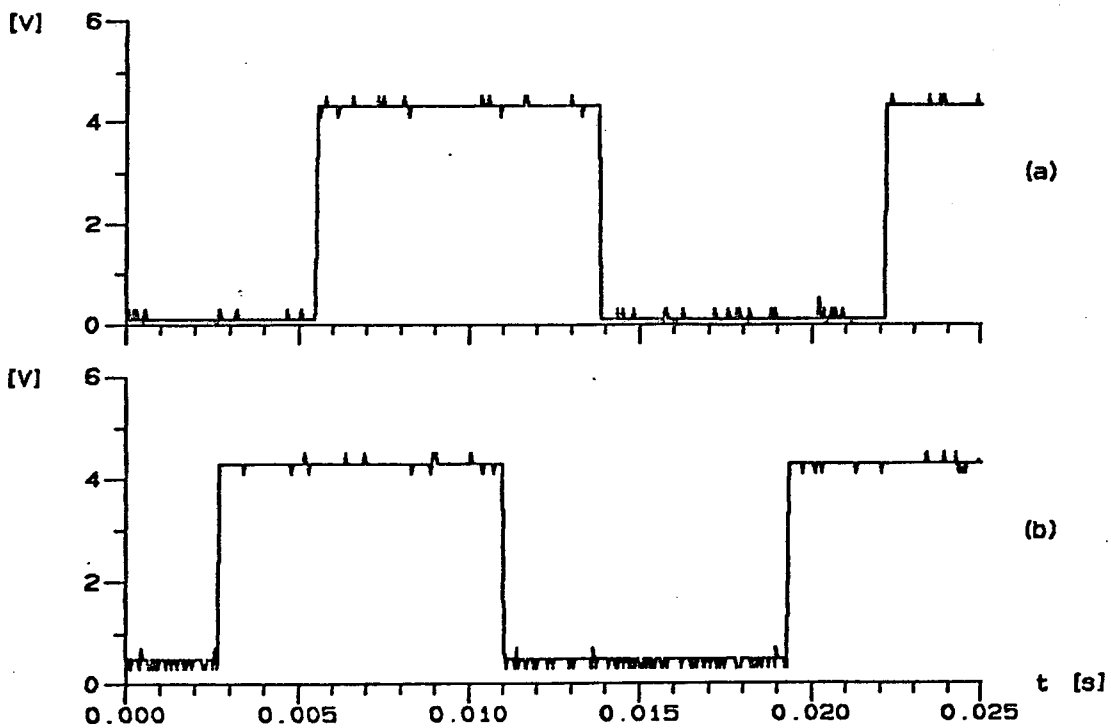


Figura 3.13- Comando dos tiristores T_1 e T_4 .

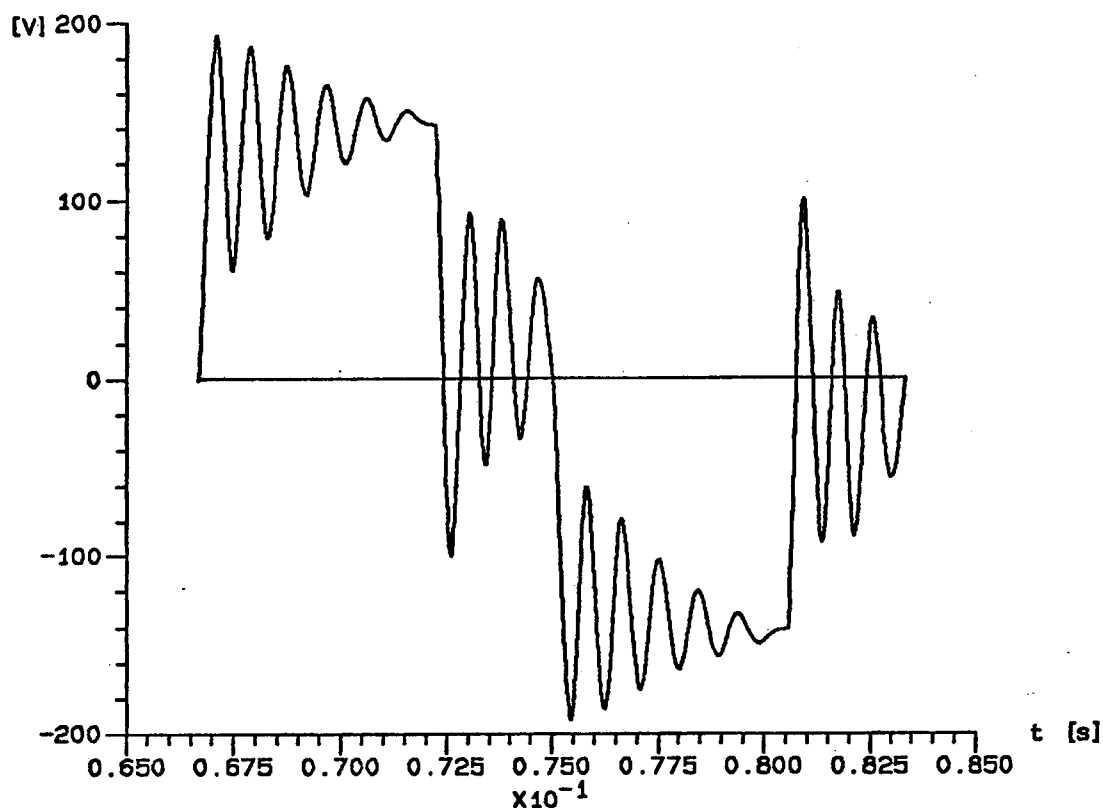


Figura 3.14- Tensão de saída do Inversor E_{inv} .

3.3.2.1 Circuito de Comutação

Os tiristores do Inversor de McMurray-Bedford são comutados pelo disparo do tiristor complementar, não empregando tiristor auxiliar de comutação. São denominados Complementary Impulse-Commutated Inverters.

A equação (3.10) descreve a corrente I_{T3} durante o bloqueio do tiristor T_1 (disparo de T_3) [12].

$$I_{T3} = 2 \cdot I_L \cdot \cos(\omega \cdot t) + (E_M / \omega L) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - I_L \quad (3.10)$$

Onde:

I_L : corrente de carga no instante da comutação;

$E_{bat} = 2.E_d$: tensão do banco de baterias;

$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$: indutor de comutação;

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$: capacitor de comutação;

$\omega = (L.C)^{-1/2}$: frequência de oscilação natural do circuito de comutação.

No ábaco da figura 3.15, encontra-se a representação gráfica da equação (3.10).

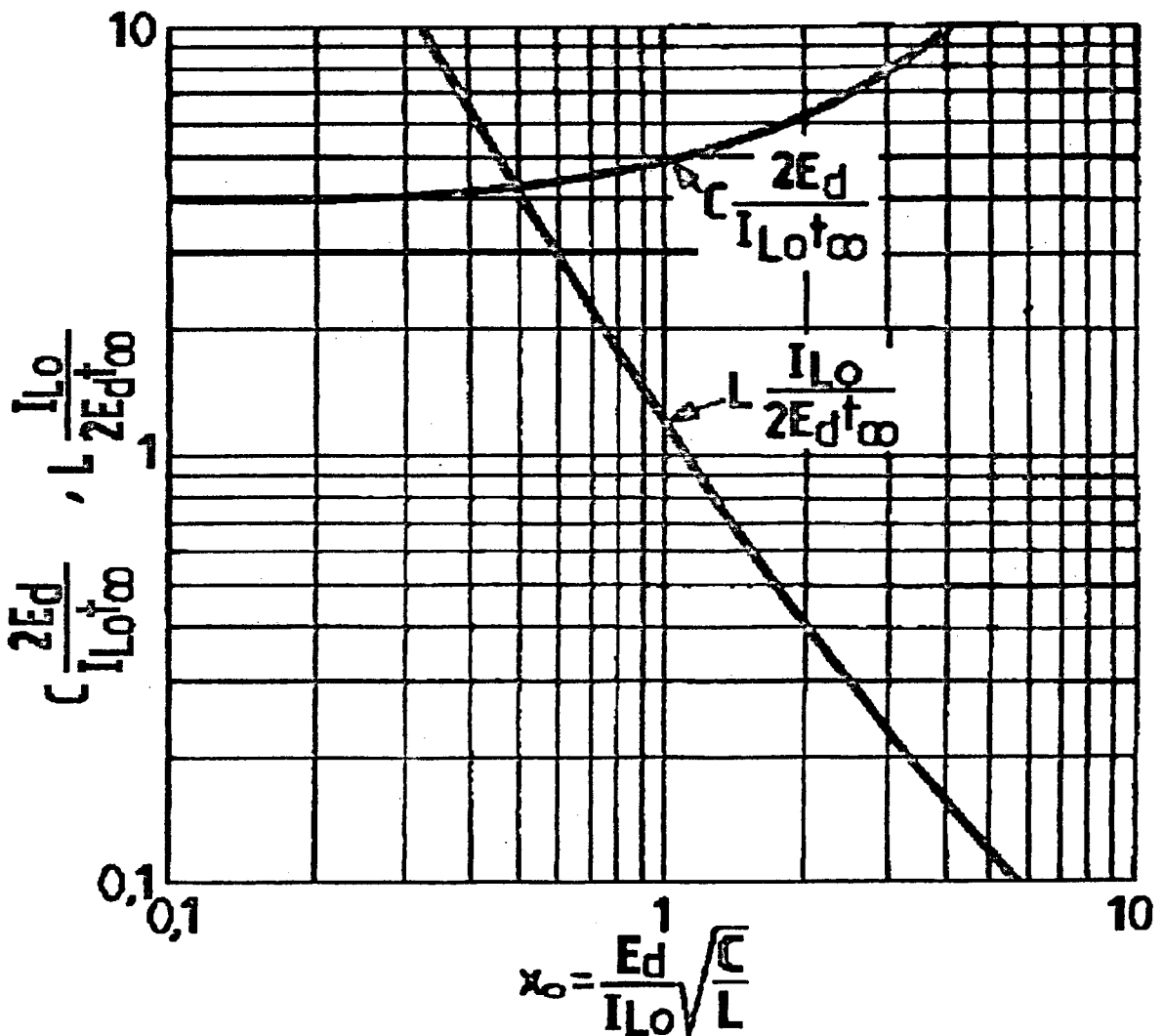


Figura 3.15- Variação de L e C em função de x_0 .

O parâmetro x_0 pode ser definido como a razão entre a Impedância de carga (E_d/I_{Lo}) e a Impedância característica do circuito de comutação $(L/C)^{1/2}$ [12].

O critério principal para a determinação de x_0 de projeto é tomado para minimizar a energia alocada na Indutância L após a comutação [12]. Esta energia não somente determina o Indutor L (tamanho, peso e volume), mas também aumenta as perdas da estrutura.

Na figura 3.16 é representada a curva que descreve a energia W em função dos parâmetros x_0 e corrente de carga (I_L/I_{Lo}).

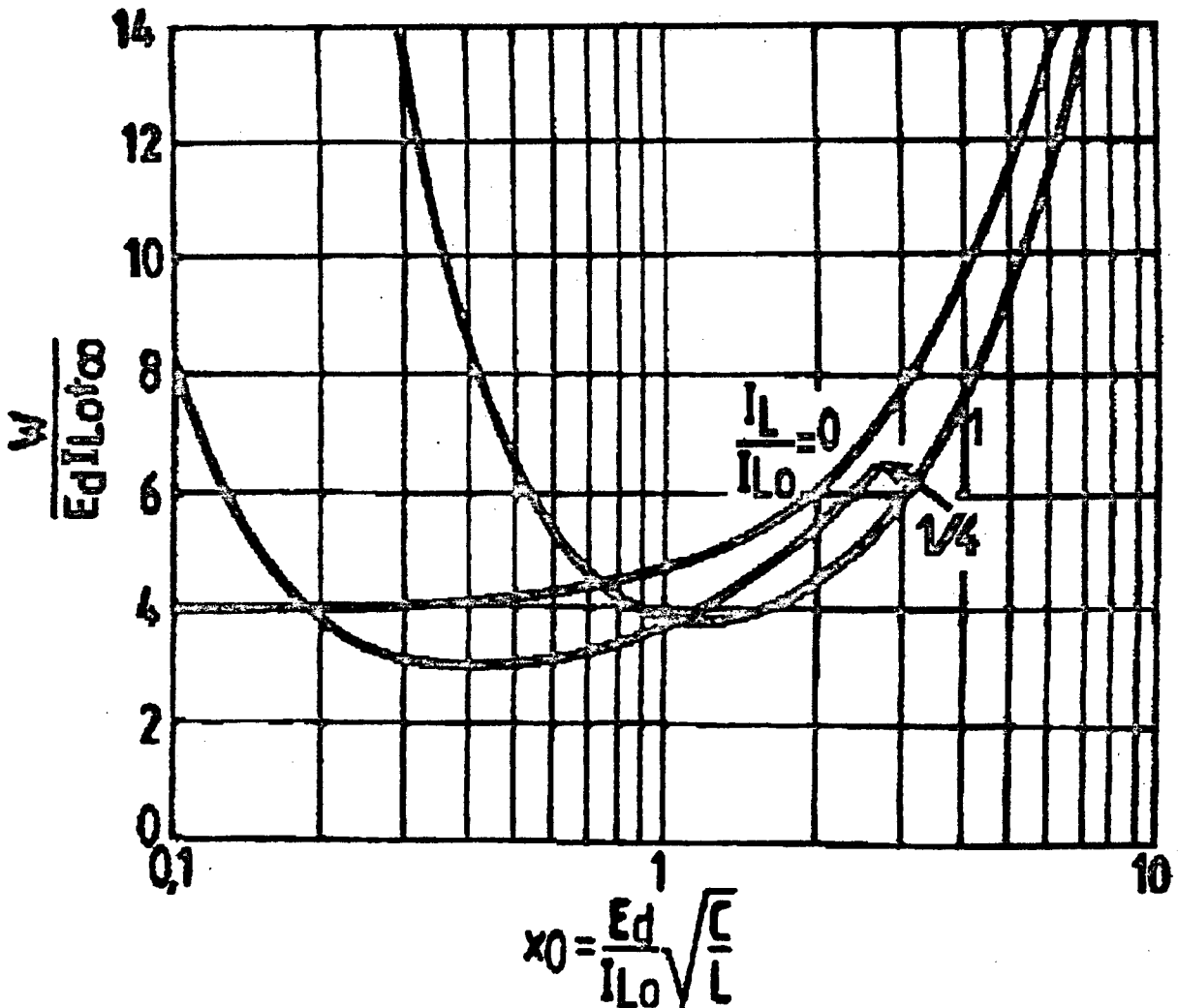


Figura 3.16- Variação de W em função de x_0 e I_L/I_{Lo} .

Pela figura 3.16 nota-se que para x_0 entre 0,75 e 1,15, o valor de W pouco se altera com a corrente de carga. Assim é tomado como ponto ótimo no projeto do circuito de comutação de inversores $x_0 = 1$, d'isto resultando as expressões (3.11) e (3.12), que fornecem o valor do capacitor e do indutor de comutação, respectivamente.

$$C = 2,35 \cdot t_{\infty} \cdot I_{L0} / E_d \quad (3.11)$$

$$L = 2,35 \cdot t_{\infty} \cdot E_d / I_{L0} \quad (3.12)$$

I_{L0} : corrente máxima de comutação;

t_{∞} : tempo mínimo de aplicação de tensão reversa no tiristor.

Para uma corrente de comutação máxima $I_{L0} = 150$ A e tempo de aplicação de tensão reversa mínima no tiristor de $25 \mu s$ (tiristores rápidos), obtém-se:

$$C = 50 \mu F$$

$$L = 250 \mu H.$$

3.3.2.2 Dimensionamento dos tiristores

O dimensionamento dos tiristores foi baseado nos resultados obtidos por simulação. O circuito simulado e as curvas de tensão e corrente no tiristor T_1 encontram-se nas figuras 3.17 e 3.18, respectivamente.

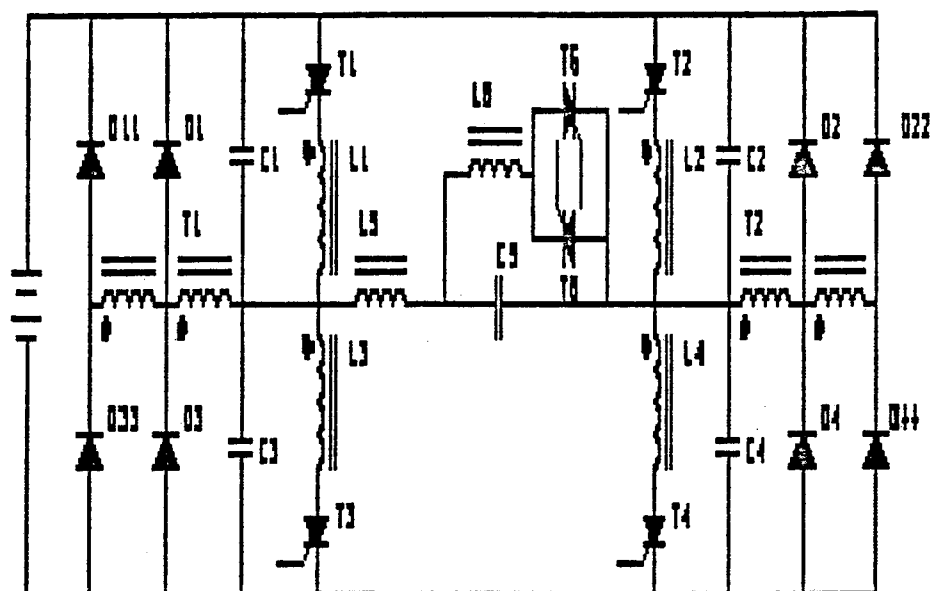


Figura 3.17- Estrutura simulada.

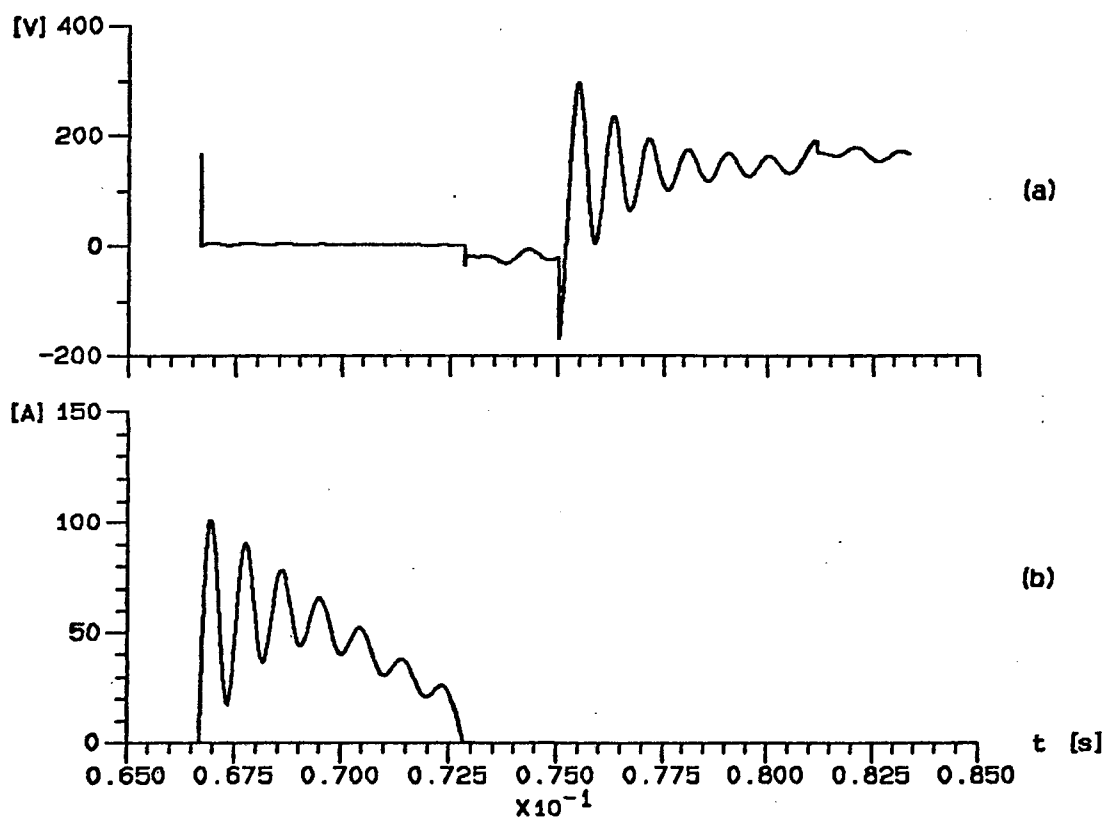


Figura 3.18- Tensão e corrente no tiristor T1.

A partir dos resultados obtidos por simulação, chega-se aos dados descritos a seguir:

$$I_{T(\text{pico})} = 100 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{medio})} = 17 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{eficaz})} = 50 \text{ A};$$

$$V_T = 250 \text{ V}.$$

Com base nestes dados, escolhe-se o tiristor SKT45/04CS [3,4]. Pelos dados do fabricante, tem-se:

$$E_o = V_{T(T_o)} = 1,8 \text{ V}$$

$$R_o = R_T = 6 \text{ m}\Omega;$$

$$R_{thj} = 0,25 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thch} = 0,08 \text{ }^\circ\text{C/W};$$

$$I_{Tmed} = 25 \text{ A}$$

$$I_{Tef} = 57 \text{ A};$$

$$T_{max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Pela equação (3.7) calcula-se a potência P_{T_o} dissipada pelo tiristor.

$$P_{T_o} = 64.5 \text{ W}$$

Usando a equação (3.8) e a partir do catálogo do fabricante [4], seleciona-se o dissipador KP0,8/100, que atende às necessidades de evacuação do calor gerado pelo tiristor.

3.3.2.3 Dimensionamento dos diodos principais (circuito de comutação)

Do mesmo modo, os diodos principais (D_1 - D_4) são escolhidos através dos resultados da simulação em computador do circuito completo.

Na figura 3.19 são mostradas as curvas da tensão e corrente no diodo D_1 (referente ao circuito apresentado na figura 3.17).

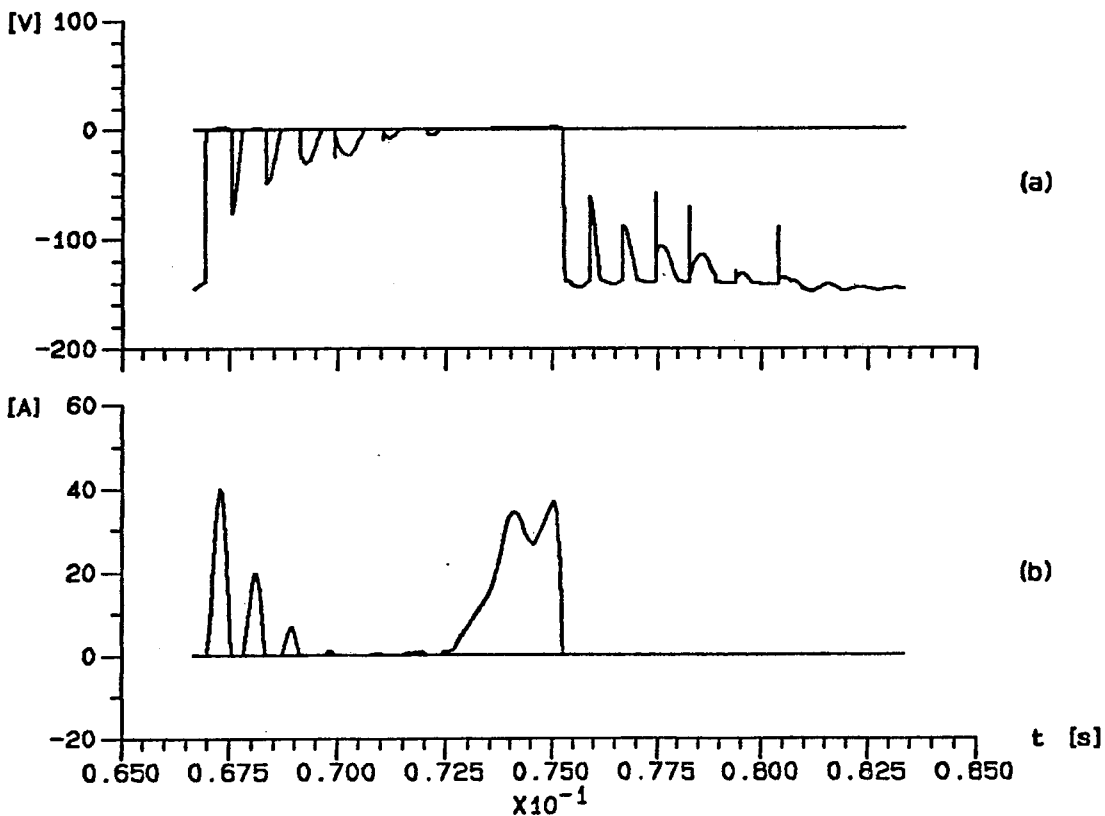


Figura 3.19- Tensão e corrente no diodo D_1 (resultados obtidos por simulação).

Assim, os dados relativos ao diodo (D_1 - D_4) exigido são:

$$V_D = 250 \text{ V};$$

$$I_{D(\text{medio})} = 4 \text{ A};$$

$$I_{D(\text{eficaz})} = 11 \text{ A};$$

$$I_{D(\text{pico})} = 40 \text{ A}.$$

O diodo selecionado (D_1 - D_4) é o SKR21/04 [3,4]. A seguir é calculado a potência por ele dissipada. Pelos dados do fabricante, tem-se:

$$R_o = 11 \text{ m}\Omega;$$

$$E_o = 0,85 \text{ V}.$$

Utilizando a equação (3.7) determina-se a potência dissipada pelo diodo. Desta forma:

$$P_{D_0} = 4,7 \text{ W}.$$

3.3.2.4 Dimensionamento do auto-transformador

A relação do auto-transformador 1:n é calculada de forma que a sobretensão aplicada ao tiristor que está sendo bloqueado seja pequena. Toma-se, normalmente, na especificação de projeto de inversores $n = 0,1$.

O dimensionamento do auto-transformador é baseado na potência (P_{com}) envolvida nas comutações. A equação (3.13) descreve a potência aproximada relativa às comutações.

$$P_{\text{com}} = 3,24 \cdot L \cdot f \cdot I_{I(\text{eficaz})}^2 \quad (13)$$

Dado que a corrente eficaz no indutor L é igual à corrente do tiristor $I_{T(\text{eficaz})} = 50 \text{ A}$ e a frequência de operação do Inversor é 60 Hz, obtém-se:

$$P_{\text{com}} = 100 \text{ VA}.$$

3.3.2.5 Dimensionamento dos diodos auxiliares

Os diodos auxiliares (D₁₁-D₄₄) podem ser dimensionados tomando-se como base o dimensionamento dos diodos principais (D₁-D₄) e a relação de acoplamento do auto-transformador (1:0,1). Assim os dados relativos aos diodos auxiliares exigidos são:

$$V_D = 250 \text{ V};$$

$$I_{D(\text{medio})} = 0,4 \text{ A};$$

$$I_{D(\text{eficaz})} = 1,1 \text{ A};$$

$$I_{D(\text{pico})} = 4,0 \text{ A}.$$

O diodo seleccionado (D₁₁-D₄₄) é SK4F1/04 [3,4].

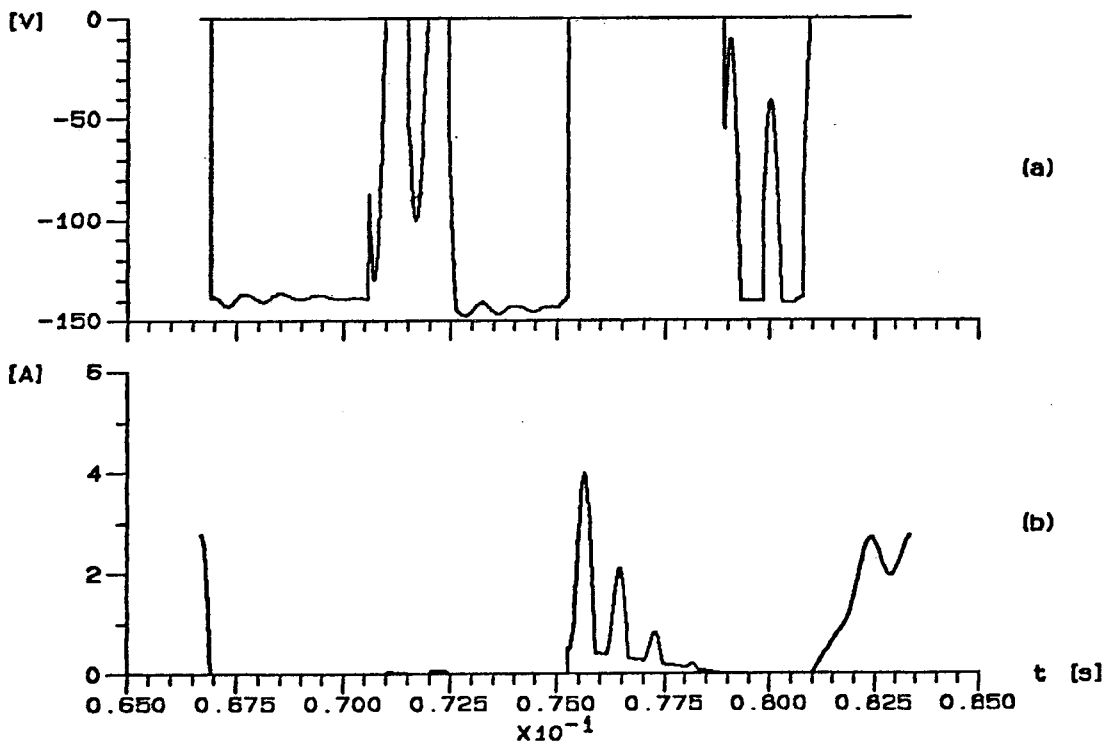


Figura 3.20- Tensão e corrente no diodo D₁₁ (resultados obtidos por simulação).

Na figura 3.20 são apresentadas as curvas de tensão e corrente no diodo auxiliar D11 obtidas por simulação (referente ao circuito representado na figura 3.17)

3.3.2.6 Viabilidade do diodo principal e do tiristor no mesmo dissipador

As preocupações com os aspectos de custo/volume/peso global do conversor, levaram ao estudo da viabilidade do uso conjunto do dissipador pelo tiristor e diodo principal. A equação abaixo descreve a potência total dissipada pelo conjunto (diodo + tiristor).

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{D}} + P_{\text{T}} = 69,2 \text{ W.}$$

Pela equação (3.8), tem-se:

$$R_{\text{th}} = 0,99 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Pelos dados do fabricante do dissipador [4] $R_{\text{thca(dissip)}} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ para ventilação natural; portanto, o diodo e o tiristor podem ocupar o mesmo dissipador sem comprometer o regime térmico do conjunto.

3.4 Transformador

A tensão de entrada (rede) é definida como $220 \text{ V} \pm 15\%$. De acordo com a tensão de entrada do estabilizador assumida ($190 \text{ V} \pm 15\%$), a relação de transformação é aproximadamente de 1:0,85.

A componente fundamental da tensão de saída do Inversor é de $0,78.E_{bat}$ (valor eficaz). Desta forma, tomando-se como tensão média do banco de baterias 144 V, tem-se que a tensão eficaz nominal de saída do Inversor é aproximadamente 110 V.

A relação entre os enrolamentos do transformador referentes a tensão de saída do Inversor e a tensão de entrada do estabilizador é, então, de 1:1,7.

Na figura 3.21 é mostrado o esquema do transformador acima definido.

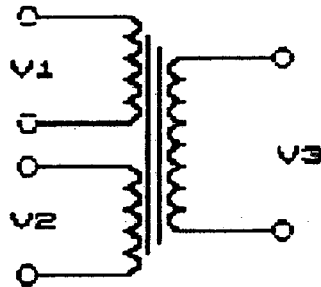


Figura 3.21- Transformador adaptador.

V1- tensão proveniente da rede elétrica;

V2- tensão de saída do inversor;

V3- tensão de entrada do estabilizador.

De acordo com os resultados de simulação define-se a potência total exigida do transformador $P_{total} = 4 \text{ kVA}$, isto é: $I_1 = 18 \text{ A}$, $I_2 = 21 \text{ A}$ e $I_3 = 36 \text{ A}$.

3.5 Chave Estática

A chave estática desempenha o papel de comutador da tensão de entrada do estabilizador da rede para o Inversor e vice-versa. A mudança da fonte de alimentação do estabilizador (rede ou Inversor) é vinculada diretamente ao nível da tensão em que a rede se encontra.

O comando da chave estática deverá comutar da rede para o Inversor, sempre que a tensão da rede for inferior a um determinado limite ajustável. Da mesma maneira, no momento em que a tensão da rede se restabelecer, a chave estática deve comutar do Inversor para a rede. Na figura 3.22 é apresentado o esquema básico da chave estática.

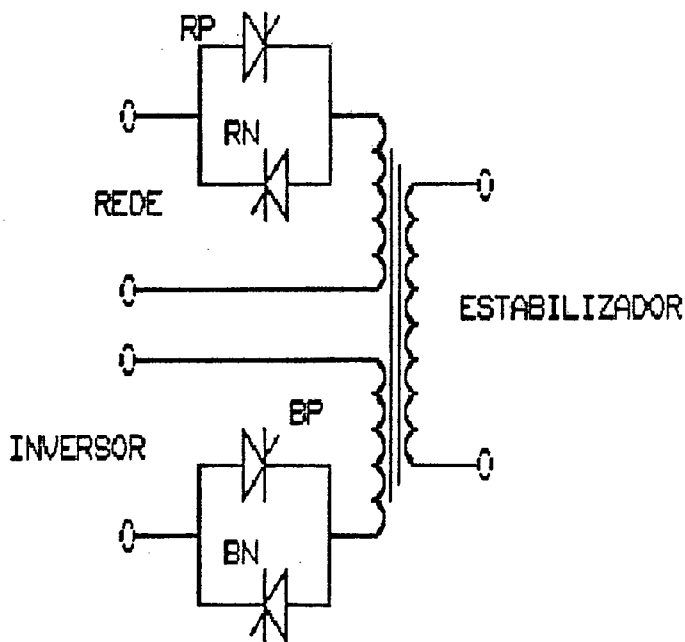


Figura 3.22- Chave estática.

As comutações devem ser instantâneas, a fim de que a carga não sinta a transferência. Deve-se notar, portanto, que é necessário sincronismo exato do Inversor com a rede durante as comutações.

3.5.1 Dimensionamento dos tiristores

O dimensionamento dos tiristores deve prever uma possível falha de polaridade do Inversor. Desta forma, a tensão reversa repetitiva de pico (V_T) que o tiristor deve suportar é duas vezes maior que a tensão de saída de pico da rede máxima (do inversor ou da rede, dependendo da posição ocupada).

Portanto, os dados dos tiristores exigidos para a entrada de potência da rede (R_P e R_N) são:

$$V_T = 800 \text{ V};$$

$$I_{T(\text{méd})} = 12 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{máx})} = 18 \text{ A}.$$

De acordo com o catálogo do fabricante [3,4] o tiristor selecionado é o SKT16/10; que pelos dados fornecidos tem-se:

$$E_o = V_T = 3 \text{ V}$$

$$R_o = R_T = 20 \text{ m}\Omega;$$

$$R_{thjc} = 0,9 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thch} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W};$$

$$T_{máx} = 150 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Assim, pelas equações (3.7) e (3.8), o dissipador selecionado é KP2/80 [4].

Para os tiristores da entrada de potência do inversor (B_P e B_N), os dados exigidos são:

$$V_T = 600 \text{ V};$$

$$I_{T(\text{méd})} = 17 \text{ A};$$

$$I_{T(\text{fuz})} = 25 \text{ A}.$$

De acordo com o catálogo do fabricante [3,4], o tiristor selecionado é SKT16/08; cujos dados relativos ao cálculo da potência por ele dissipada são iguais aos do tiristor SKT16/10 (descritos acima). Da mesma forma, pelas equações (3.7) e (3.8), seleciona-se o dissipador KP2/80 [4].

3.6 Conclusão

Devido à topologia do sistema proposto, o dimensionamento dos elementos de potência é feito iniciando-se pelo estabilizador, o qual representa o módulo principal (uma vez que se encontra em série com a carga).

Os módulos transformador, chave estática e Inversor são projetados a partir dos dados relativos ao estabilizador, sendo baseados em resultados de simulação e expressões (ábacos), a fim de que, além da funcionalidade, presente, também, baixo custo, peso e volume.

CAPITULO 4

**CIRCUITOS DE CONTROLE, COMANDO, E
SUPRESSOR DE SOBRETENSÖES DO
ESTABILIZADOR**

4. CIRCUITO DE CONTROLE, COMANDO, E SUPRESSOR DE SOBRETENSÕES DO ESTABILIZADOR

4.1 Introdução

A operação do Inversor e da chave estática está diretamente ligada à tensão da rede de alimentação, exigindo sincronismo e detecção de nível Instantâneo para o funcionamento adequado da estrutura.

As características dinâmicas da tensão de saída do sistema proposto dependem diretamente do estabilizador, as quais poderiam ser relacionadas como segue; erro estático mínimo, agilidade nas variações da carga e/ou da tensão de entrada, tensão de saída estável (sem oscilações permanentes).

4.2 Circuito de controle/comando do estabilizador

Na figura 4.1 é apresentado o esquema do circuito de potência do estabilizador de tensão.

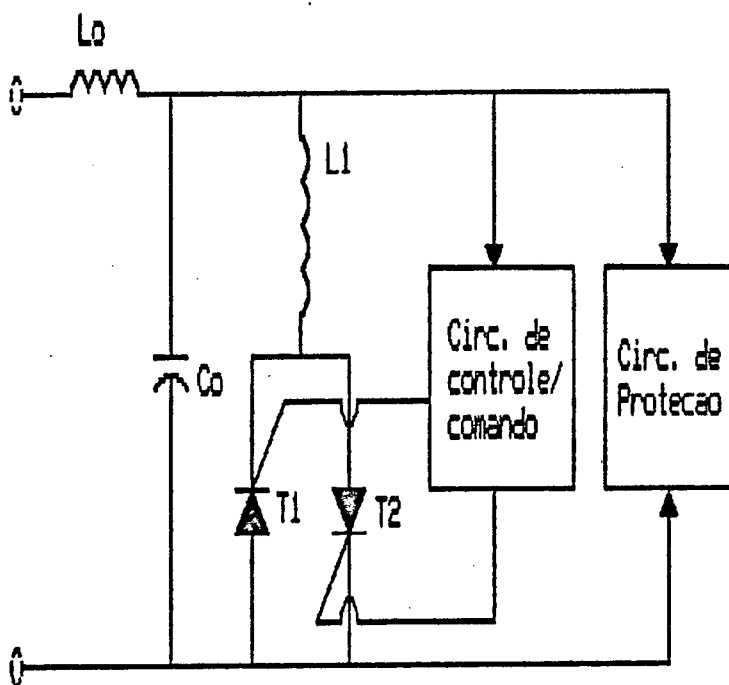


Figura 4.1- Circuito de potência do estabilizador de tensão.

Na figura 4.2 é apresentado o circuito de controle/comando, em forma de diagrama de blocos.

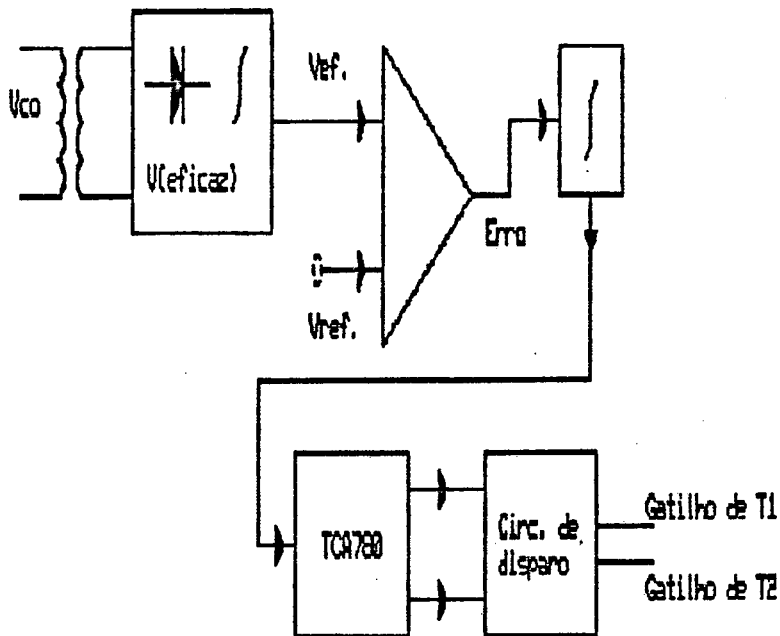


Figura 4.2- Diagrama de blocos do circuito de controle/comando do estabilizador de tensão.

Basicamente, o circuito de controle/comando compara a tensão de saída do estabilizador com o valor de referência atuando no ângulo de disparo dos tiristores. Desta forma, a tensão de saída é regulada.

4.2.1 Obtenção do valor eficaz da tensão de saída

Na figura 4.3 é apresentado o circuito integrador da tensão de entrada retificada, isto é, detector do valor eficaz da tensão de saída. O circuito é formado por dois integradores complementares (referentes ao semiciclo positivo e negativo da tensão), os quais mantêm o valor final da integração durante o próximo semi-ciclo. Assim, a tensão amostrada é composta por níveis constantes de 8.333 ms de duração (metade do período).

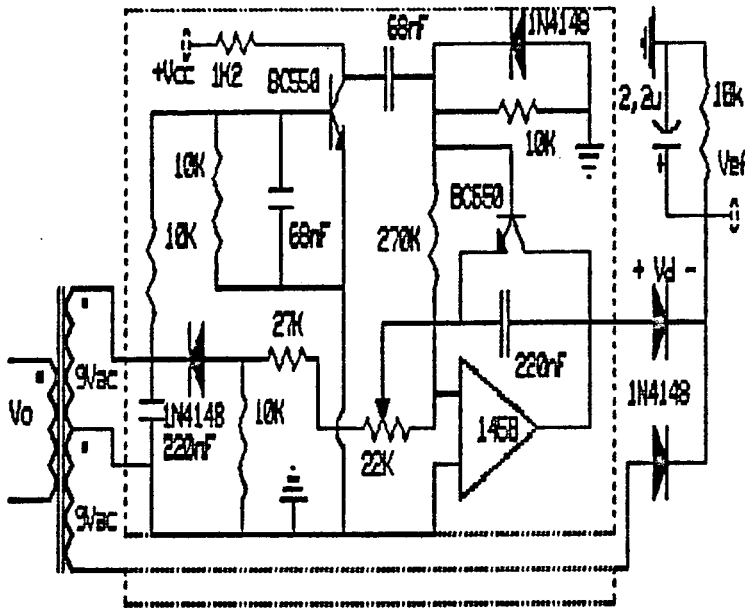


Figura 4.3- Circuito detector do valor eficaz.

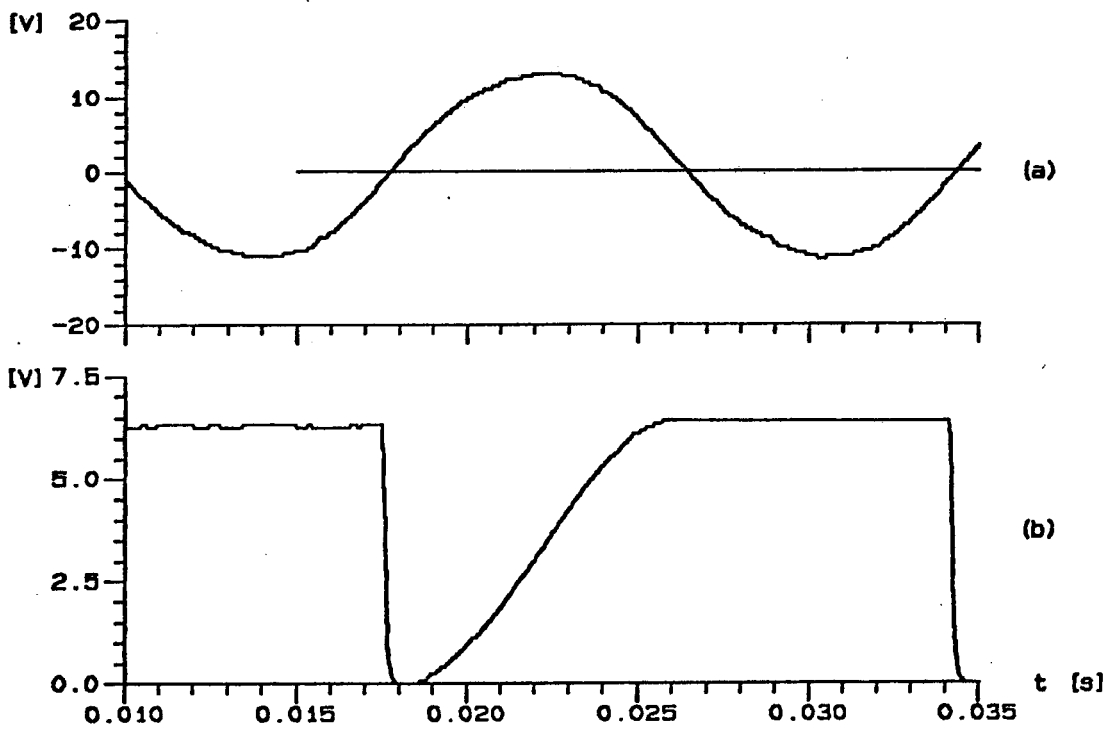


Figura 4.4- (a) tensão de entrada do circuito integrador;
(b) tensão de saída do circuito integrador.

Na figura 4.4 é apresentada a tensão de entrada e saída do circuito Integrador (Integrador referente ao semiciclo positivo da tensão).

A equação (4.1) descreve a tensão de saída do Integrador em função da tensão de saída do estabilizador de tensão V_{out} .

$$V_{ef} = 4,77 \int_0^{8.33ms} V_{out}.dt - V_d \quad (4.1)$$

4.2.2 Circuito de controle

Na figura 4.5 é apresentado o circuito de controle da tensão de saída do estabilizador.

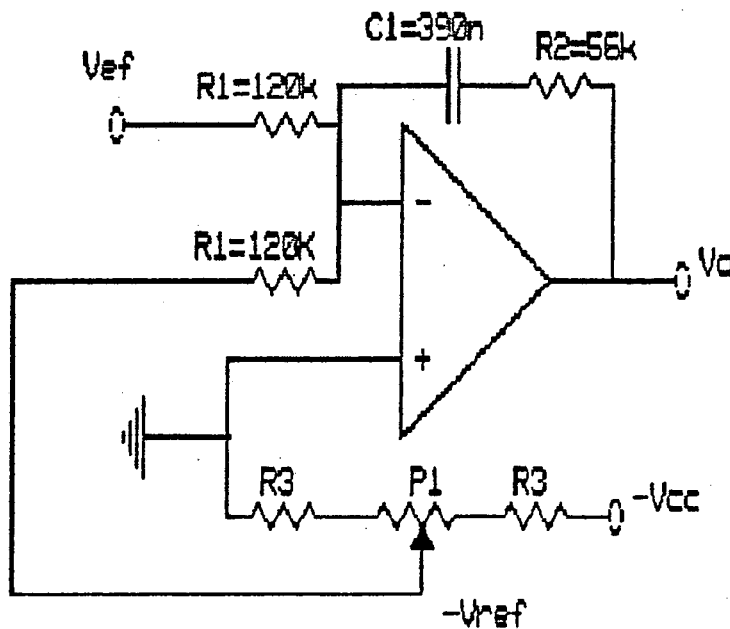


Figura 4.5- Circuito de controle do estabilizador de tensão.

Levando-se em conta a frequência de amostragem da tensão de saída (120 Hz), a constante de tempo do circuito Integrador R_1C_1 deve ser muito superior, isto é: $R_1C_1 \gg 8.333$ ms. Assim, as oscilações permanentes provocadas pela malha de realimentação são reduzidas.

O compensador apenas como integrador torna-se lento, não sendo satisfatório nas transições bruscas de carga e/ou da tensão de alimentação. O ganho proporcional (R_2/R_1) aumenta a eficiência do controlador, diminuindo as oscilações de regime e tornando o sistema mais ágil durante os transitórios.

4.2.3 Circuito de comando

Na figura 4.6 é apresentado o circuito de comando dos tiristores do estabilizador de tensão.

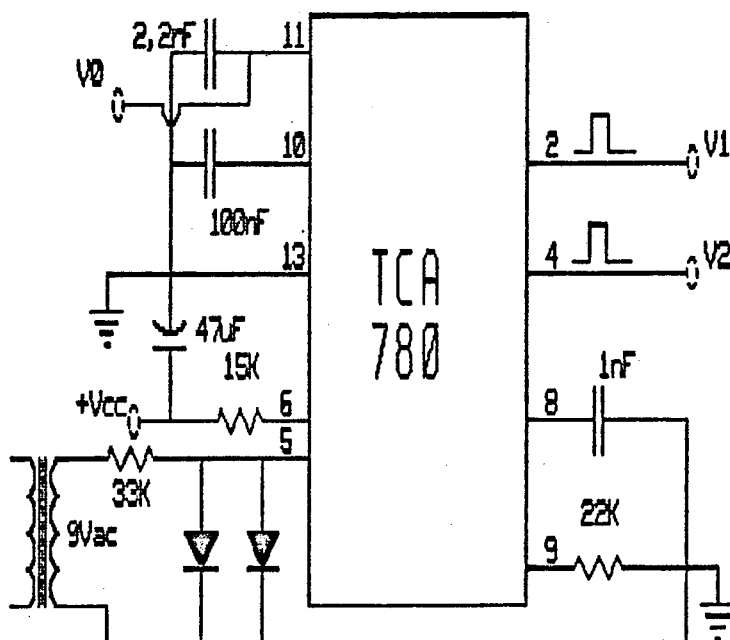


Figura 4.6- Circuito de comando dos tiristores.

Para o comando de tiristores, nas aplicações de baixa frequência, o circuito Integrado TCA780 revela-se bastante eficiente e robusto [9]. Através

da comparação da tensão de entrada (pino 11) com uma onda triangular gerada internamente (pino 10), é determinado o ângulo de disparo dos tiristores.

Os pulsos de comando gerados são sincronizados com a tensão do pino 5; assim, os disparos são sincronizados com a tensão de saída do estabilizador.

4.2.3.1 Circuito de disparo dos tiristores

Na figura 4.7 é apresentado o circuito de disparo dos tiristores.

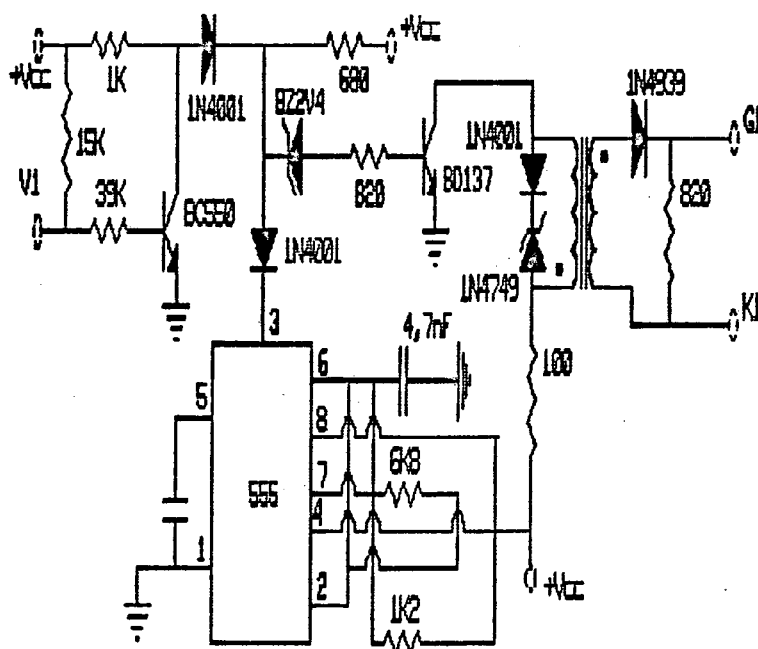


Figura 4.7- Circuito de disparo dos tiristores.

Os pulsos gerados pelo TCA780 são de baixa frequência (60 Hz). O circuito Integrado 555 (temporizador) é usado para aumentar a frequência dos disparos, e com isso aumentar a eficiência do comando.

Através de uma porta lógica NAND discreta, o sinal gerado pelo TCA780 é recortado pela tensão de saída do 555 (20 kHz aproximadamente).

Desta forma, o tamanho do transformador de isolamento do comando dos tiristores exigido é sensivelmente reduzido.

4.2.4 Circuito grameador de tensões transitórias

Nos ensaios de retirada abrupta da carga realizados com a estrutura, a tensão de saída do estabilizador (figura 4.8) apresentou valores transitórios muito elevados (100% do valor de regime permanente).

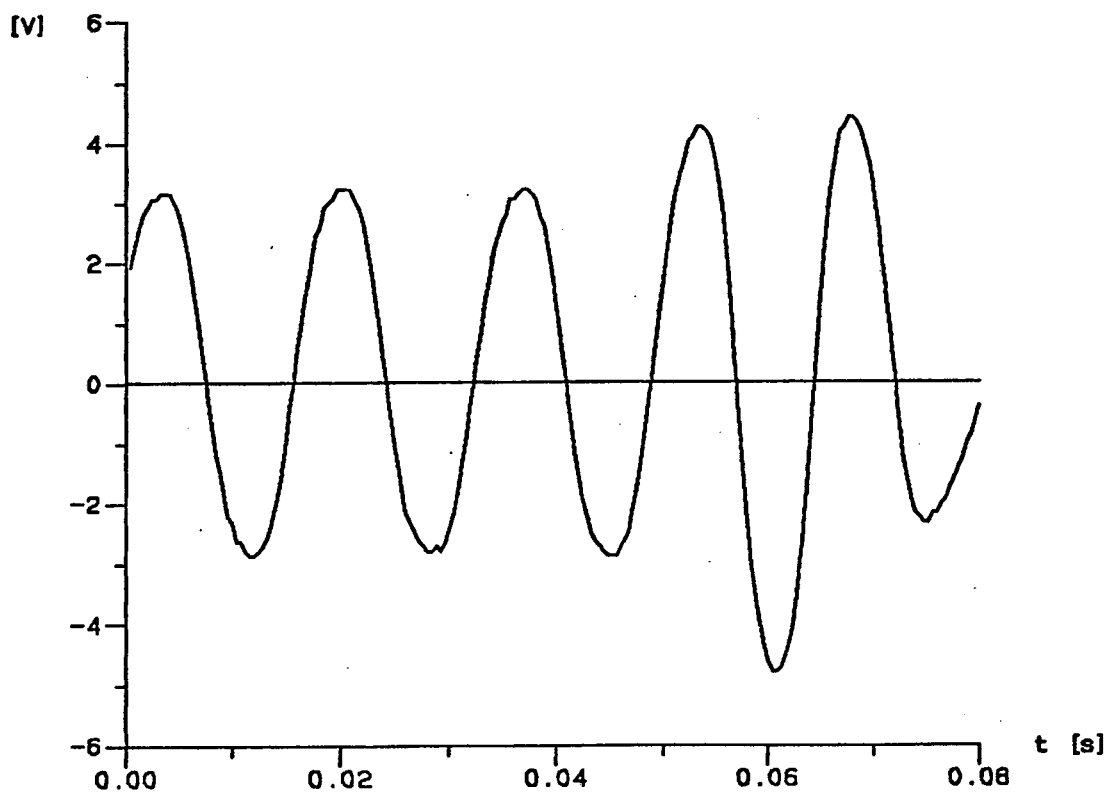


Figura 4.8- Tensão de saída transitória (/100), obtida com a retirada abrupta da carga nominal do estabilizador (3 kVA).

Deve-se notar que esta sobretensão é inerente à topologia do circuito estabilizador, pois o seu princípio de funcionamento está baseado na acumulação de energia nos indutores, energia esta que, quando a carga é

retirada, transfere-se para o capacitor, gerando assim as tensões elevadas na saída do estabilizador. Os fatores principais que levam a esta característica são:

- o circuito atua na estabilização da tensão com baixa frequência de chaveamento (tiristores- 60 Hz);
- o estabilizador armazena transitoriamente a energia a ser transferida à carga;
- a tensão de amostragem de V_{out} se refere ao semiciclo anterior.

Surge, desta forma, a necessidade de limitar o valor da tensão transitória. Pela figura 4.8, nota-se que o tempo de duração do transntório é cerca de 30 ms. Na figura 4.9 é apresentado o circuito limitador de tensão ideal associado ao estabilizador de tensão.

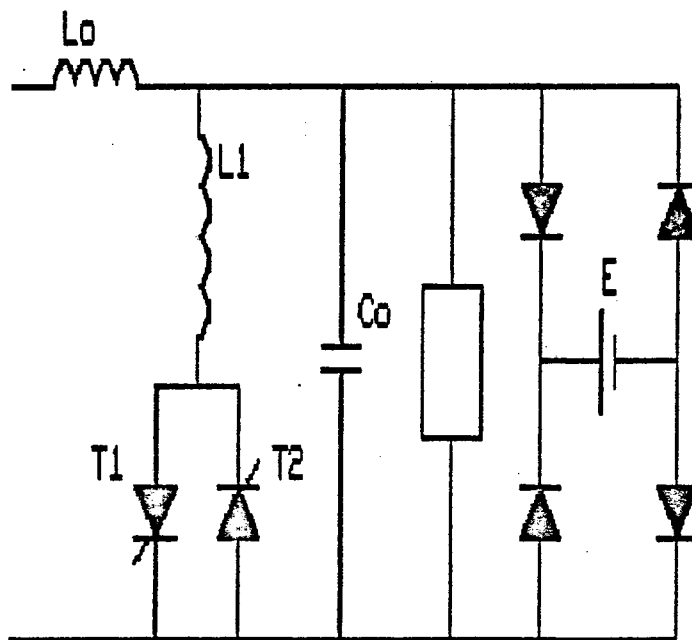


Figura 4.9- Circuito limitador de tensão ideal associado ao estabilizador.

As características principais desejadas para o circuito limitador de tensão são:

- carácter não dissipativo;
- precisão;
- confiabilidade;
- baixo custo.

O circuito associado ao estabilizador mostrado na figura 4.10, efetua a supressão do transitório de tensão da carga, regenerando a energia acumulada no indutor e no capacitor do estabilizador para as baterias.

Este circuito é não dissipativo e robusto (confiabilidade), mas não cumpre os requisitos de precisão e baixo custo, pois:

-a tensão nas baterias E_{bat} não é constante, o que resulta em nível variável da tensão de saída;

-o transformador necessário para reduzir a sobretensão a 20% do valor nominal, deve ser dimensionado para uma potência aparente de 1 kVA aproximadamente, para uma carga nominal de 3 kVA.

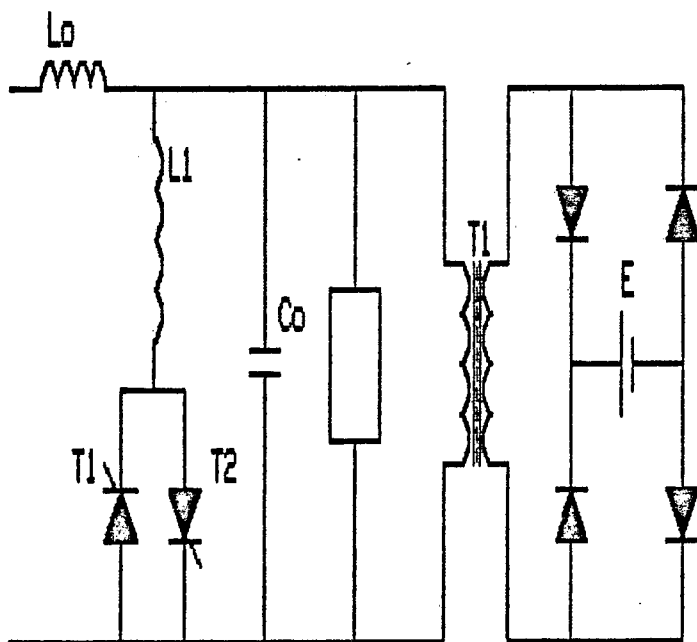


Figura 4.10- Circuito limitador de tensão regenerativo.

Outra solução proposta [10], que atende aos requisitos de precisão, confiabilidade e baixo custo, é o circuito limitador de tensão associado ao estabilizador, com característica dissipativa, apresentado na figura 4.11. Convém notar que a atuação do circuito limitador de tensão fica condicionada a eventos não frequentes, de modo que a característica dissipativa não influencia o rendimento global da estrutura.

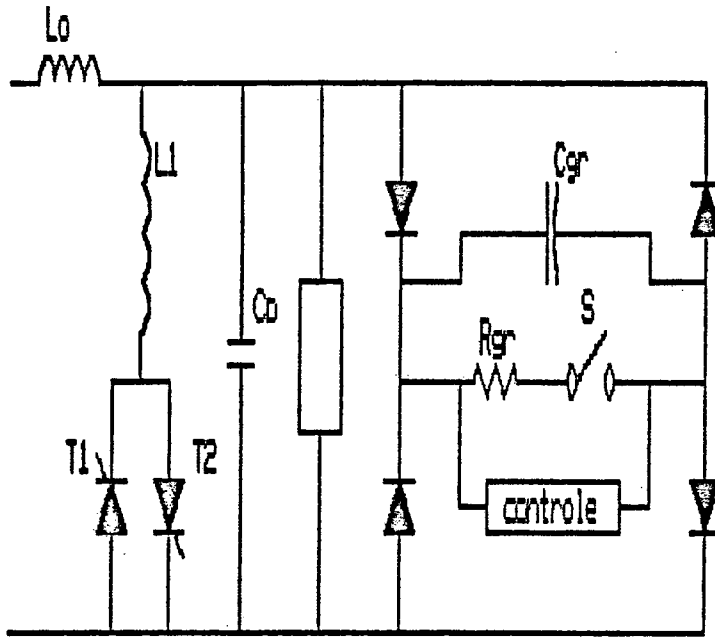


Figura 4.11- Circuito limitador de tensão implementado.

4.2.4.1 Princípio de Operação:

Normalmente, o capacitor C_{gr} encontra-se carregado com a tensão de saída do estabilizador (valor de pico; $V_{Cgro}=311\text{ V}$). Quando ocorre uma sobretensão na saída, os diodos entram em condução (para $|V_{out}| > V_{Cgro}$) e o capacitor equivalente assume o valor $C_{eq}=C_0+C_{gr}$, reduzindo assim a sobretensão inicial.

No instante em que $V_{Cgr} > V_m$ (V_m : sobretensão máxima admissível na carga), o circuito de controle aclona a chave S , descarregando C_{gr} até a tensão inicial de regime V_{Cgro} através da resistência R_{gr} . Na figura 4.12 é

apresentado o resultado da simulação em computador do transitório de retirada da carga nominal para a estrutura estabilizadora mostrada na figura 4.1.

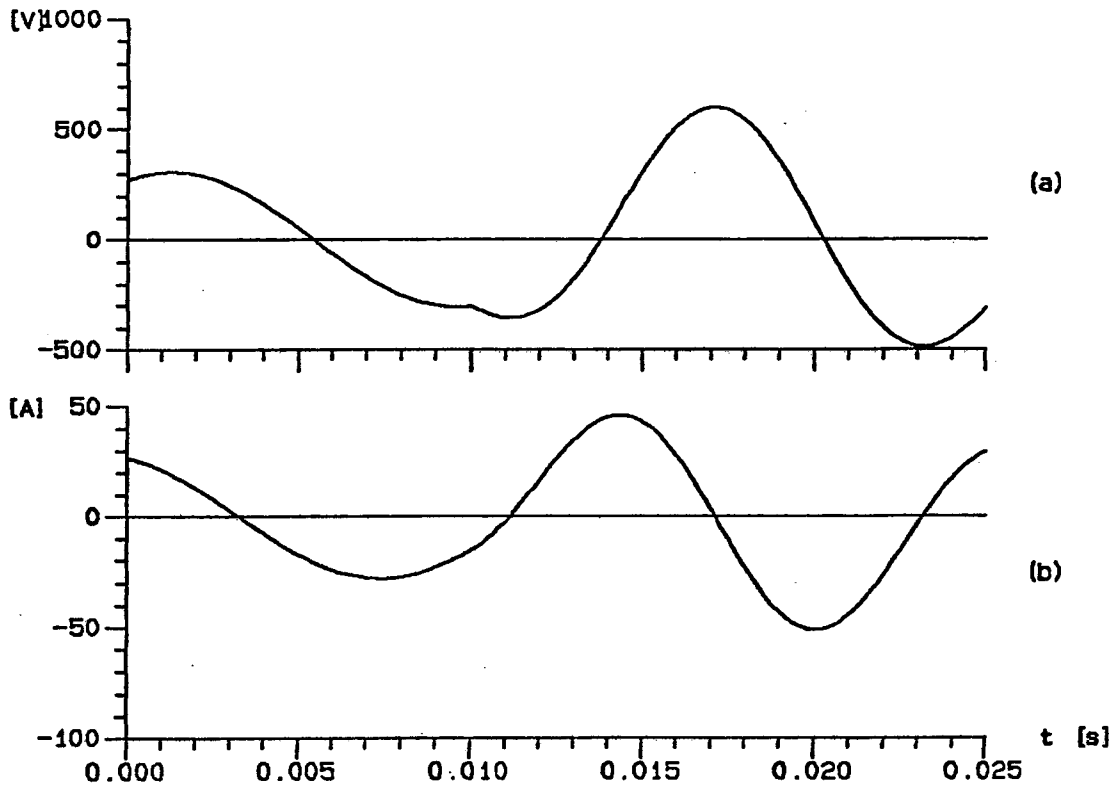


Figura 4.12- Tensão e corrente transitórias do circuito estabilizador (resultados obtidos por simulação).

4.2.4.2-Expressões Principais

A expressão (4.2) representa a tensão V_{out} durante o transitório de retirada da carga nominal, supondo que o circuito de controle não altere o valor da capacitância equivalente do estabilizador (caso mais crítico).

$$V_{out}(t) = A \cos \omega t + \frac{B}{\omega} \sin \omega t + e^{-\frac{t}{R_o C_o}} \left[(-A + V_{Co}) \cos \omega t + \left(D + \frac{V_{Co} + A}{2R_o C_o} + V_{Co}' \frac{\sin \omega t}{\omega} \right) \right] \quad (4.2)$$

A expressão (4.3) fornece o valor do pico máximo de tensão transitória no capacitor C_o após a associação do circuito limitador.

$$V_{outmax} = 280Fr + 2V_d \quad (4.3)$$

onde:

$$A = V_p R_o^2 (1 - L_o C_o \omega^2) / Den$$

$$B = V_p R_o \omega^2 / Den$$

$$D = -V_p R_o / (C_o Den)$$

$$Den = L_o^2 \omega^2 + R_o^2 (1 - L_o C_o \omega^2)^2$$

$$Fr = C_o / (C_o + C_{gr})$$

$$V_p = \sqrt{2 * V_{Co}(eficaz)}$$

$$\omega_o = \sqrt{[1 / (L_o C_o) - 1 / (4 R_o^2 C_o^2)]}$$

$$V_{Co} = V_p \cos(\omega t - 29.6^\circ)$$

$$V_{Co}' = 8.28 E 5 \cos(\omega t + 60.4^\circ)$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s}$$

$$V_d = 2.5 \text{ V}$$

$$V_{Co}(eficaz) = 220 \text{ V}$$

$$L_o = 15 \text{ mH}$$

$$C_o = 180 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_o = R_{carga}$$

$$C_{gr} = 2200 \text{ } \mu\text{F}$$

4.2.4.3-Circuito Limitador Implementado

O circuito limitador implementado é composto de três blocos: circuito de potência, fonte de alimentação de 15 V / 30 mA e circuito de controle/comando do MosFet.

4.2.4.3.1- Circuito de potência

Na figura 4.13 é apresentado o circuito de potência do limitador de tensão implementado.

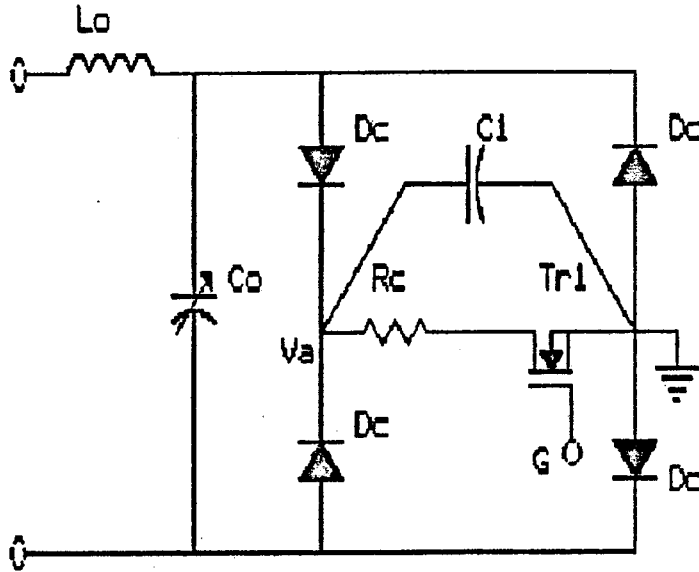


Figura 4.13- Circuito de potência do limitador de tensão implementado.

Baseando-se nos resultados de simulação e dos ensaios realizados, a corrente máxima que deve ser drenada para suprimir a sobretensão é da ordem de 40 A.

O resistor Rgr deve ser dimensionado para dissipar a energia excedente do capacitor Cgr. Desta forma, os componentes ficam assim dimensionados:

$$D = D_c = \text{SKE4F2/08}$$

$$C_{gr} = C_1 = 2200 \mu\text{F} / 400 \text{ V}$$

$$R_{gr} = R_c = 47 \Omega / 50 \text{ W}$$

$$M_{gr} = \text{Tr1} = \text{BUZ210}$$

4.2.4.3.2-Fonte auxiliar

Na figura 4.14 é apresentada a fonte de alimentação do circuito de controle/comando do limitador de tensão implementado.

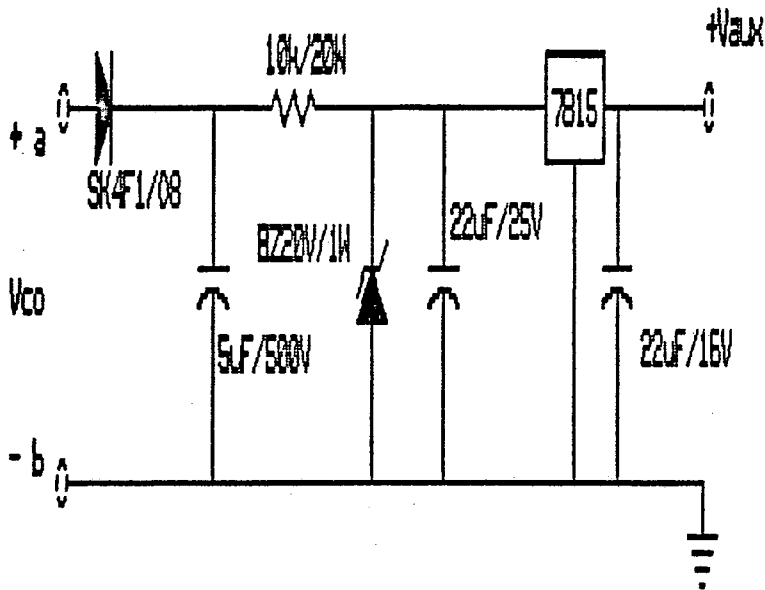


Figura 4.14- Fonte auxiliar de alimentação do limitador de tensão implementado.

A seguir é descrita a relação dos componentes:

D1=SK4F1/08

D2=1N4746

R1=10 kΩ / 20 W

C1=5 μF / 500 V

C2=22 μF / 25 V

C3=22 μF / 16 V

X1=MC7815CT

4.2.4.3.3-Circuito de controle/comando do MosFet

Este bloco é composto de um comparador de tensão e do circuito de comando de gate do MosFet, o qual é mostrado na figura 4.15.

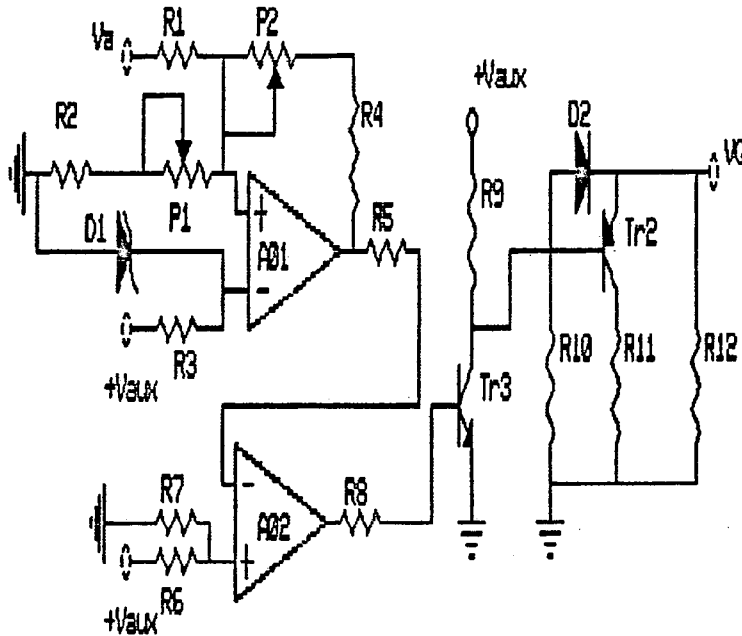


Figura 4.15- Circuito de controle/comando do MosFet.

Relação dos componentes do circuito de controle/comando de gate:

R1=100 k Ω / 1 W R2=1,5 k Ω R3=8,2 k Ω ;

R4=100 k Ω P1=1 k Ω P2=50 k Ω ;

D1=D2=1N4148 R5=R8=R10=R12=12 k Ω R6=56 k Ω ;

R7=3,9 k Ω R9=1,2 k Ω R11=0,12 k Ω ;

AO1=AO2=LM324 Tr1=BC550 Tr2=BC308

Obs: Quando não Indicada, a potência dos resistores é Igual à 1/8 W.

4.2.4.4 Resultados experimentais: estabilizador e circuito supressor de transitórios

Para validar os resultados teóricos apresentados (expressões (4.2) e (4.3)) e as simulações realizadas, foram efetuados ensaios com a estrutura implementada (estabilizador e circuito supressor de transitórios). Na figura 4.16 é mostrada a tensão de saída para o transitório de retirada abrupta da carga nominal.

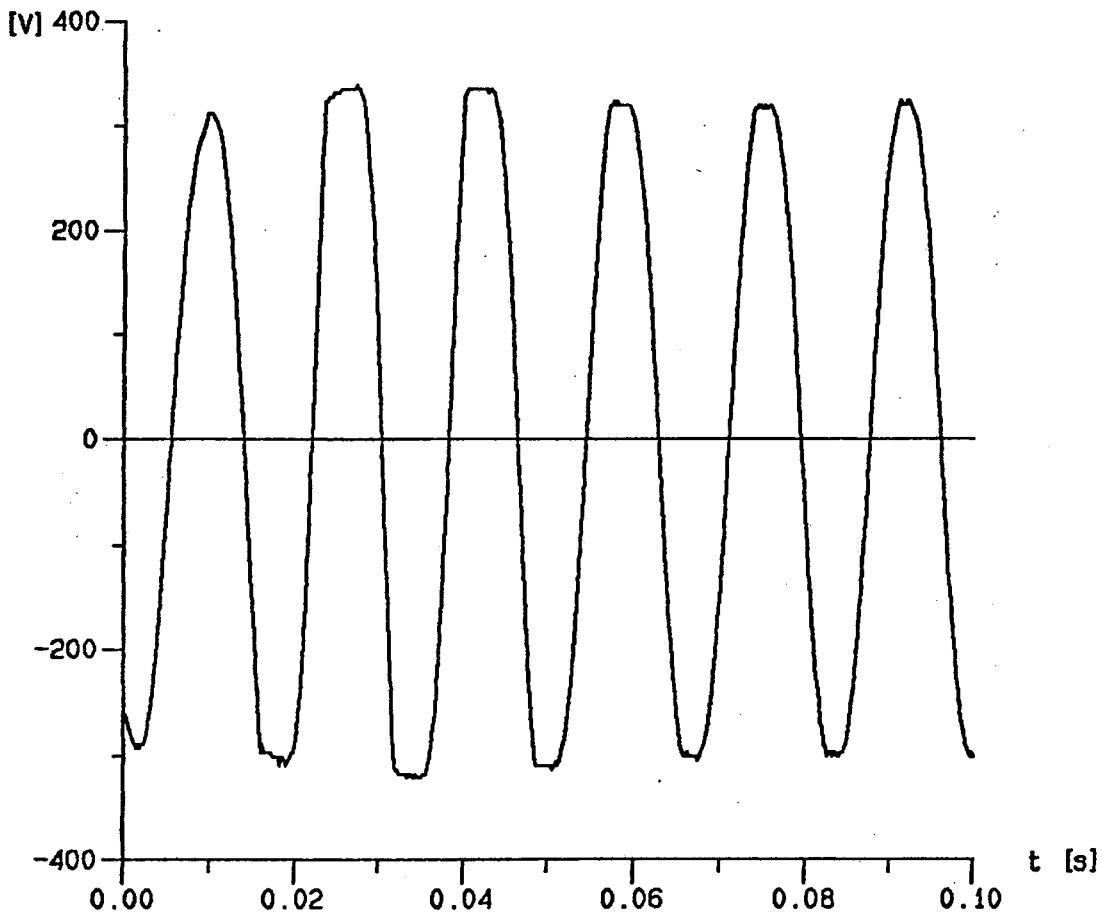


Figura 4.16- Tensão de saída do estabilizador, obtida por ensaio, com retirada abrupta da carga nominal.

4.3 Circuito de controle/comando do Inversor e da chave estática

Na figura 4.17 é apresentado, na forma de diagrama de blocos, o circuito de controle/comando do inversor e da chave estática.

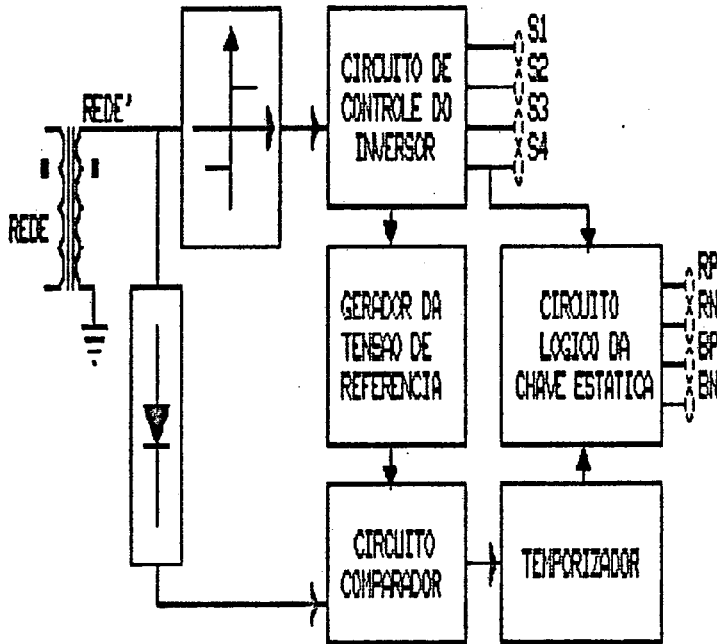


Figura 4.17- Circuito de controle/comando do inversor e da chave estática.

4.3.1 Circuito de Controle do Inversor

Enquanto a rede estiver alimentando a carga ($220\text{ V} \pm 15\%$), o comando deve ser mantido em sincronismo com a rede. Do mesmo modo, o circuito deve manter a frequência inalterada na ausência da rede. Na figura 4.18 é apresentado o circuito sincronizador/gerador de 60 Hz.

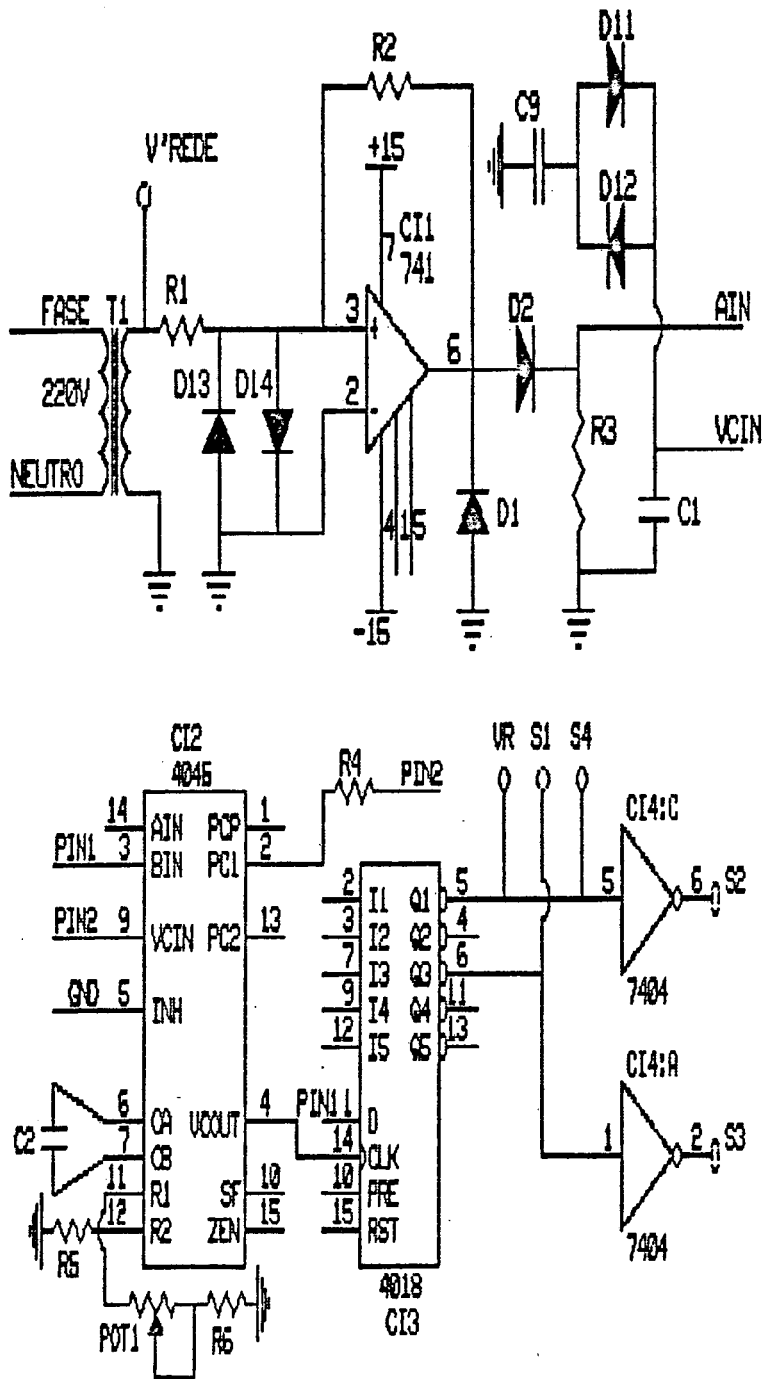


Figura 4.18- Circuito sincronizador/gerador de 60 Hz para o controle do inversor.

O CI 4018 desempenha dupla função: divisor de frequência e defasador dos pulsos de comando do Inversor. Desta forma, a defasagem de 60° dos pulsos entre cada braço do Inversor é obtida com precisão e simplicidade.

O sub-circuito formado por C1, C9, D11 e D12 representa um capacitor não linear, o qual suaviza os transitórios de entrada/saída da rede. Para pequenas variações de fase/frequência da tensão da rede o capacitor C9 não interfere; mantendo rápida, neste caso, a constante de tempo do filtro da tensão de saída do comparador de fase do PLL.

Na figura 4.19 são apresentadas as tensões de referência da rede (pino 14- CI2), saída do VCO- Voltage Controlled Oscillator (pino 4- CI2), comando dos tiristores T1 e T4 (pinos 4 e 5- CI3) e tensão de saída do divisor de frequência (pino 3- CI2), respectivamente.

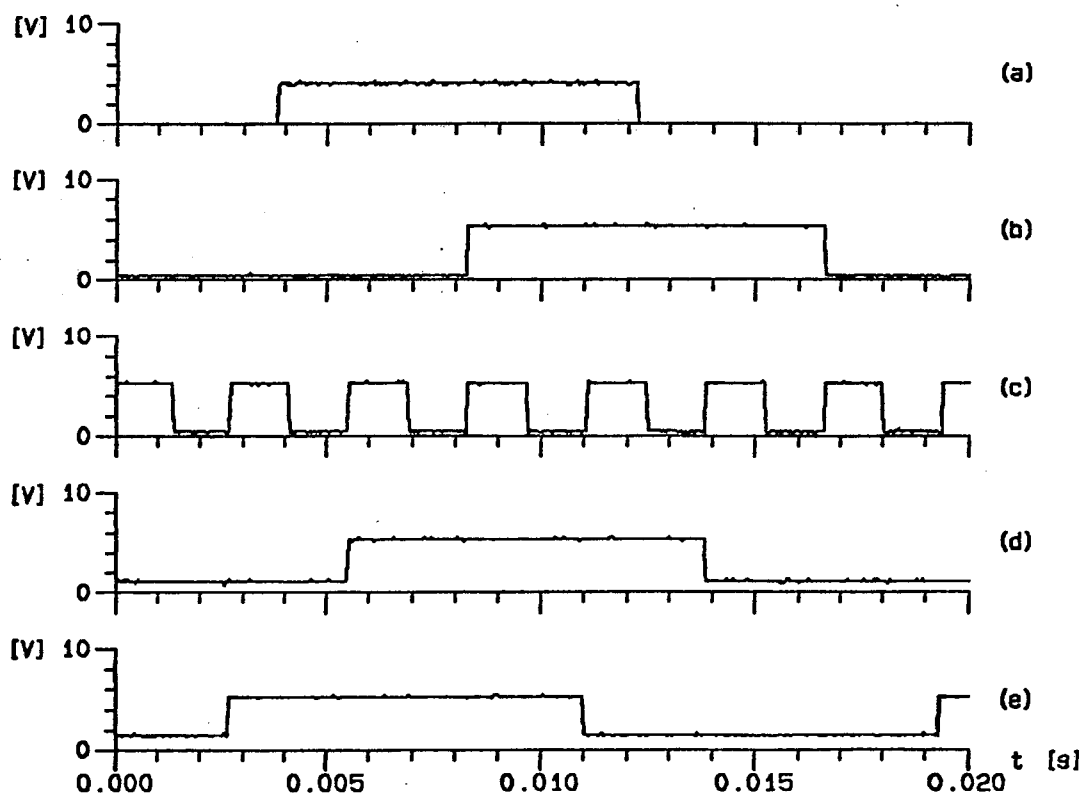


Figura 4.19- (a) tensão de referência da rede A_{in} ; (b) B_{in} ; (c) V_{Cout} ; (d) $S1$; (e) $S4$.

4.3.2 Circuito de controle /comando da chave estática

A chave estática tem como função detectar o nível da tensão instantânea da rede e com isto transferir o estabilizador de tensão da rede para o Inversor ou vice-versa.

O circuito de controle/comando da chave estática compara a tensão da rede com uma tensão de referência gerada através de uma memória EPROM, conferindo precisão e confiabilidade ao sistema.

É composto, basicamente pelos circuitos gerador da tensão de referência, retificador da tensão da rede, coordenador da transferência, comparador, temporizador, coordenador da polaridade da tensão de saída, circuito lógico e de comando dos tiristores.

4.3.2.1 Gerador da tensão de referência

Para definir uma tensão senoidal com precisão e qualidade ótimas, é necessário tomar pelo menos 100 pontos por período. Por apresentar menor complexidade de obtenção optou-se gerar 128 pontos por período, o que significa, portanto, uma frequência de varredura de 7680 Hz. Na figura 4.20 é apresentado o circuito gerador da tensão de referência V_{ref} .

Intercalando-se na saída do VCO do PLL (pino 4- CI5) um divisor (contador) por 128 (CI6) e fechando-se a malha de realimentação do PLL (CI5) com o sinal gerado pelo PLL sincronizador/gerador de 60 Hz (CI2), obtém-se a frequência de leitura da EPROM (CI10).

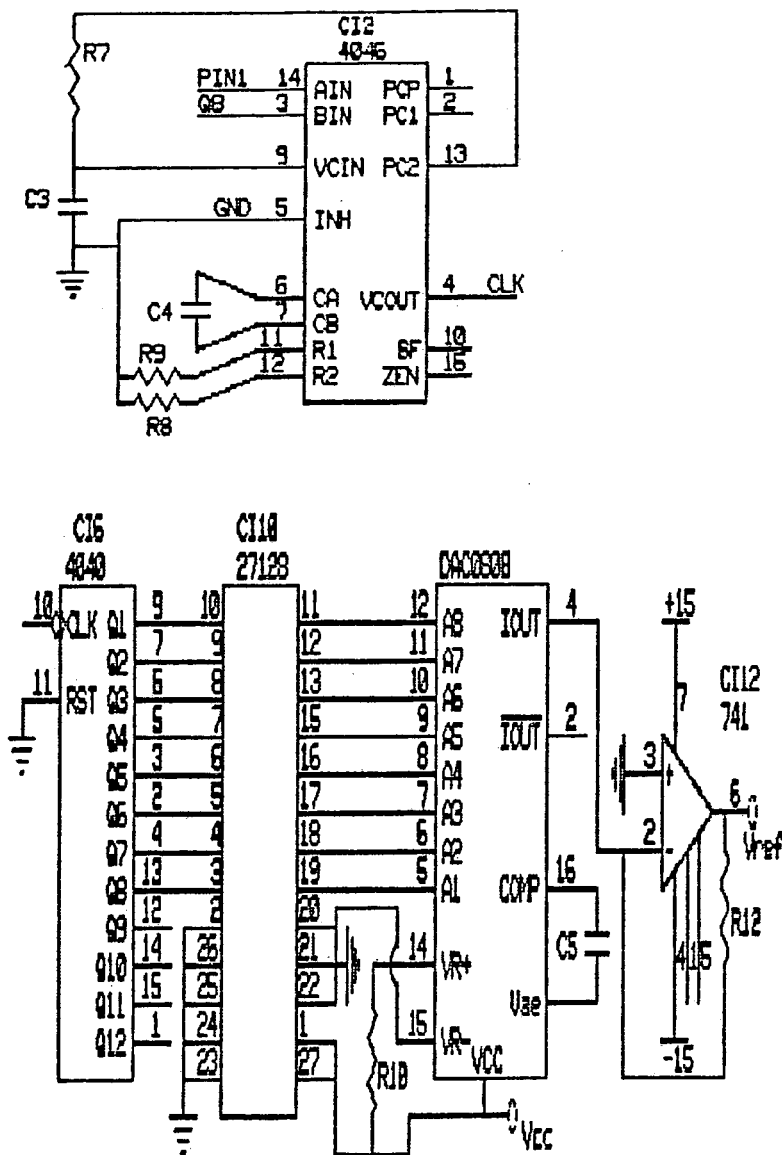


Figura 4.20- Circuito gerador da tensão de referência V_{ref} .

Portanto, com os circuitos integrados CD4046 e o CD4040, a EPROM 27128 é lida sequencialmente em sincronismo com a rede (quando existente).

Usando o conversor digital-analógico DAC0808 (CI11) e o amplificador operacional 741 (CI12), o conteúdo lido da memória EPROM é convertido na tensão senoidal retificada de referência V_{ref} , conforme indicada na figura 4.21.

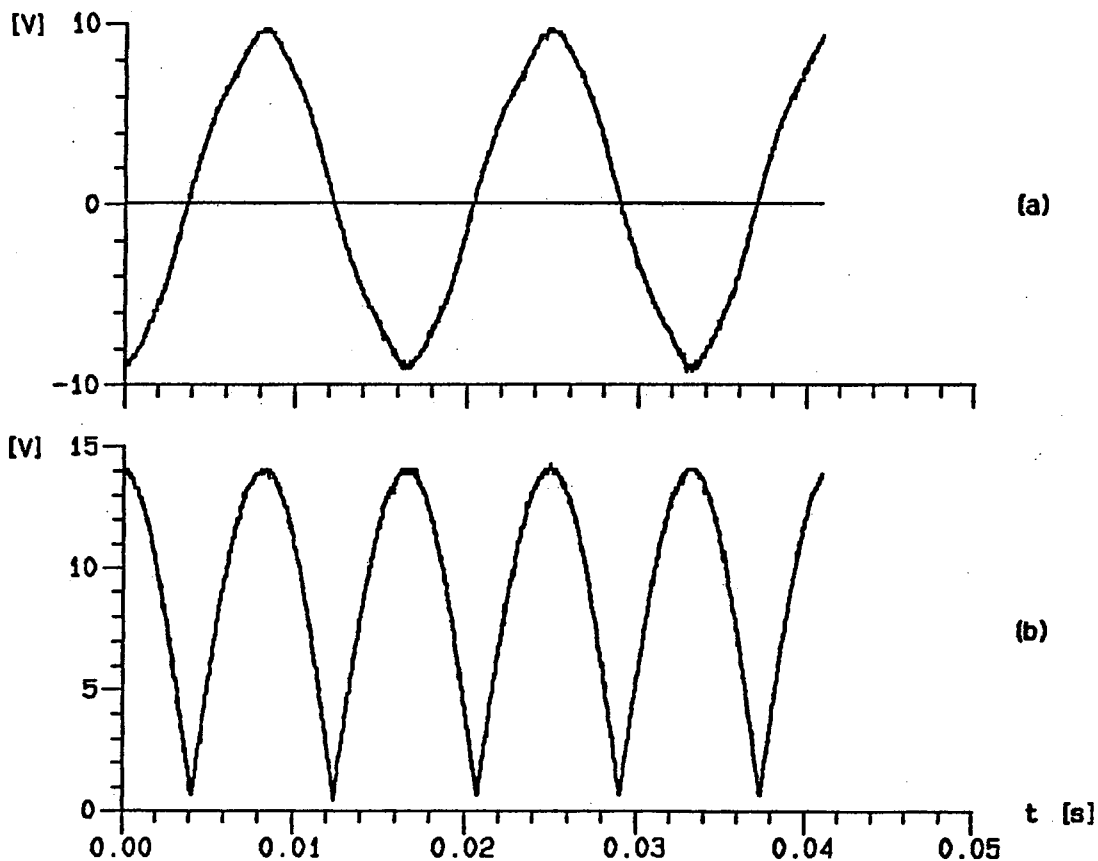


Figura 4.21- (a) tensão de referência da rede V'_{ref} ;
(b) tensão de referência V_{ref} .

Na figura 4.22 são apresentadas as tensões de entrada do PLL (pino 14- CI5), de saída do divisor por 128 (pino 3- CI5) e saída do VCO (pino 4- CI5), respectivamente.

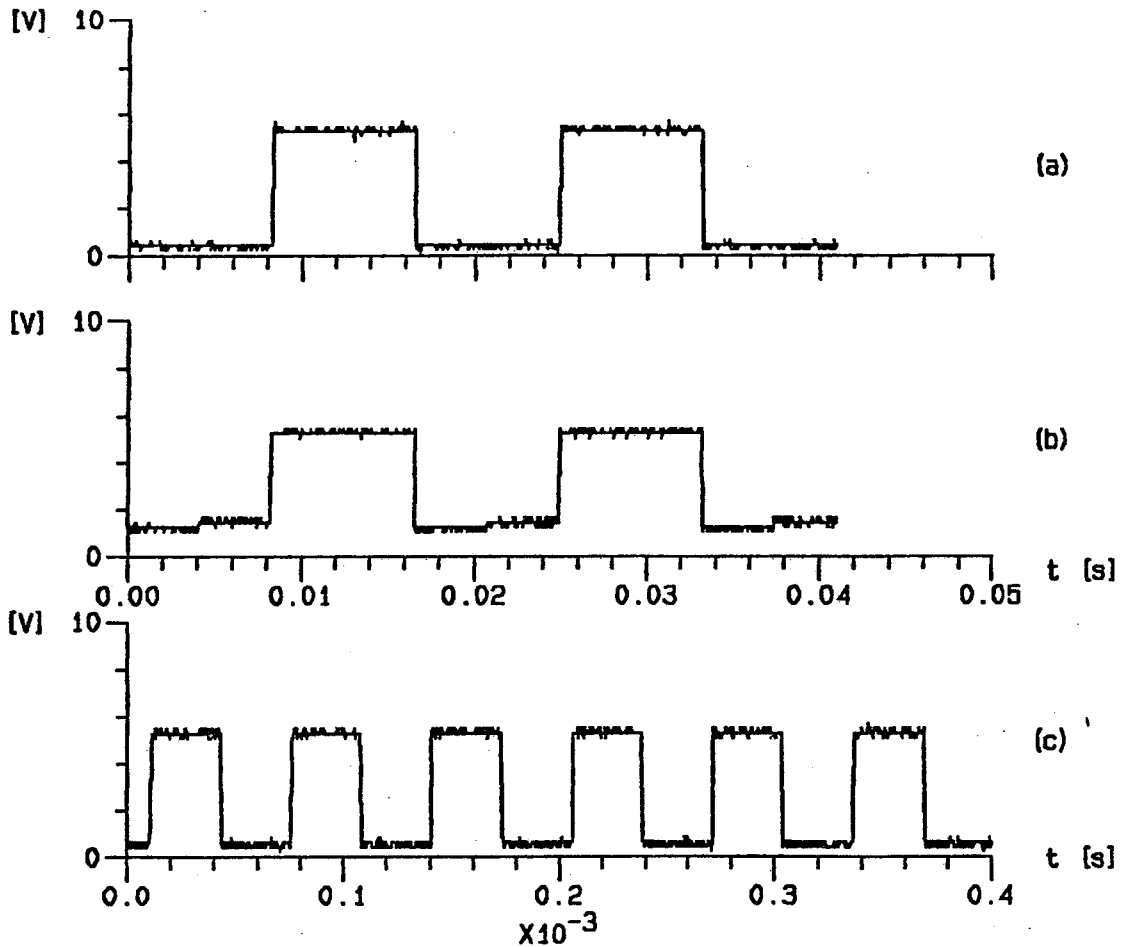


Figura 4.22- (a) tensão de entrada A_b ;
 (b) tensão realimentada B_b ;
 (c) tensão de saída do VCO VC_{out} .

4.3.2.2-Circuito retificador da tensão de referência da rede

Busca-se, com este circuito, anular o efeito da tensão de condução dos diodos (circuitos retificadores convencionais). Na figura 4.23 é apresentado o circuito retificador implementado, o qual possui características praticamente ideais. A tensão de entrada V'_{rede} e a tensão de saída retificada V_{ret} são mostradas na figura 4.24.

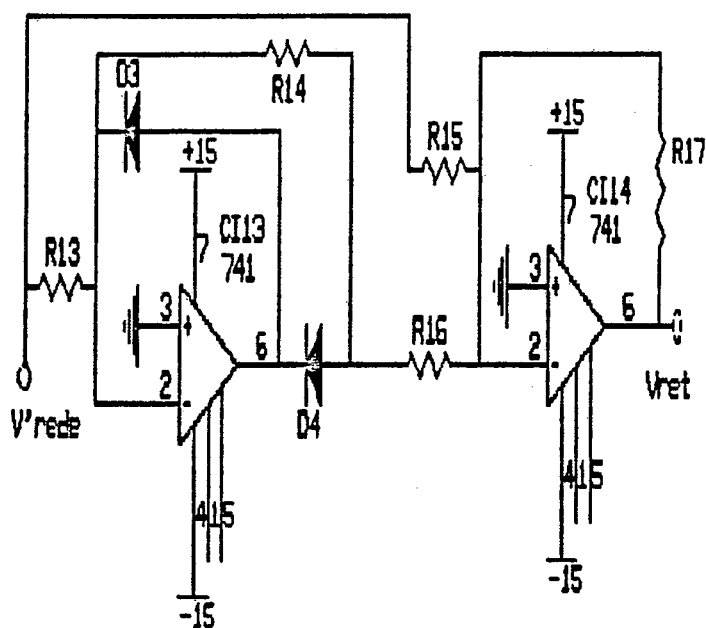


Figura 4.23- Circuito retificador implementado.

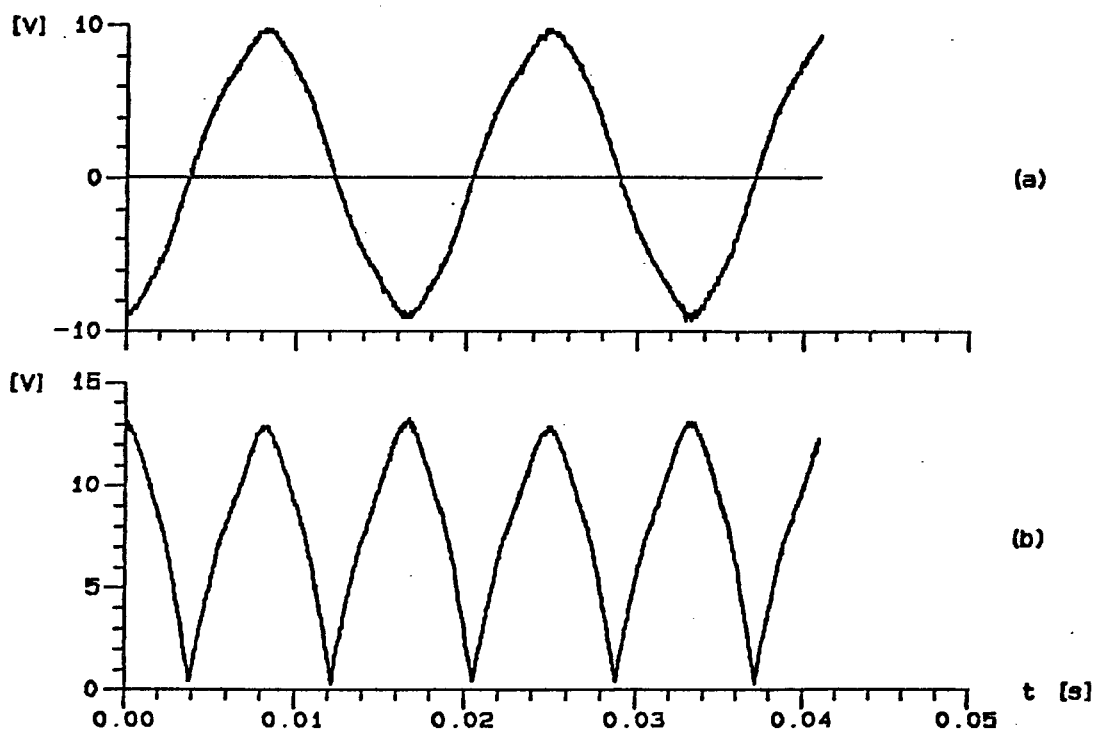


Figura 4.24 (a) tensão de entrada do circ. retificador V'_{rede} ;
(b) tensão de saída do circuito retificador V_{ret} .

4.3.2.3 Circuito coordenador da fonte de alimentação do estabilizador

Este circuito coordena o disparo dos tiristores da chave estática de acordo com o nível da tensão da rede. A rede deve permanecer alimentando a carga enquanto estiver com tensão de $220\text{ V} \pm 15\%$.

Durante a queda da tensão da rede a transferência da carga deve ser instantânea. Deste modo, a possibilidade de ocorrer transitórios na tensão de saída do estabilizador, é sensivelmente reduzida.

Entretanto, no retorno da rede, antes que seja feita a comutação da carga do Inversor para a rede, o sistema (comando do Inversor) deve estar em perfeito sincronismo.

O circuito coordenador é formado, basicamente, por dois sub-circuitos: circuitos comparador e temporizador de retorno da rede.

4.3.2.3.1 Circuito comparador

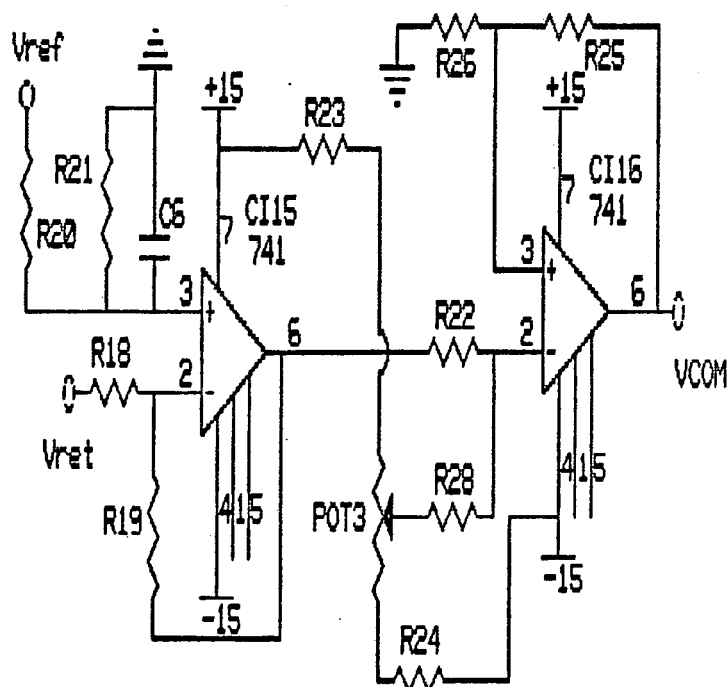


Figura 4.25- Circuito comparador com histerese.

Na figura 4.25 é apresentado o circuito comparador com histerese.

O nível da tensão de rede, o qual libera a transferência da carga do Inversor para a rede, deve ser superior àquele da transferência Inversa. Esta precaução (histerese no nível de tensão da rede) evita transferências transitórias desnecessárias.

4.3.2.3.2 Circuito temporizador

Na figura 4.26 é apresentado o circuito temporizador. Enquanto a tensão de saída do comparador V_{com} mantiver nível alto, o transistor TR_1 estará bloqueado. Assim a tensão de entrada do circuito temporizador (pino 6-CI17) permanece em nível alto.

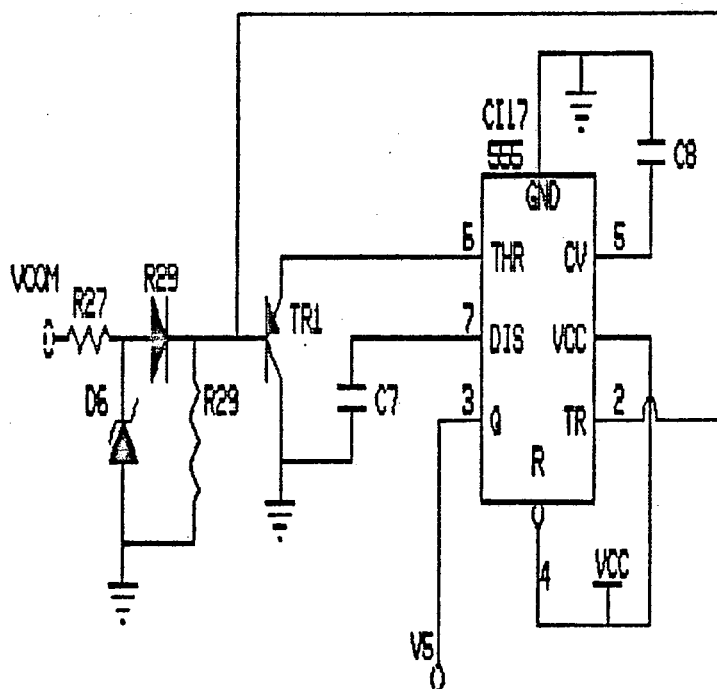


Figura 4.26- Circuito temporizador.

No instante em que a tensão de saída do comparador se Inverter (sub-tensão na rede) TR_1 satura, levando a tensão de entrada do temporizador a nível baixo (com isto a tensão de saída do temporizador V_5 passa para 5 V).

No retorno da rede, após o sistema atingir o sincronismo novamente, o transistor T_{r1} é bloqueado. Assim a tensão de entrada do temporizador sobe exponencialmente, retardando a entrada da rede ($t_d = 1,1 \cdot C_7 \cdot R_{30}$).

Na figura 4.27 são apresentadas tensões de referência da rede V'_{rede} e saída do temporizador V_5 durante o transitório de retorno da rede, respectivamente.

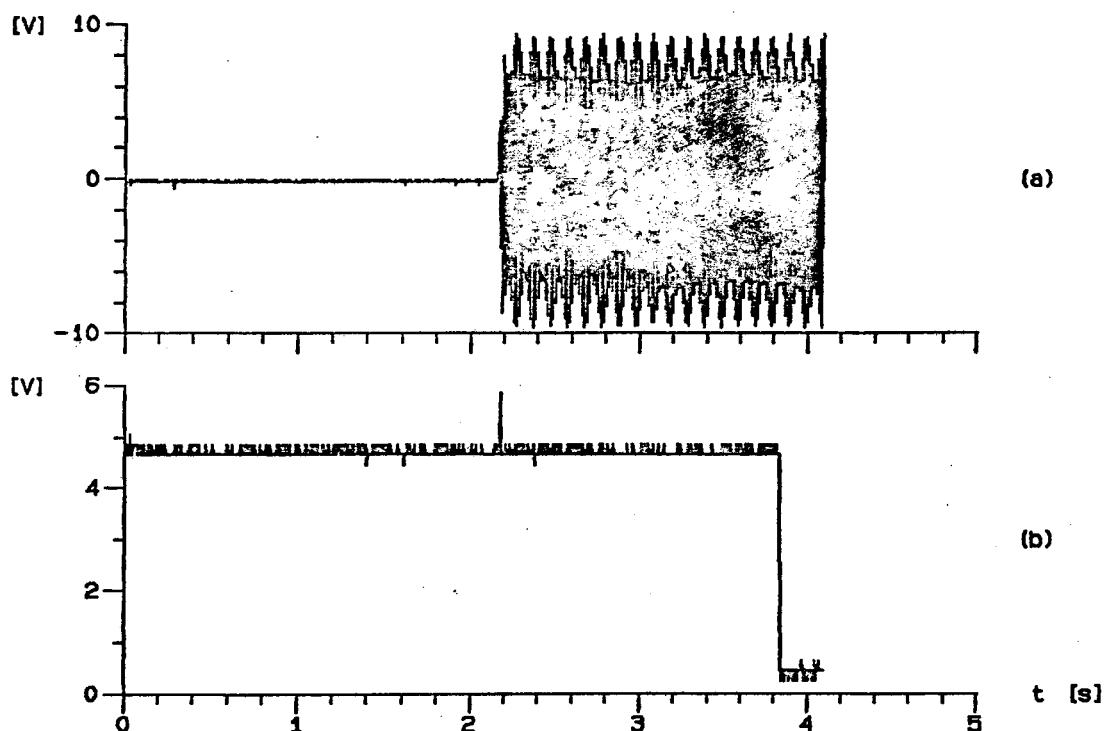


Figura 4.27- (a) tensão de referência de V'_{rede} ;
(b) tensão de saída do temporizador V_5 .

4.3.2.4 Circuito coordenador da polaridade da tensão de saída

Ao comutar a carga da rede para o Inversor, ou vice-versa, é imprescindível que seja mantido o sentido de condução da corrente da chave estática. Assim sendo, se o tiristor P (rede/Inversor) estiver em condução, na comutação, o tiristor a ser colocado em condução deve ser P (Inversor/rede).

Portanto, mantendo-se a polaridade (sentido) do tiristor em condução, a possibilidade de curto-circuito entre a rede e o Inversor é eliminada.

A corrente que circula pela chave estática varia sua fase de acordo com a carga e a tensão de entrada. Sendo assim, os pulsos de comando dos tiristores devem estar adiantados em relação à tensão, possibilitando a alimentação de uma carga equivalente capacitiva. O ângulo ótimo de disparo encontrado é 30° , coincidindo com o pulso de comando do tiristor T_4 do Inversor.

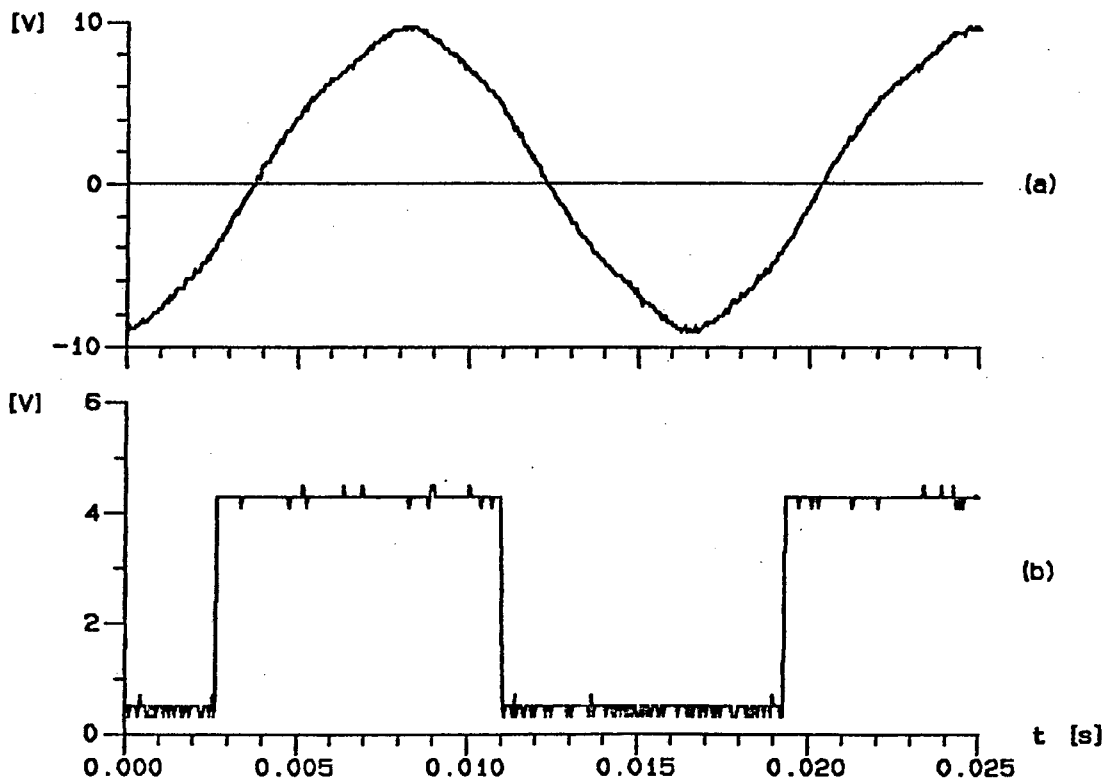


Figura 4.28- (a) tensão de referência de rede V'_{rede} ;
(b) tensão de saída V_r .

Enquanto a rede estiver ativa, a tensão V_r deverá estar em fase com o sinal do pino 14 do PLL1-CI2. A figura 4.28 apresenta as tensões de referência da rede V'_{rede} e de coordenação da polaridade dos tiristores da chave estática V_r .

4.3.2.5 Circuito lógico do comando da chave estática

As variáveis envolvidas no circuito lógico da chave estática são:

- nível da tensão da rede (V_s);
- polaridade da tensão de saída (V_r);
- partida (SB);
- frequência de multiplicação (Q1).

A figura 4.29 apresenta o esquema básico da chave estática e a tabela 4.1 representa a tabela-verdade do comando dos tiristores.

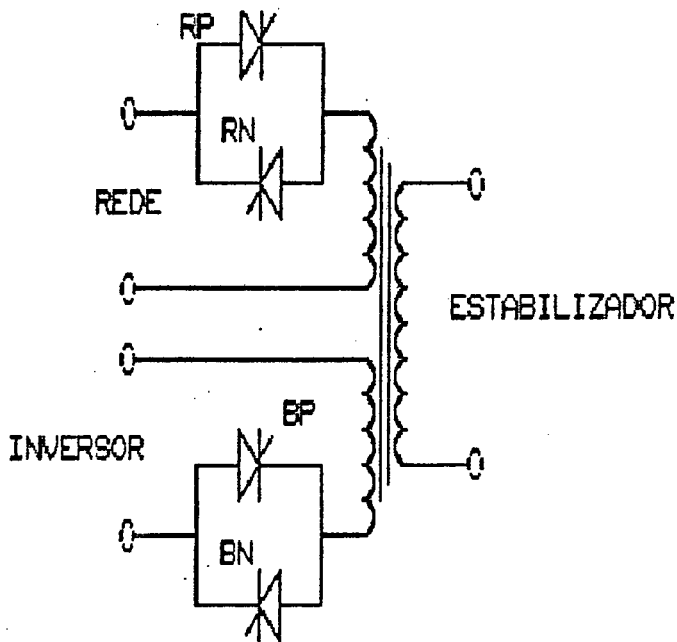


Figura 4.29- Esquema básico da chave estática.

V _s	V _r	SB	Q1	R _p	R _n	B _p	B _n
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	1	0

Tabela 4.1- Tabela-verdade do comando dos tiristores.

Com o emprego do sinal Q1 a frequência dos pulsos de comando dos tiristores é multiplicada (modulados pela ordem de comando de baixa frequência). Assim o transformador isolador do comando fica sensivelmente reduzido, aumentando a confiabilidade e a eficiência dos disparos dos tiristores. O circuito lógico resultante está apresentado na figura 4.30.

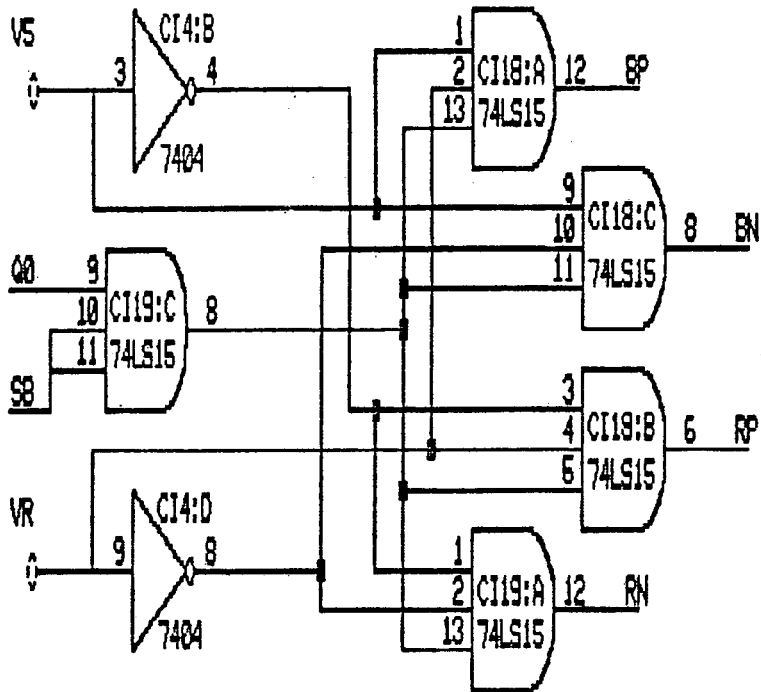


Figura 4.30- Circuito lógico da chave estática.

4.3.2.6 Circuito de comando dos tiristores

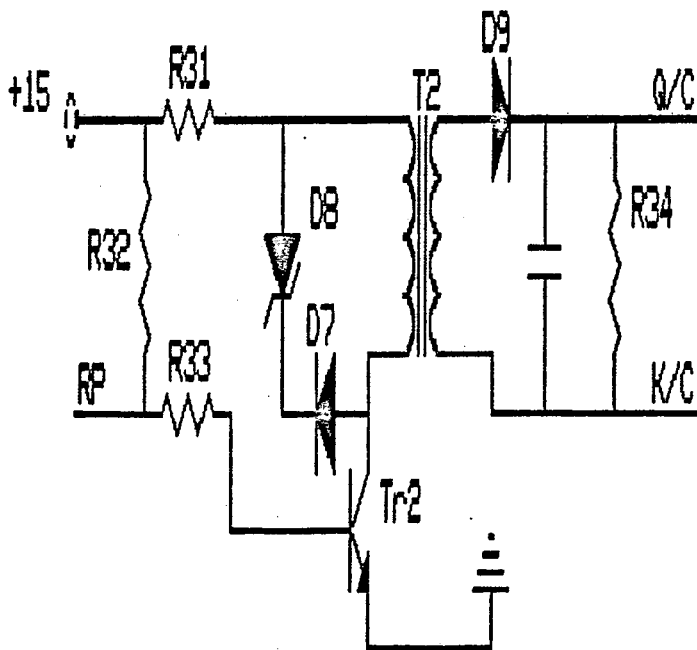


Figura 4.31- Circuito de comando dos tiristores da chave estática.

O circuito de comando dos tiristores da chave estática é composto, basicamente, de um transistor de chaveamento e de transformador de pulso Isolador; o qual é apresentado na figura 4.31.

4.3.2.7 Partida do sistema

O fator crítico durante a partida da estrutura completa é a corrente de In-rush do transformador de potência. Na figura 4.32 são apresentadas a tensão e a corrente de partida do transformador alimentado por um varivolt.

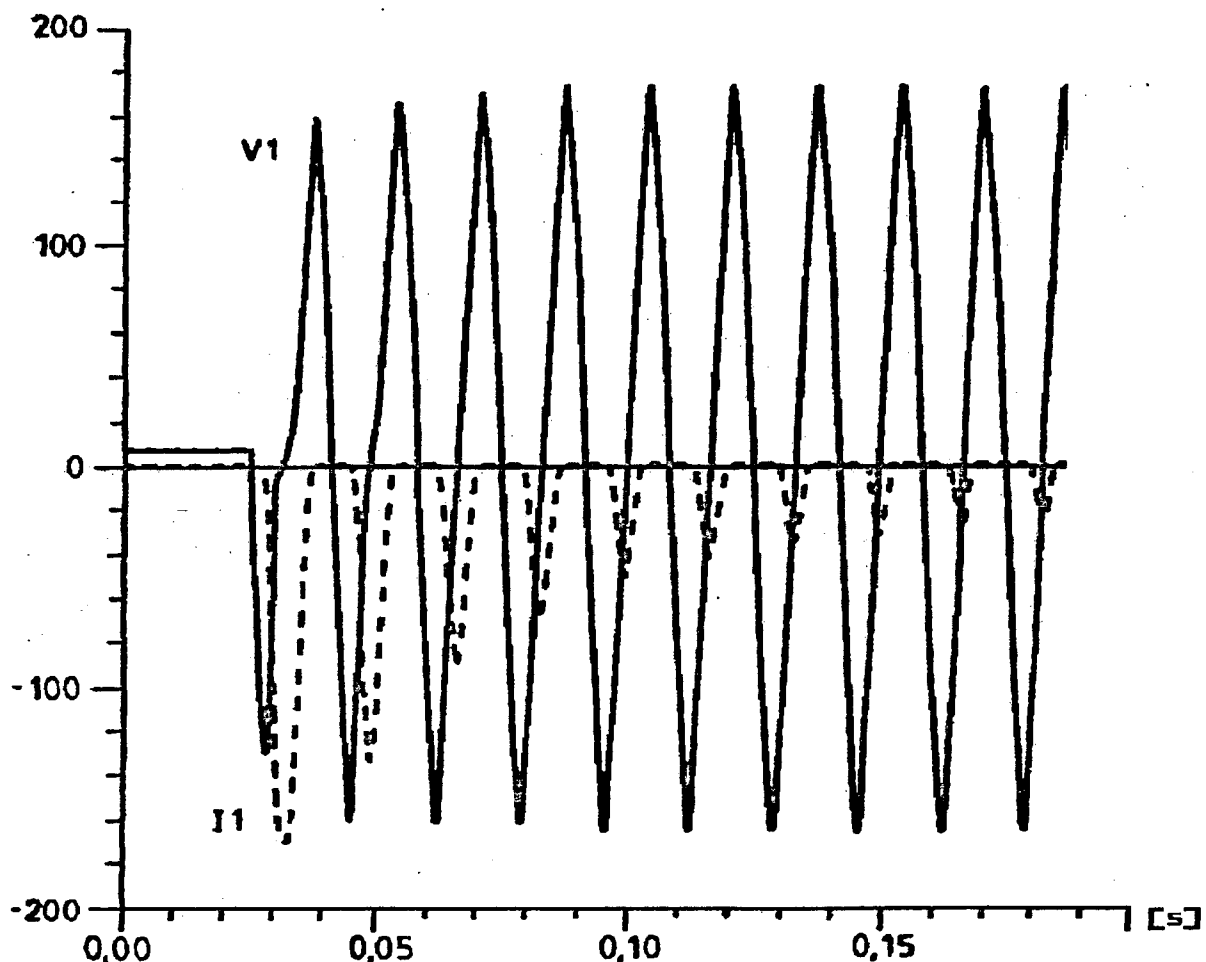


Figura 4.32- Tensão e corrente de partida do transformador.

Além de ser totalmente aleatória, a corrente de In-rush pode atingir valores de até vinte vezes a corrente nominal ($20 \cdot I_{\text{nominal}}$) do transformador.

Desta forma, o circuito de comutação do Inversor deveria ser projetado para suportar uma corrente de aproximadamente 700 A.

Sendo assim, optou-se pela redução do valor da corrente de partida do transformador. Na figura 4.33 encontra-se representado o circuito de partida, na forma de diagrama de blocos.

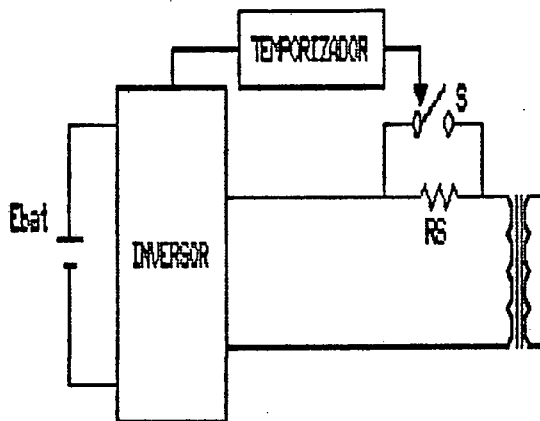


Figura 4.33- Circ. de partida em forma de diagrama de blocos.

O tempo de estabilização da corrente de in-rush é relativamente pequeno (figura 4.31). Entretanto, o fechamento da chave contactora S, por segurança, é feito três segundos (3 s) após a subida da tensão de alimentação do sistema.

Na figura 4.34 está representado o circuito temporizador de partida implementado. O uso dos Inversores realimentados positivamente elimina possíveis transitórios no instante de curto-circuito do resistor R_s .

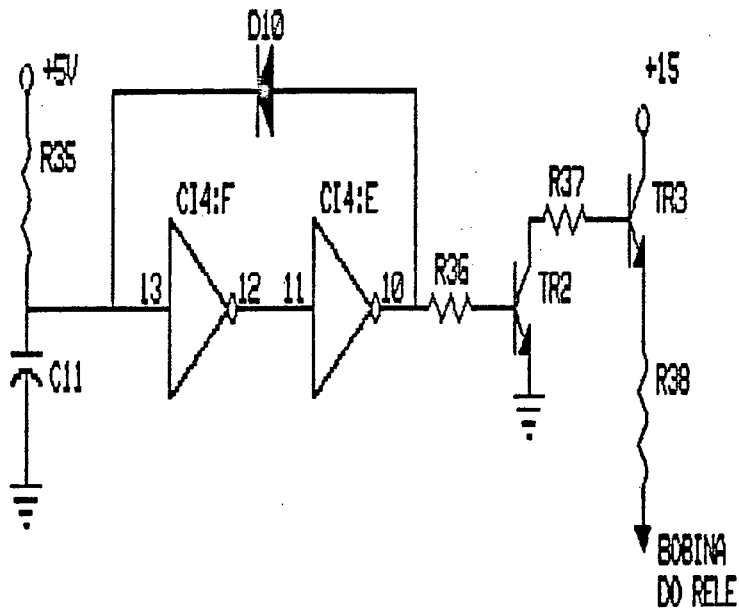


Figura 4.34- Circuito temporizador de partida.

4.4 Conclusão

Foram apresentados os circuitos de controle e comando dos módulos estabilizador, Inversor e chave estática, destacando suas características principais e sua circuitagem detalhada.

Devido à topologia adotada, surgiram sobretensões transitórias na tensão de saída do estabilizador, exigindo um estudo aprofundado e novas soluções ao problema.

CAPITULO 5

**SIMULAÇÕES DO CONVERSOR
COMPLETO ALIMENTANDO CARGA
LINEAR E CARGA NÃO LINEAR**

5. SIMULAÇÕES DO CONVERSOR COMPLETO ALIMENTANDO CARGA LINEAR E CARGA NÃO LINEAR

5.1 Introdução

A ferramenta fundamental atualmente utilizada nos projetos de estruturas eletro-eletrônicas é a simulação. Com o surgimento de microcomputadores rápidos e de programas eficientes e confiáveis, dedicados à simulação de conversores, não só reduz-se custos mas, também, tempo de projeto.

5.2 Simulações da estrutura proposta alimentando carga linear

Foram efetuadas simulações em computador digital [7] do funcionamento do conversor completo, alimentando carga linear, para diversas condições de alimentação de entrada e carga, a fim de verificar-se o comportamento das diferentes variáveis (tensões e correntes) em diferentes pontos da estrutura.

5.2.1 Operação com alimentação a partir da rede elétrica

O conversor projetado tem sua condição normal de trabalho definida para alimentação de entrada suprida pela rede; neste sentido, é sumamente importante a verificação e o conhecimento do seu funcionamento nesta condição de operação, sobretudo no que diz respeito à qualidade da tensão de saída.

Em particular, o funcionamento sob condição nominal fornece uma boa idéia do desempenho do conversor, uma vez que esta é a condição para a qual o mesmo foi projetado. Importante também, é o conhecimento do desempenho do conversor em condições extremas de operação.

5.2.1.1 Condições nominais de operação

Desta forma, as condições de entrada/saída do sistema para a simulação são: tensão da rede de alimentação de 220 V e potência exigida de 3 kW. Na figura 5.1 são apresentadas a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador, respectivamente.

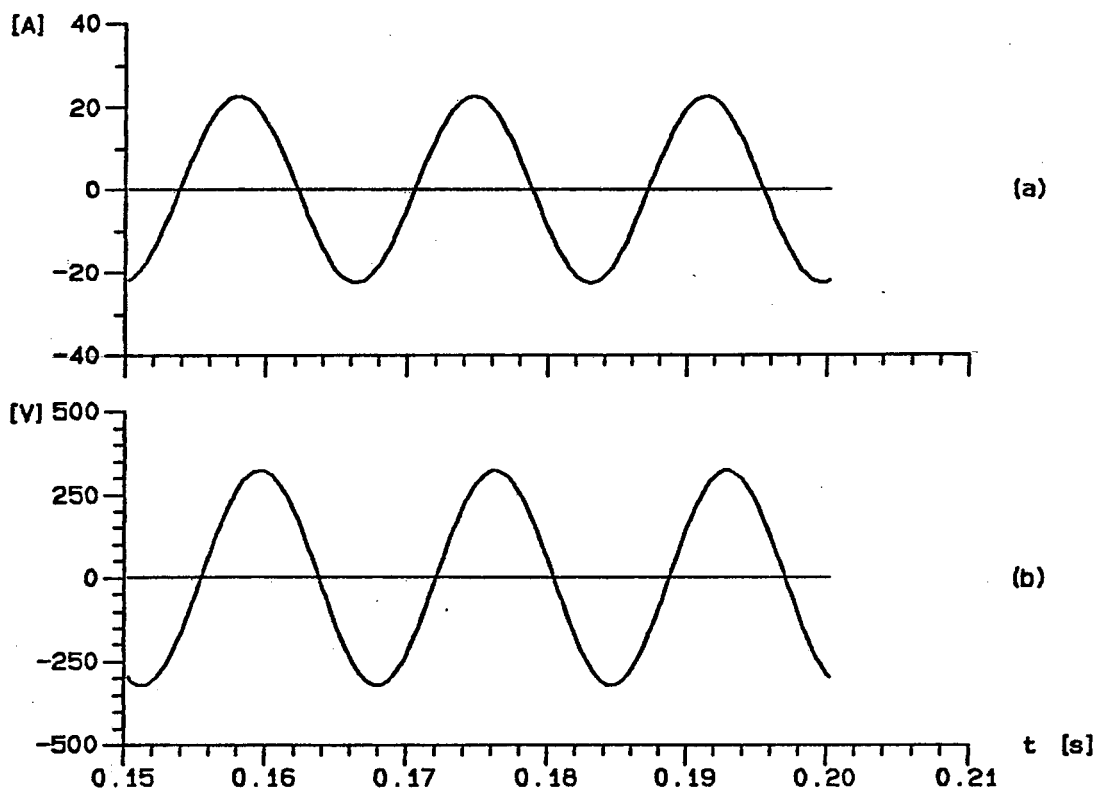


Figura 5.1- (a) Corrente de solicitada da rede;
(b) Tensão de saída do estabilizador.
Condição nominal de operação.

5.2.1.2 Condições extremas de tensão de entrada e carga exigida

Na figura 5.2 são apresentadas a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador, respectivamente, na situação de tensão de entrada da rede mínima 190 V e carga nominal de saída 3 kW.

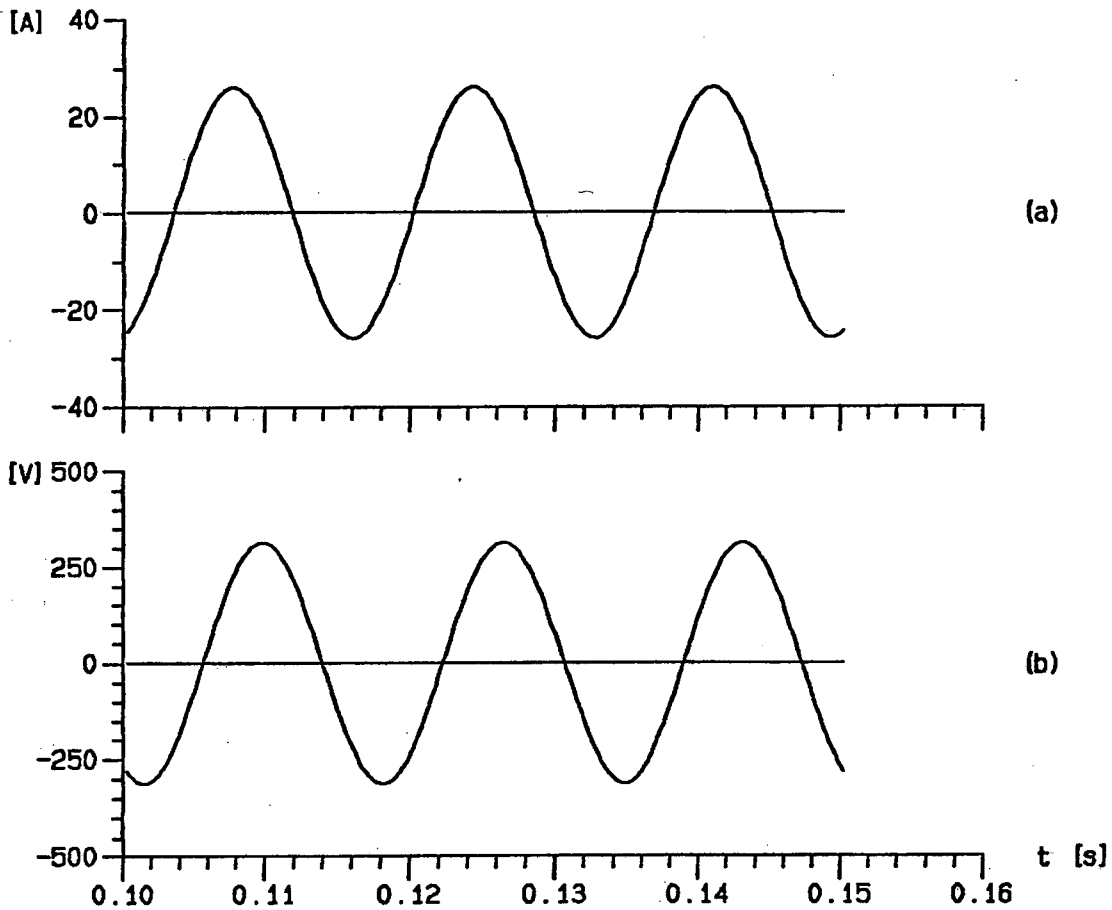


Figura 5.2- (a) Corrente de solicitada da rede;
(b) Tensão de saída do estabilizador.
Tensão de rede mínima e carga nominal.

Para a condição de tensão de entrada da rede máxima 250 V e carga solicitada baixa 100 W, o resultado da simulação encontra-se na figura 5.3, onde são mostradas a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador, respectivamente.

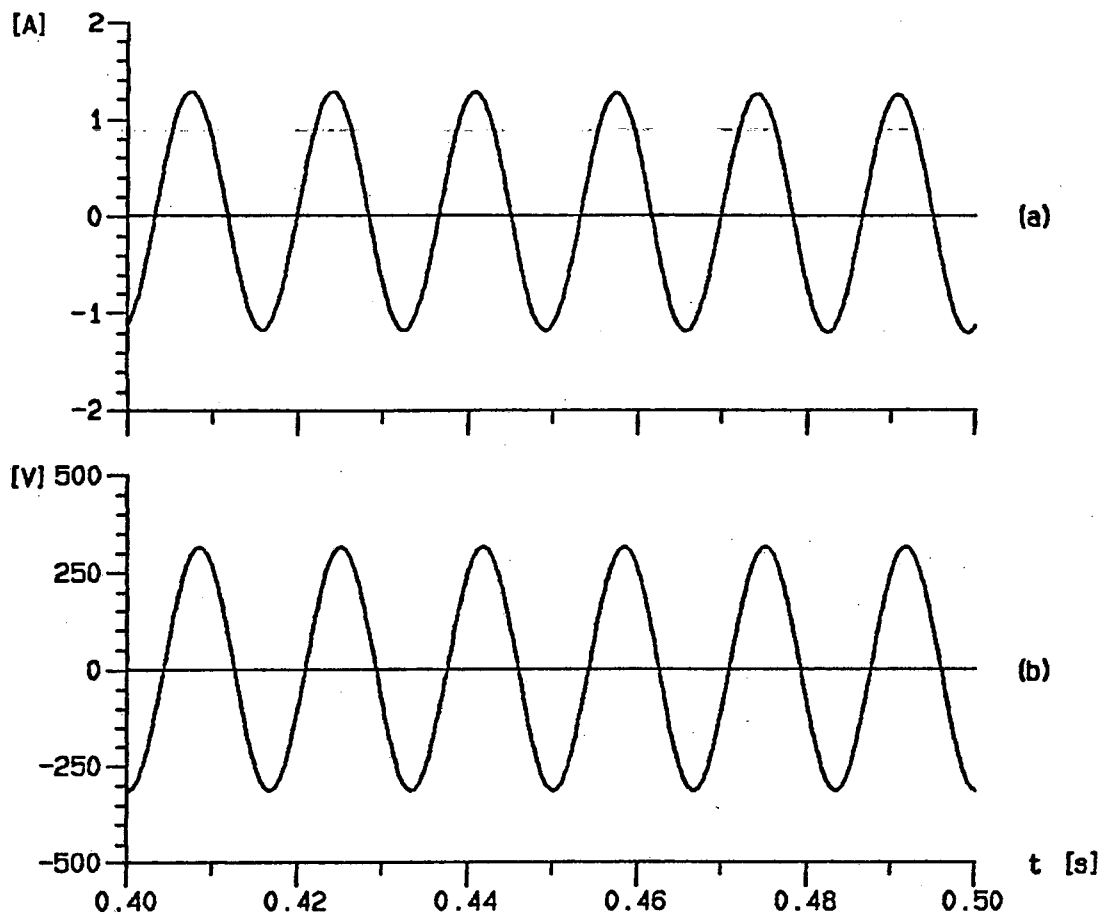


Figura 5.3- (a) Corrente de solicitada da rede;
 (b) Tensão de saída do estabilizador.
 Tensão de rede máxima e carga de 100 W.

5.2.1.3 Condição de alimentação nominal e sobrecarga

Foi tomado para esta situação uma sobrecarga de 47%, resultando desta maneira em 4,4 kW solicitados e tensão de entrada da rede de 220 V. Na figura 5.4 são apresentadas a corrente exigida da rede e a tensão de saída do estabilizador, respectivamente.

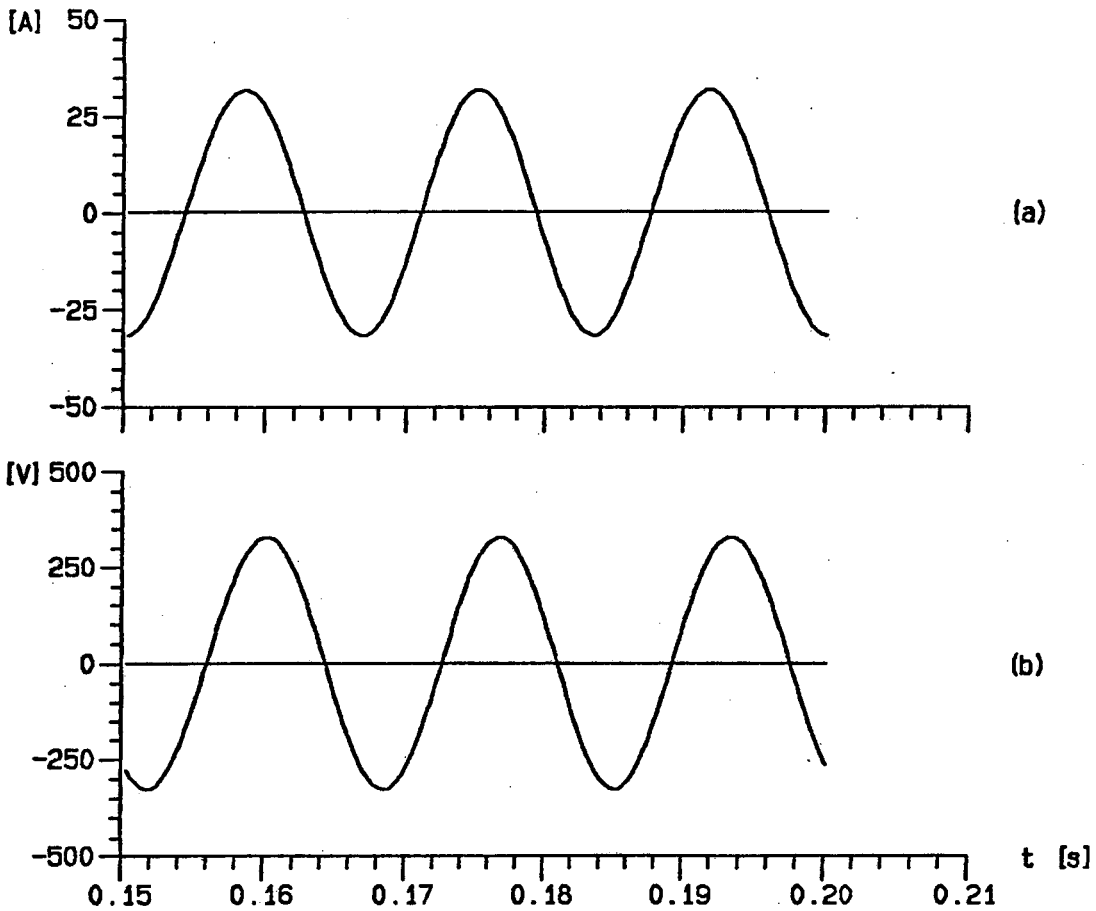


Figura 5.4- (a) Corrente de solicitada da rede;
 (b) Tensão de saída do estabilizador.
 Tensão de rede nominal e carga de 4,4 kW.

5.2.2 Operação com alimentação a partir do banco de baterias

5.2.2.1 Condição nominal de operação

A fim de que sejam mantidas as condições do ensaio correspondente, a tensão do banco de baterias é de 148 V e a carga nominal 3 kW. Na figura 5.5 é apresentada a tensão de saída do sistema (a) e o seu espectro harmônico (b).

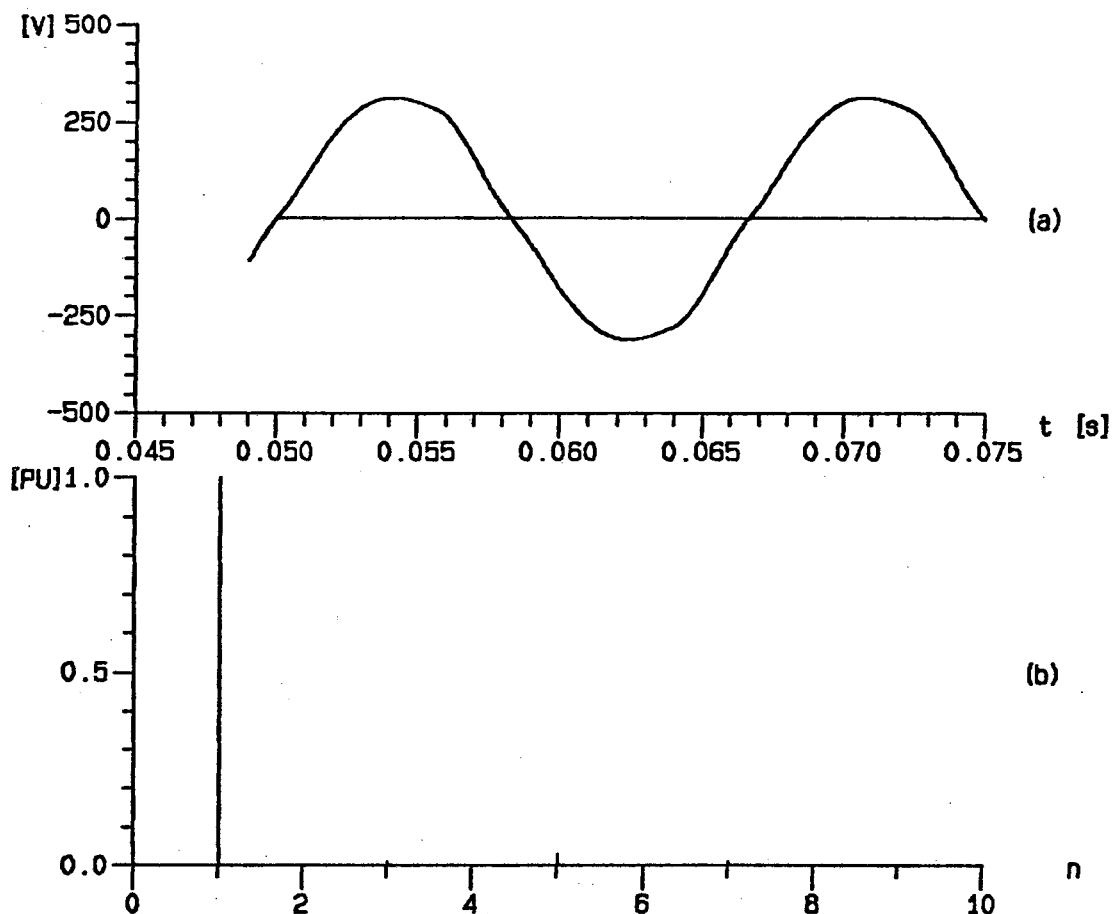


Figura 5.5- (a) Tensão de saída do estabilizador;
 (b) Espectro harmônico da curva (a).
 Simulação da estrutura para $E_{bat} = 148$ V e carga 3 kW.

5.2.2.2 Condição de sobrecarga

Novamente, a tensão do banco é adequada àquele existente na bancada. Desta maneira a tensão do banco de baterias é 148 V e a carga exigida da estrutura de 4 kW, sendo mostrada na figura 5.6 a tensão de saída do estabilizador (a) e o seu espectro harmônico (b).

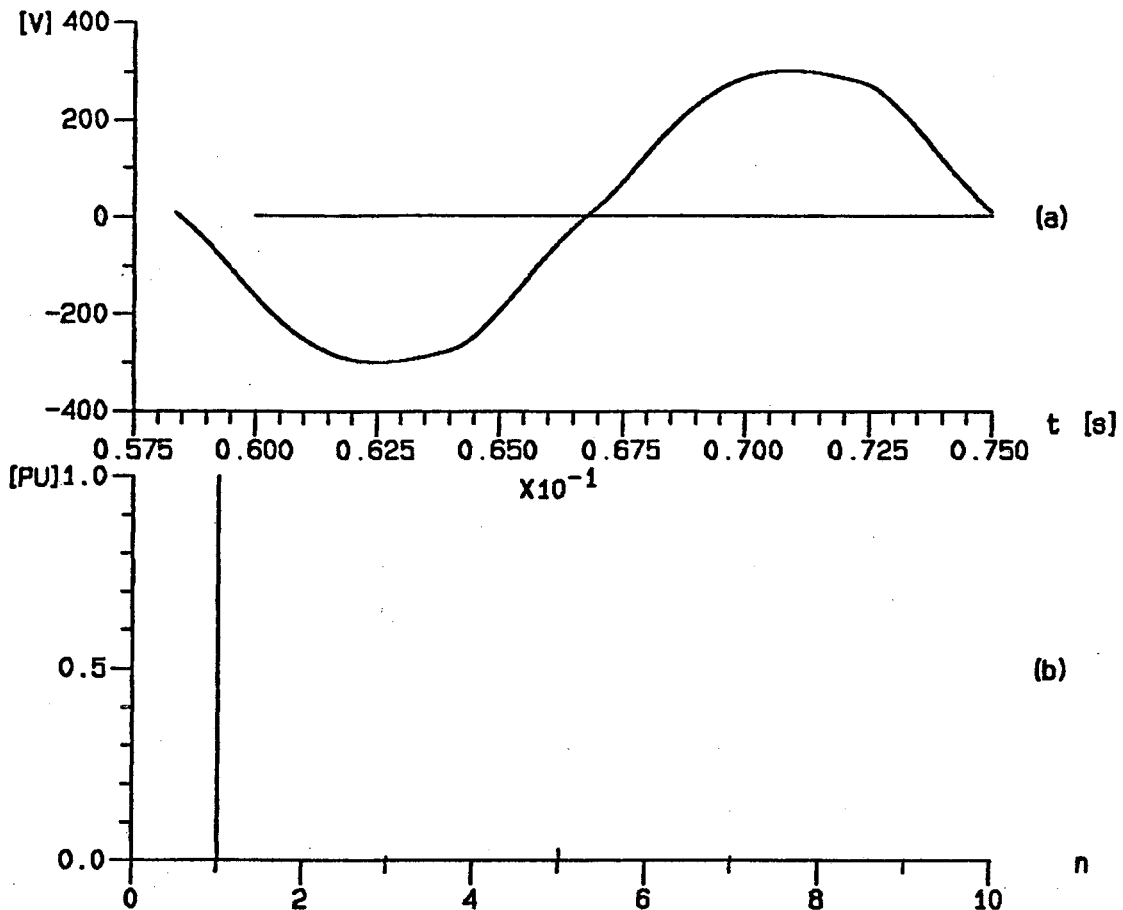


Figura 5.6- (a) Tensão de saída do estabilizador;
 (b) Espectro harmônico da curva (a).
 Simulação da estrutura para $E_{bat} = 148$ V e carga 4 kW.

5.3 Simulação da estrutura proposta alimentando carga não linear

Foram efetuadas simulações em computador digital [7] do funcionamento do conversor completo, alimentando carga não linear, para alimentação a partir da rede e carga nominal, a fim de verificar-se o comportamento das diferentes variáveis (tensões e correntes) em diferentes pontos da estrutura.

5.3.1 Operação com alimentação a partir da rede

O conversor projetado tem sua condição normal de trabalho definida para alimentação de entrada suprida pela rede; neste sentido, é sumamente importante a verificação e o conhecimento do seu funcionamento nesta condição de operação, sobretudo no que diz respeito à qualidade da tensão de saída.

Em particular, o funcionamento sob condição nominal fornece uma boa idéia do desempenho do conversor, uma vez que esta é a condição para a qual o mesmo foi projetado.

5.3.1.1 Condição nominal de carga

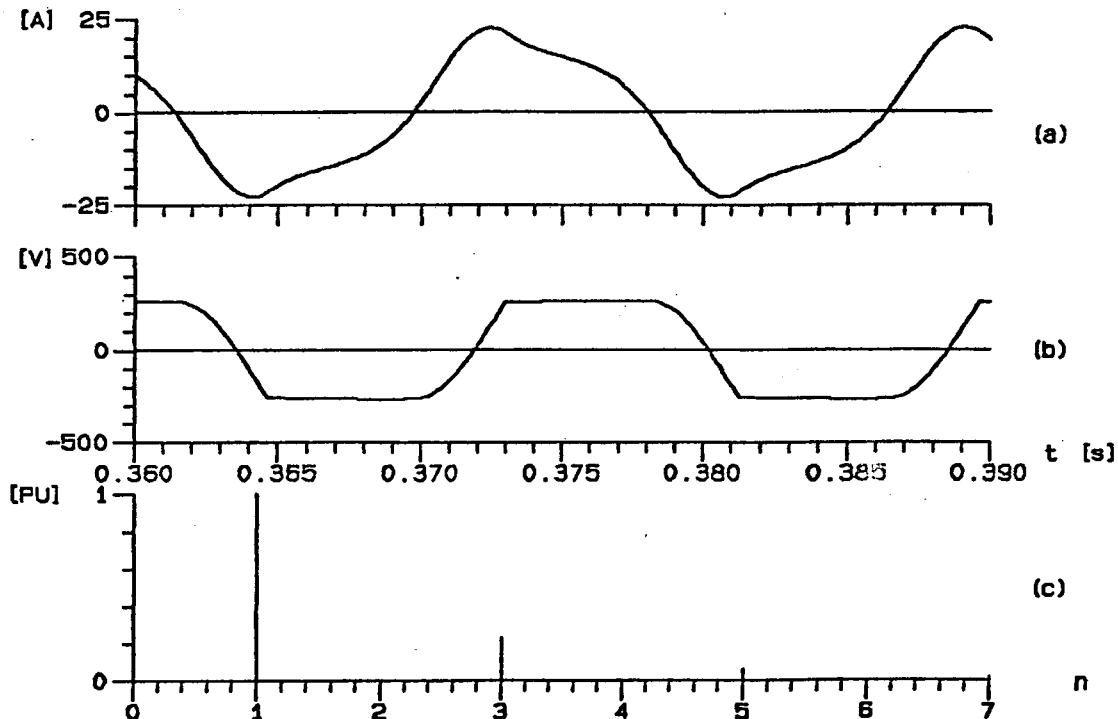


Figura 5.7- (a) Corrente solicitada à rede;
 (b) Tensão de saída do estabilizador.
 (c) Análise harmônica da curva (b)
 Tensão de rede nominal e carga de 3 kVA.

Deve-se ressaltar que a potência nominal de saída do estabilizador é de 3 kVA. Desta maneira a potência medida na carga (dissipada no resistor da carga equivalente não linear, apresentada na figura 2.1) será inferior à 3 kW. Na figura 5.7 são apresentadas a corrente solicitada à rede, a tensão de saída do estabilizador e o seu espectro harmônico.

5.3.3 Redução da distorção harmônica da tensão de saída do conversor alimentando carga não linear

5.3.3.1 Introdução

A carga não linear é caracterizada, basicamente, por um retificador alimentando uma capacitância elevada e a carga propriamente dita. A corrente solicitada possui harmônicos de 3ª, 5ª e 7ª ordem acentuados, distorcendo drasticamente a forma de onda da tensão de saída do estabilizador.

Por norma (recomendação) [15], a máxima distorção harmônica permitida é de 5% (para sistemas de alimentação de equipamentos de telecomunicações e/ou CPD's). Portanto, é de fundamental importância que se elimine o efeito da carga não linear sobre a tensão de saída.

5.3.3.2 Filtro das componentes harmônicas de corrente

Como o estabilizador de tensão baseia-se na variação de uma capacitância equivalente, é indispensável que o filtro apresente alta impedância de entrada (para o estabilizador- 60 Hz) e ganho de tensão próximo à unidade.

Na figura 5.8, é apresentada a topologia básica do filtro implementado.

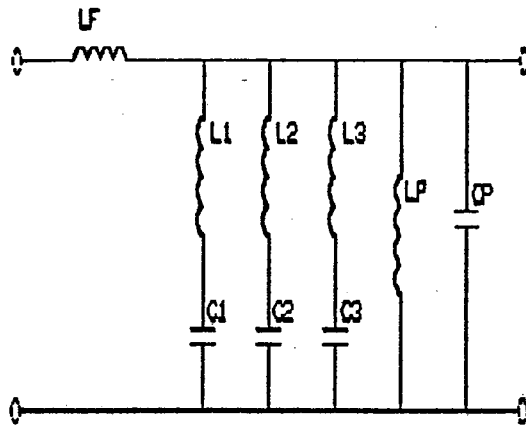


Figura 5.8- Filtro proposto.

O filtro proposto pode ser representado pelo seu circuito equivalente, conforme indicado na figura 5.9.

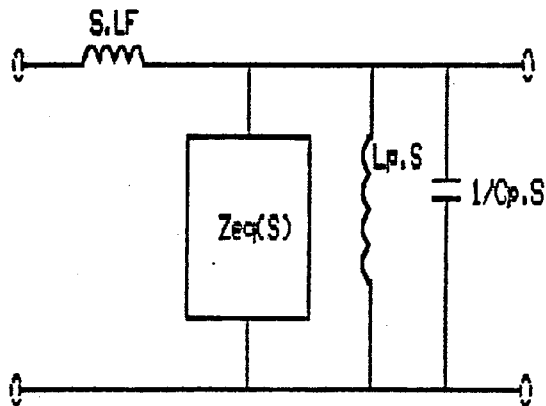


Figura 5.9- Filtro proposto: circuito equivalente.

Onde:

$$Z_{EQ}(s) = \frac{A \cdot B \cdot C}{SC_3 \cdot A \cdot B + SC_2 \cdot A \cdot C + SC_1 \cdot B \cdot C} \quad (5.1)$$

$$A = (S^2 L_1 C_1 + 1) \quad (5.2)$$

$$B = (S^2 L_2 C_2 + 1) \quad (5.3)$$

$$C = (S^2 L_3 C_3 + 1) \quad (5.4)$$

$$(L_1 C_1)^{-1/2} = 3 \cdot 377 \text{ rad/s};$$

$$(L_2 C_2)^{-1/2} = 5 \cdot 377 \text{ rad/s};$$

$$(L_3 C_3)^{-1/2} = 7 \cdot 377 \text{ rad/s}.$$

Desta maneira, as componentes harmônicas da corrente de saída encontram um caminho de baixa impedância para circularem. Para a corrente na frequência fundamental, a rede de filtragem das harmônicas se comporta como um capacitor equivalente, o qual é dado pela equação (5.5).

$$C_{eq} = 49 \cdot C_3 / 48 + 25 \cdot C_2 / 24 + 9 \cdot C_1 / 8 \quad (5.5)$$

Na figura 5.10 é apresentado o circuito equivalente do filtro proposto, tomando-se como base a frequência fundamental 60 Hz.

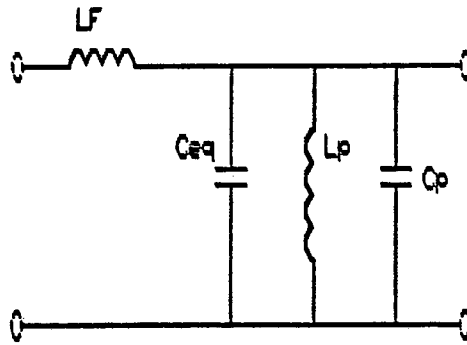


Figura 5.10- Circ. equivalente do filtro proposto (em 60 Hz).

Portanto, L_p deve ser calculado para compensar $C_p + C_{eq}$, reduzindo desta forma a potência reativa exigida pelo filtro (na frequência fundamental).

Descrição dos componentes:

$C_1 = 25 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$

$C_2 = 4,7 \mu\text{F} / 800 \text{ V};$

$C_3 = 2,5 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$

$C_p = 75 \mu\text{F} / 250 \text{ V};$

$L_1 = 31,25 \text{ mH} / 11,1 \text{ A (180 Hz)}$

$L_2 = 59 \text{ mH} / 5,9 \text{ A (300 Hz);}$

$L_3 = 56,7 \text{ mH} / 1,8 \text{ A (420 Hz)}$

$L_F = 15 \text{ mH} / 14,8 \text{ A (60 Hz);}$

$L_p = 93,8 \text{ mH} / 6,2 \text{ A (60 Hz)}.$

Na figura 5.11 são apresentados os resultados da simulação da estrutura operando com o filtro proposto (circuito completo) para a tensão de entrada do estabilizador mínima e potência exigida nominal.

Com base nos resultados obtidos pela simulação, é possível ressaltar as seguintes características apresentadas pelo filtro proposto:

- TDH resultante é de 4,8%;
- Ganho de tensão V_{out}/V_{in} do filtro igual à 1,05;
- A carga equivalente, vista pelo estabilizador, é linear;
- O filtro não se constitui em carga para o estabilizador.

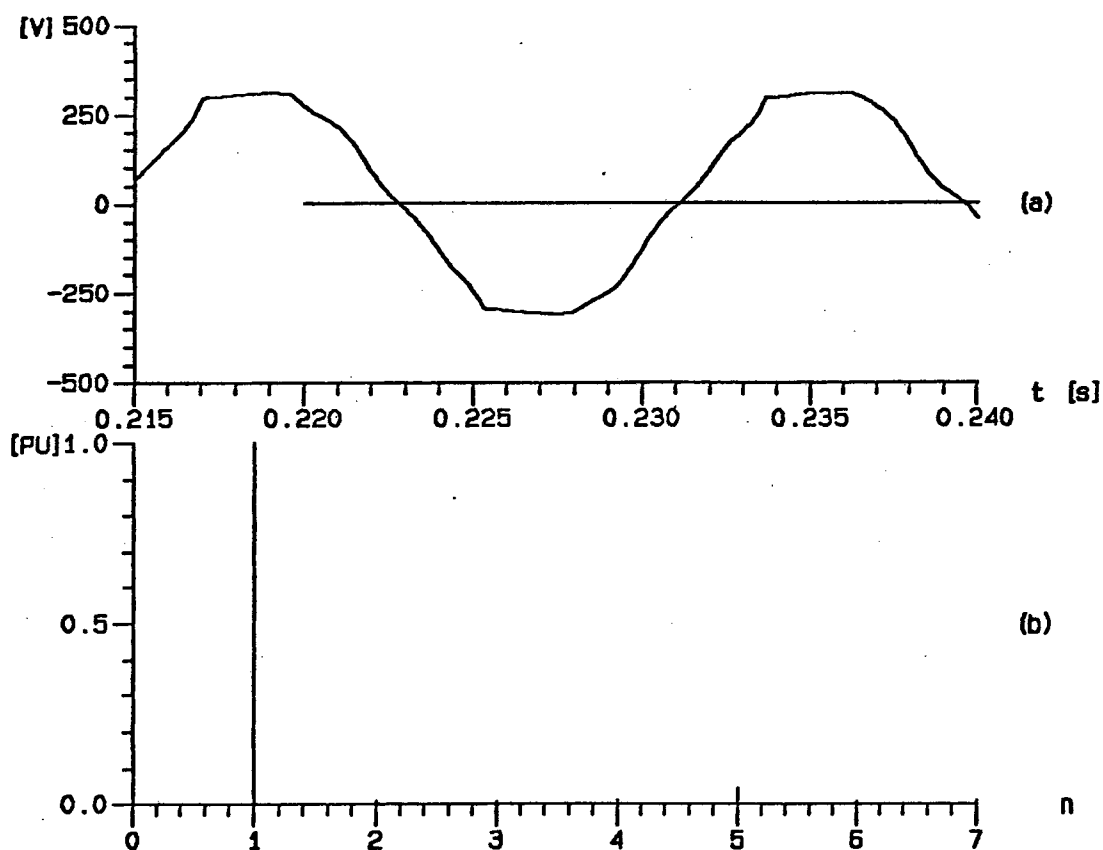


Figura 5.11- (a) Tensão de saída do estabilizador ;
(b) Distribuição harmônica da curva (a);
Simulação da estrutura para carga de 3 kVA não
linear e tensão de entrada 190 V.

5.3.4 Operação com alimentação a partir da rede e filtro proposto

5.3.4.1 Condição nominal de operação com carga não linear

Para a curva apresentada na figura 5.12, a tensão de entrada da rede é de 220 V e a carga exigida nominal (3 kVA).

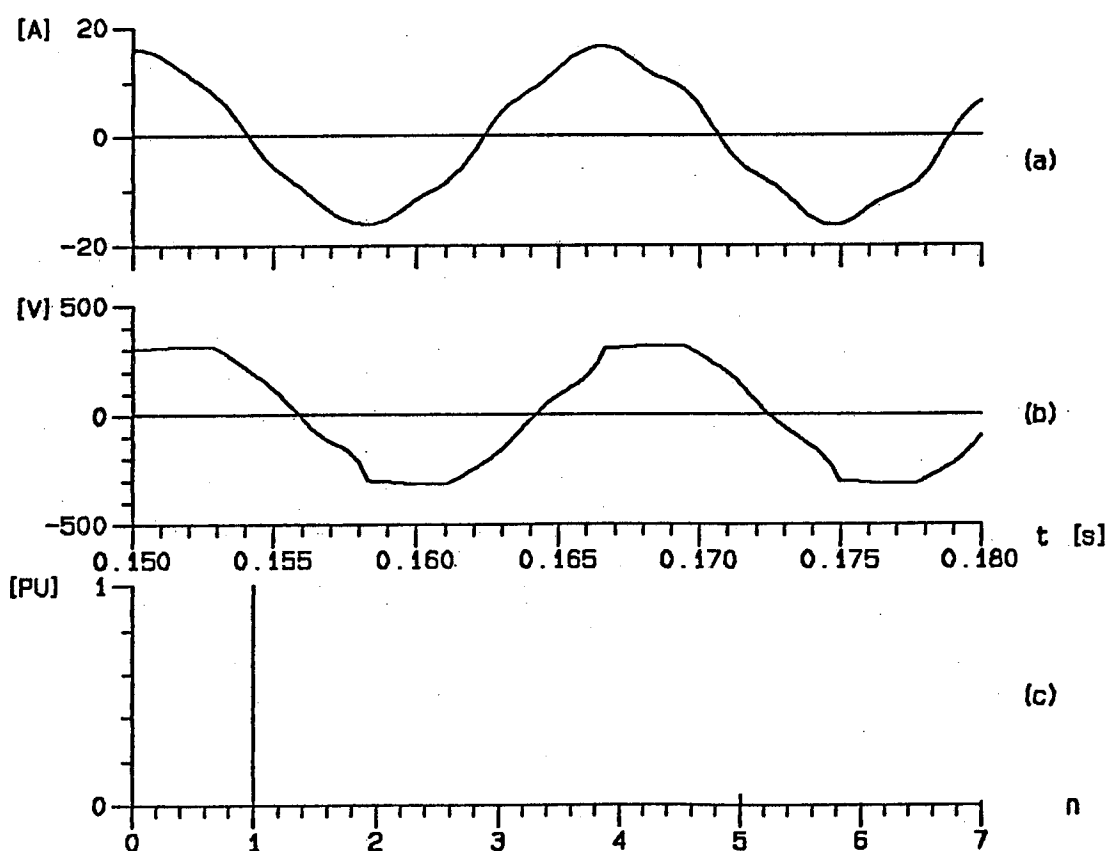


Figura 5.12- (a) Corrente solicitada da rede;
 (b) Tensão de saída do estabilizador;
 (c) Distribuição harmônica da curva (a);
 Para tensão de entrada 220 V e carga nominal não linear (3 kVA).

5.5 Conclusão

Foram apresentados resultados de simulações da estrutura, sendo alimentada pela rede e banco de baterias, suprindo diversas condições de carga em vários níveis da tensão de alimentação. Nota-se que a tensão de saída do estabilizador, quando alimentado pelo Inversor, tem caráter senoidal praticamente puro, i.é, possuindo fator de distorção harmônica quase nulo.

O sistema original (sem filtro de saída) distorce a forma de onda da tensão de saída do estabilizador quando alimentando carga não linear, o que exigiu o estudo e desenvolvimento de um filtro para as componentes harmônicas da corrente de carga.

CAPITULO 6

**ENSAIOS DO CONVERSOR COMPLETO
ALIMENTANDO CARGA LINEAR E CARGA
NÃO LINEAR**

6. ENSAIOS DO CONVERSOR COMPLETO ALIMENTANDO CARGA LINEAR E CARGA NÃO LINEAR

6.1 Introdução

Dado que este trabalho mostra um projeto extremamente prático, nada mais coerente que a apresentação dos resultados de bancada para as condições o mais semelhantes possíveis àquelas descritas no capítulo 5 (resultados obtidos por simulação).

6.2 Ensaios da estrutura proposta alimentando carga linear

Foram efetuadas aquisições do funcionamento do conversor completo, alimentando carga linear, para diversas condições de alimentação de entrada e carga, a fim de verificar-se o comportamento das diferentes variáveis (tensões e correntes) em diferentes pontos da estrutura.

6.2.1 Operação com alimentação a partir da rede elétrica

O conversor projetado tem sua condição normal de trabalho definida para alimentação de entrada suprida pela rede; neste sentido, é sumamente importante a verificação e o conhecimento do seu funcionamento nesta condição de operação, sobretudo no que diz respeito à qualidade da tensão de saída.

Em particular, o funcionamento sob condição nominal fornece uma boa idéia do desempenho do conversor, uma vez que esta é a condição para qual o mesmo foi projetado. Importante também, é o conhecimento do desempenho do conversor em condições extremas de operação.

6.2.1.1 Condições nominais de operação

Desta forma, as condições de entrada/saída do sistema para o ensaio são: tensão da rede de alimentação de 220 V e potência exigida de 3 kW. Na figura 6.1 são apresentadas, respectivamente, a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador com a análise dos espectros harmônicos correspondentes.

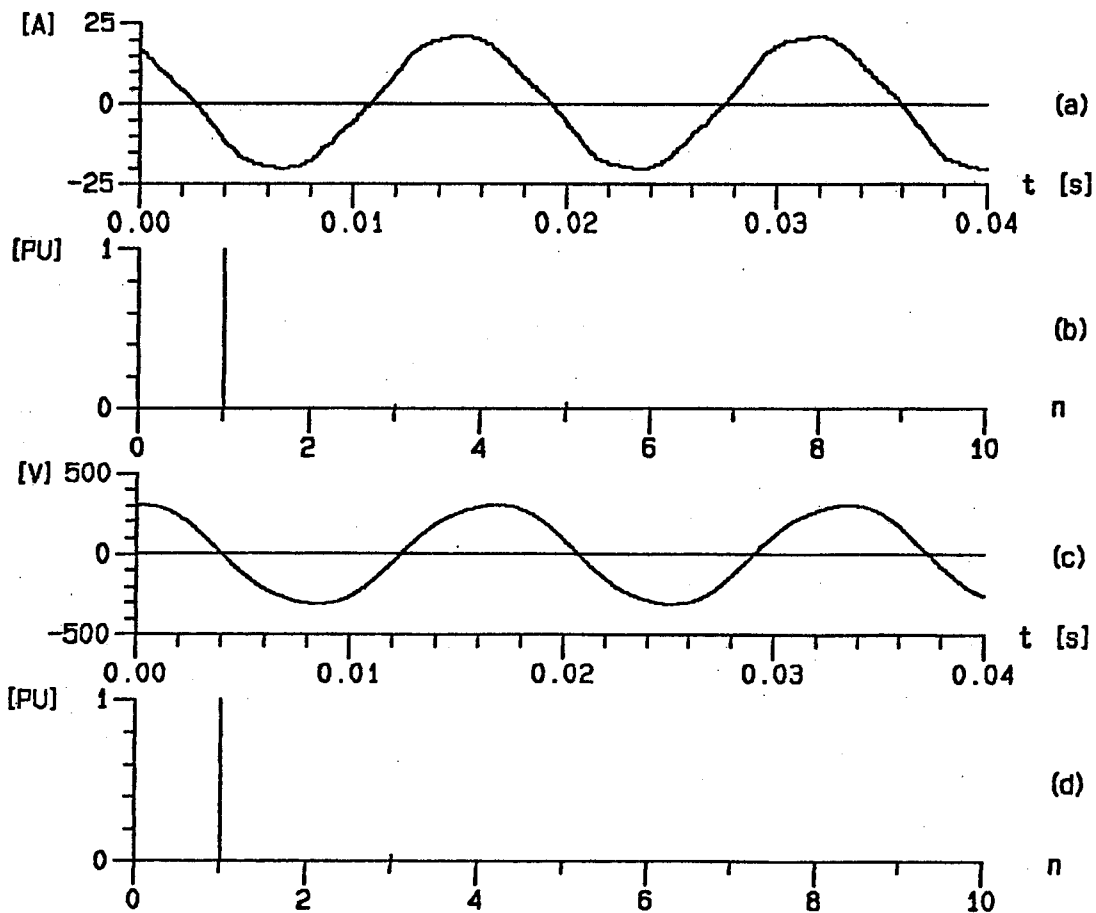


Figura 6.1- (a) Corrente de solicitada da rede;
 (b) Análise harmônica da curva (a);
 (c) Tensão de saída do sistema;
 (d) Análise harmônica da curva (c).
 Condição nominal de operação.

6.2.1.2 Condições extremas de tensão de entrada e carga exigida

Na figura 6.2 são apresentadas, respectivamente, a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador com a análise dos espectros harmônicos correspondentes.

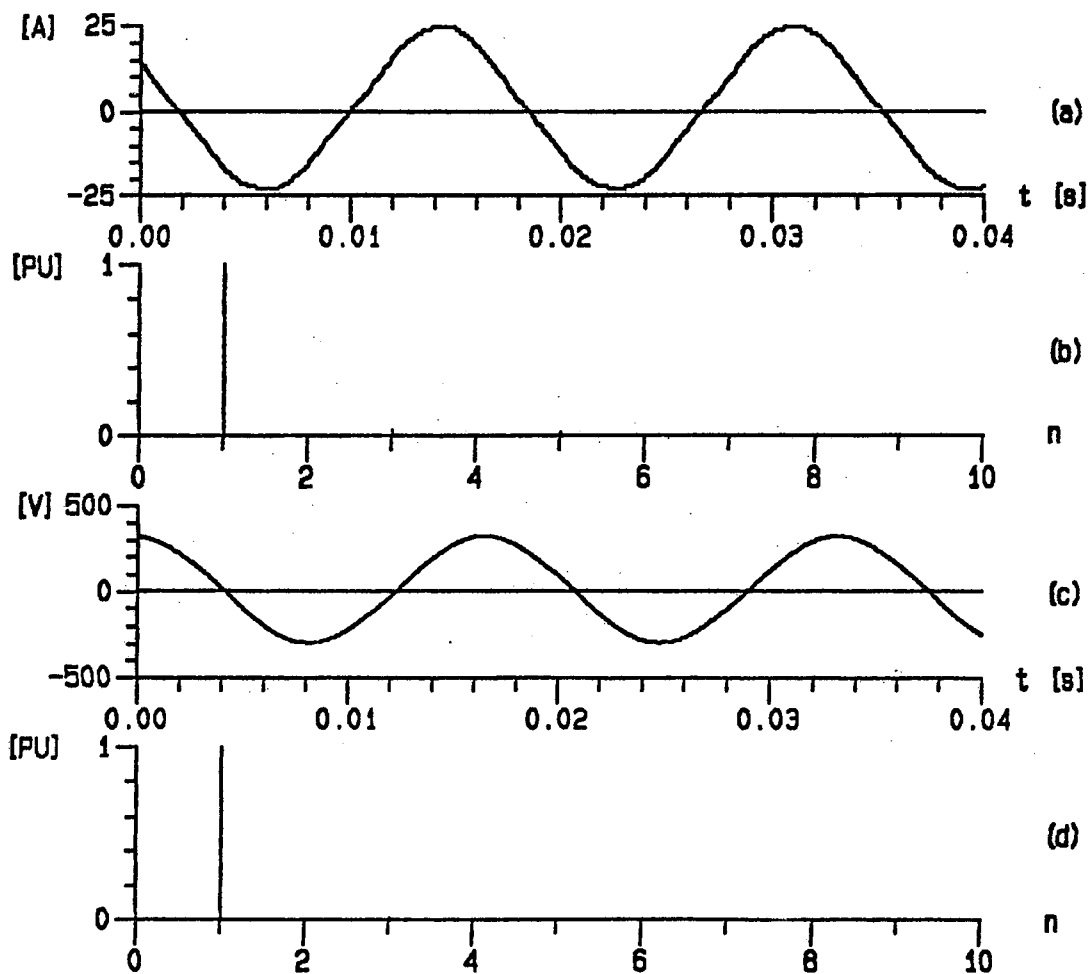


Figura 6.2- (a) Corrente de solicitada da rede;
 (b) Análise harmônica da curva (a);
 (c) Tensão de saída do sistema;
 (d) Análise harmônica da curva (c).
 Tensão de rede 190V e carga nominal.

Para a condição de tensão de entrada da rede máxima 250 V e carga solicitada baixa 100 W, o resultado da simulação encontra-se na figura 6.3, onde são mostradas, respectivamente, a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador com a análise dos espectros harmônicos correspondentes.

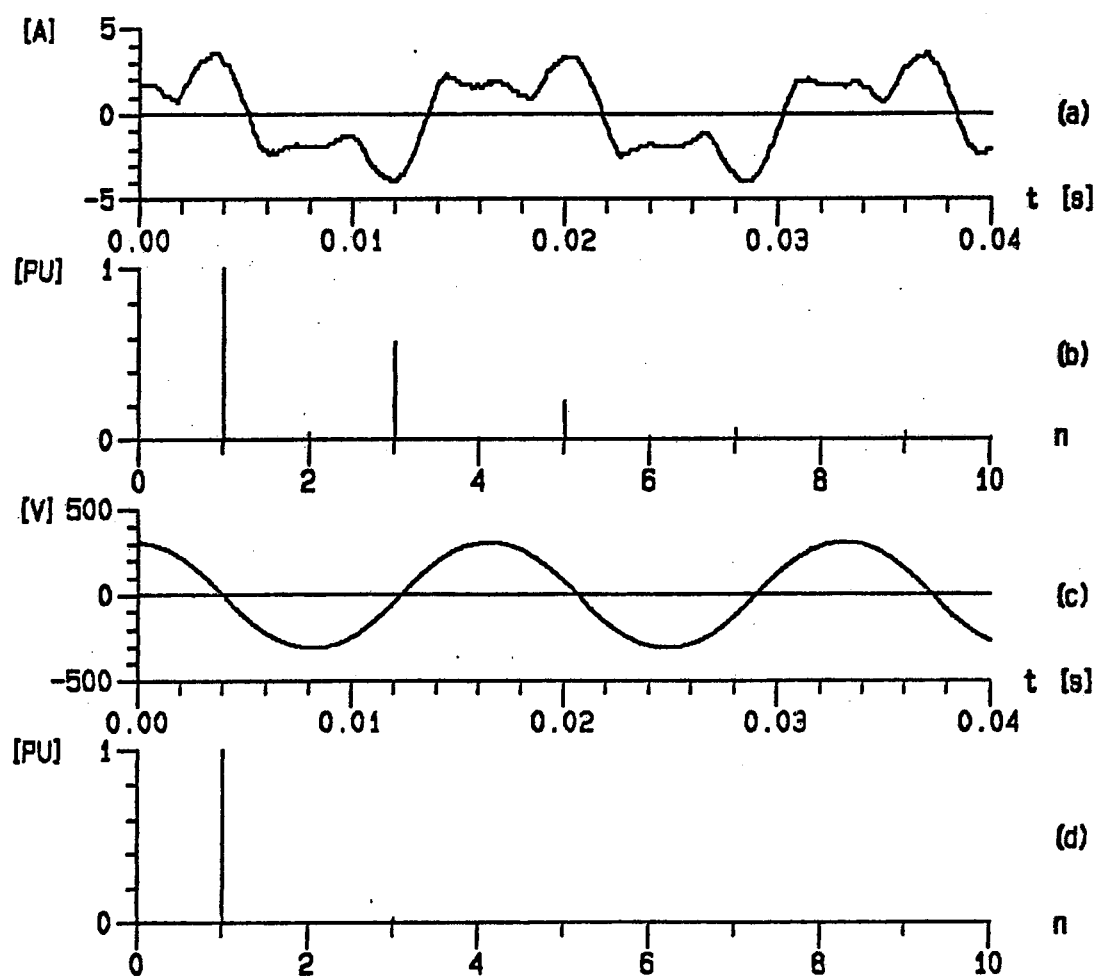


Figura 6.3- (a) Corrente de solicitada da rede;
(b) Análise harmônica da curva (a);
(c) Tensão de saída do sistema;
(d) Análise harmônica da curva (c).
Tensão de rede 250 V e carga 100 W.

6.2.1.3 Condição de alimentação nominal e sobrecarga

Foi tomado para esta situação uma sobrecarga de 47%, resultando desta maneira em 4,4 kW solicitados e tensão de entrada da rede de 220 V. Na figura 6.4 são apresentadas, respectivamente, a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador com a análise dos espectros harmônicos correspondentes.

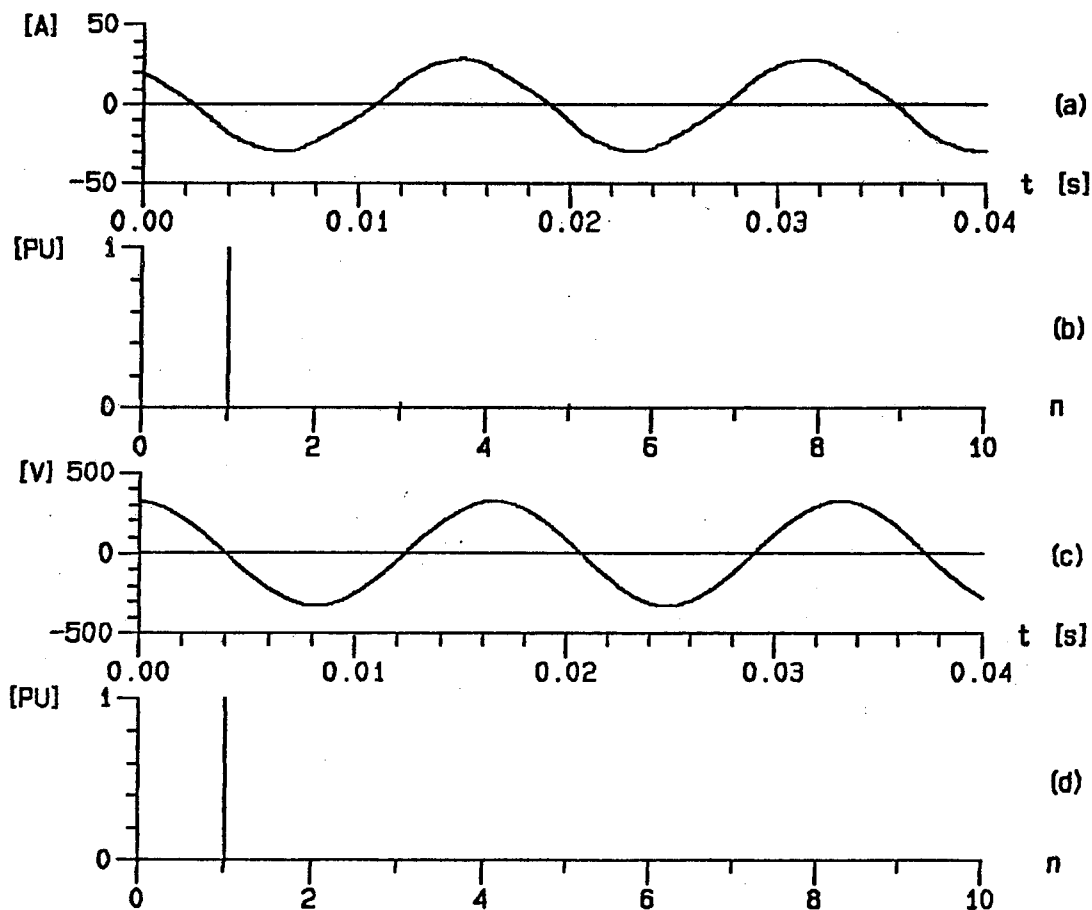


Figura 6.4- (a) Corrente solicitada da rede;
 (b) Análise harmônica da curva (a);
 (c) Tensão de saída do sistema;
 (d) Análise harmônica da curva (c).
 Tensão de rede 220V e carga de 4,4 kW.

6.2.2 Operação com alimentação a partir do banco de baterias

6.2.2.1 Condição nominal de operação

A tensão do banco de baterias é de 148 V e a carga exigida do sistema é nominal (3 kW). Na figura 6.5 é apresentada a tensão de saída do sistema e sua respectiva análise harmônica.

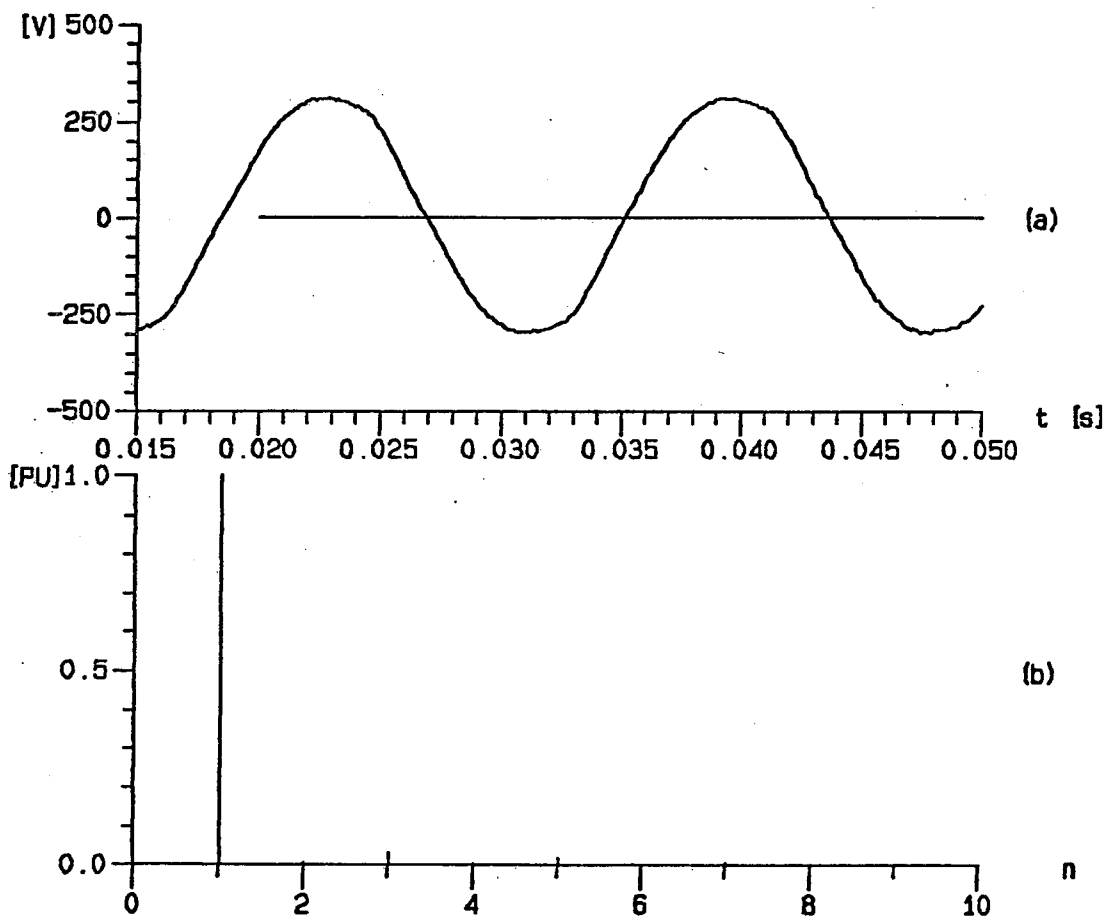


Figura 6.5- (a) Tensão de saída do estabilizador;
 (b) Análise harmônica da curva (a).
 Tensão de saída do estabilizador para
 tensão das baterias 148 V e carga 3 kW.

6.2.2.2 Condição de sobrecarga

A tensão no banco de baterias é 148 V e a carga exigida da estrutura de 4 kW, sendo mostrada na figura 6.6 a tensão de saída do estabilizador e sua respectiva análise hamônica.

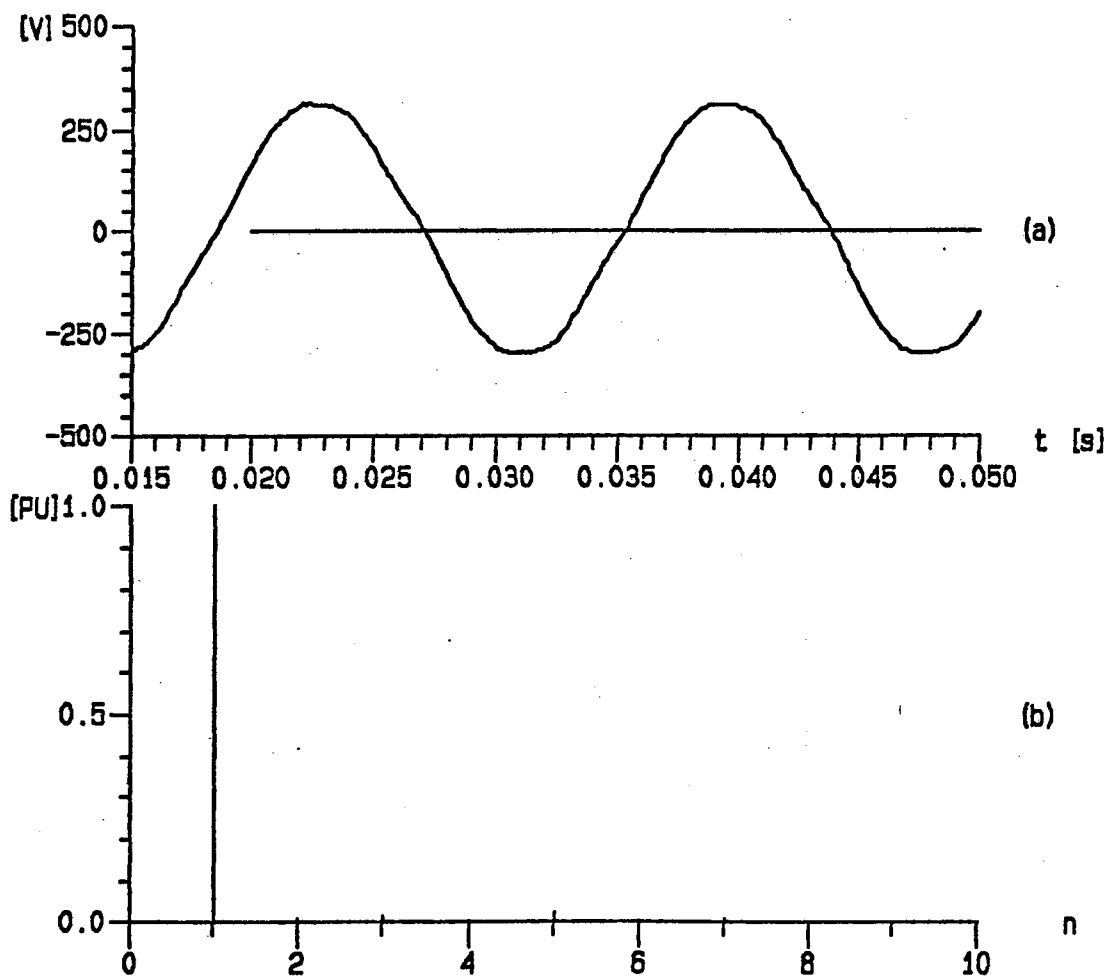


Figura 6.6- (a) Tensão de saída do estabilizador;
 (b) Análise hamônica da curva (a).
 Tensão de saída do estabilizador para
 tensão das baterias 148 V e carga 4 kW.

6.3 Ensaio da estrutura proposta alimentando carga não linear

Foram efetuados ensaios em bancada do conversor completo, alimentando carga não linear, para alimentação a partir da rede e carga nominal, a fim de verificar-se o comportamento das diferentes variáveis (tensões e correntes) em diferentes pontos da estrutura.

6.3.1 Operação com alimentação a partir da rede

O conversor projetado tem sua condição normal de trabalho definida para alimentação de entrada suprida pela rede; neste sentido, é sumamente importante a verificação e o conhecimento do seu funcionamento nesta condição de operação, sobretudo no que diz respeito à qualidade da tensão de saída.

Em particular, o funcionamento sob condição nominal fornece uma boa idéia do desempenho do conversor, uma vez que esta é a condição para qual o mesmo foi projetado.

6.3.1.1 Condição nominal de carga

Deve-se ressaltar que a potência nominal de saída do estabilizador é de 3 kVA. Desta maneira a potência medida na carga (dissipada no resistor da carga equivalente não linear, apresentada na figura 2.1) será inferior à 3 kW.

Na figura 6.7 são apresentadas, respectivamente, a corrente solicitada da rede e a tensão de saída do estabilizador com a análise dos espectros harmônicos correspondentes.

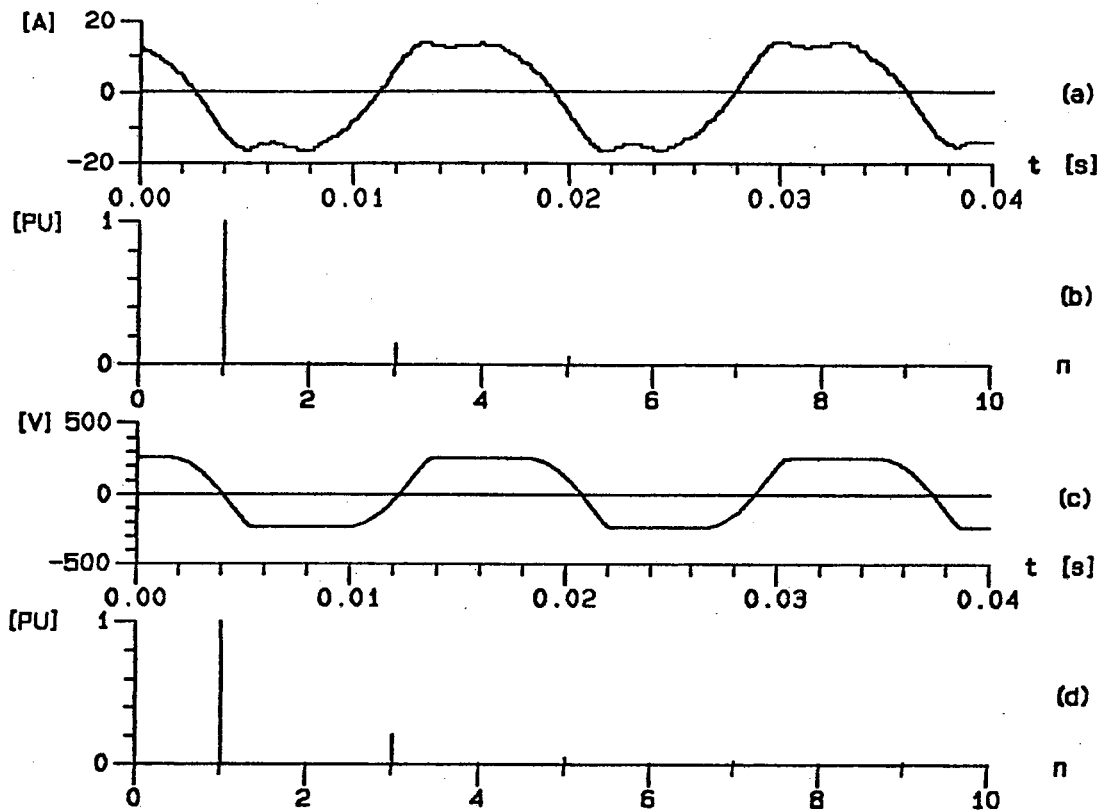


Figura 6.7- (a) Corrente de solicitada da rede;
 (b) Análise harmônica da curva (a);
 (c) Tensão de saída do estabilizador.
 (d) Análise harmônica da curva (c)
 Tensão de rede nominal e carga de 3 kVA.

6.4 Conclusão

Foram apresentados resultados de ensaios do conversor, sendo alimentado, pela rede e pelo banco de baterias, suprimindo diversas condições de carga, em vários níveis da tensão de alimentação.

Nota-se que a tensão de saída do estabilizador (sem filtro), quando alimentado pelo inversor, e com carga linear, apresenta fator de distorção harmônica (FDH) não superior a 4%, para todas as situações ensaiadas.

Da mesma forma, a corrente solicitada à rede é de boa qualidade, apresentando FDH não superior à 5%, para todas as condições de operação, exceto para a condição de tensão máxima de rede, com o conversor operando sem carga, onde o FDH é superior à 5%, mas o valor eficaz da corrente é da ordem de 3 A.

O sistema original (sem filtro de saída) distorce a forma de onda da tensão de saída do estabilizador quando alimentando carga não linear, o que ficou comprovado pelos resultados experimentais. Para as condições nominais de alimentação de entrada e carga, o FDH resultante situa-se na faixa de 20%; isto corrobora o estudo feito no capítulo 5, indicando a necessidade da adição de um filtro para as componentes harmônica da corrente de carga.

Já a corrente solicitada à rede apresenta, para a mesma condição, FDH aproximadamente igual à 17%.

Os resultados de ensaios realizados com alimentação a partir do banco de baterias apresentaram valores muito próximos daqueles obtidos para alimentação a partir da rede, não sendo portanto apresentados neste trabalho.

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho é apresentado o Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um sistema de Alimentação Ininterrupta de Energia (Uninterruptible Power Supply-UPS).

Inicialmente foi efetuada uma revisão sobre as técnicas e estruturas usuais encontradas neste tipo de conversor, ressaltando-se as suas principais características, com o objetivo de orientar a escolha de uma topologia adequada, capaz de alimentar sistemas de telecomunicações (carga não linear), com potência nominal da ordem de 3 kVA.

Deste estudo resultou a proposição de um conversor do tipo off-line, com chave estática para a comutação rede-inversor, com características de simplicidade, aliada à robustez, alto rendimento e alta confiabilidade.

O sistema resultante, de concepção modular (carregador de baterias, Inversor, chave estática, transformador isolador e estabilizador) integra em si uma estrutura bem conhecida (inversor de McMurray-Bedford) e ainda outros sub-sistemas, cujo comportamento individual é relativamente bem dominado.

Este sistema, do tipo off-line, destaca-se pelo seu módulo estabilizador de tensão, que condiciona a energia transferida à carga, quer ela venha da rede via transformador isolador, quer provenha do banco de baterias, via Inversor e transformador Isolador, garantindo assim tensão estabilizada na saída, em todas as circunstâncias.

A implementação de um protótipo (potência nominal de 3 kVA) e os exaustivos ensaios efetuados permitiram a validação dos resultados analíticos e dos resultados obtidos por simulação. Estes ensaios permitiram também a detecção de alguns problemas de sobretensão na saída e de sobrecorrente de entrada (devido a fenômenos aleatórios de In-rush do transformador) na colocação em marcha do conversor. Estes dois inconvenientes foram corrigidos pela inserção de um circuito supressor de sobretensão e por um circuito de partida para o sistema, respectivamente.

Os ensaios comprovaram o comportamento previsto para funcionamento sob condições nominais e condições extremas, tanto para carga linear, quanto para carga não linear. No caso de carga linear, o fator de distorção harmônica da tensão de saída ficou abaixo da marca de 3% e para o caso de carga não linear, a elevada distorção impõem a necessidade da adição de um filtro para eliminação das harmônicas da corrente de carga.

Quanto ao rendimento, resultados experimentais efetuados com o protótipo implementado, operando sob carga nominal, apontam para valores superiores à 97%, quando a carga é alimentada via rede (módulos ativos: chave estática, transformador isolador, estabilizador de tensão, circuito supressor de sobretensões) e indicam valores da ordem de 90% quando a carga é alimentada pelas baterias (módulos ativos: baterias, Inversor, chave estática, transformador isolador, estabilizador de tensão, circuito supressor de transitórios).

O conversor, inicialmente destinado à alimentação de equipamentos de telecomunicações, pode ter seu uso estendido para diversos outros equipamentos. Os estudos indicam a possibilidade de, a partir da estrutura proposta e com a mesma técnica de projeto e operação, atingir-se facilmente potências da ordem de 15 kVA, para a versão monofásica, e de 50 kVA, na versão trifásica. Entretanto, somente estudos, simulações e ensaios baseados em conversores de maior potência, permitirão estabelecer o limite prático da faixa de potência deste sistema.

Como sugestão para estudos posteriores é possível mencionar-se a simplificação dos circuitos de comando e controle da chave estática, pela substituição do circuito de geração de senóide de referência com memória e prom por novos componentes (ICL8038, Intersil), que possibilita a obtenção de senóide de referência de boa qualidade, estabilizada, com baixo custo.

Outro item sujeito a aperfeiçoamentos diz respeito à colocação em marcha do sistema, que poderia ser substituída por um circuito de partida atuando sobre o controle do inversor, fazendo a tensão na sua saída subir gradualmente.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Barbi, Ivo. 'Sistemas de Alimentação Ininterrupta de Energia', publicação Interna, GEPAE, LAMEP, UFSC. Janeiro de 1991.
- [2] Kassick, Enio Valmor. 'Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal à Tiristor'. Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, 1983. Dissertação de Mestrado.
- [3] Semikron- 'Fast thyristors for self-commutated inverters and d.c. choppers'. Bundesrepublik Deutschland, 1983.
- [4] Semikron- 'Semicondutores de Potência'. São Paulo, 1990.
- [5] D'ávila, Alexandre. 'Análise do Inversor de McMurray-Bedford', publicação Interna, GEPAE, LAMEP, UFSC. Setembro de 1990.
- [6] Spiegel, Murray R. 'Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas'. McGRAW-HILL. São Paulo, 1986.
- [7] Souza, A. F. & Martins, D. C.. 'Manual de Utilização do Programa SCVOLT (Simulação de Conversores Estáticos pelo Método Voltímetro)'. Publicação Interna, UFSC, 1990.
- [8] Barbi, Ivo. 'Eletrônica de Potência'. Editora da UFSC. Florianópolis, 1986.
- [9] Siemens- Manual do TCA780.
- [10] Gablatti, Gerson. 'Filtros de Componentes Harmônicas de Corrente', publicação Interna, GEPAE, LAMEP, UFSC. Abril de 1991.
- [11] Bedford, B. D. & Hoft, R. G.. 'Principles of Inverters Circuits'. John Wiley & Sons. EUA, 1964.
- [12] Dewan, S. B. & Straughen, A.. 'Power Semiconductor Circuits'. John Wiley & Sons. EUA, 1975.
- [13] Barbi, Ivo. 'Eletrônica de Potência II', publicação interna, GEPAE, LAMEP, UFSC. 1990.
- [14] Bonacorso, N. G.. 'Sistema Microcontrolado Usado no Controle e Monitoração de Banco de Baterias', dissertação de mestrado a ser submetida à UFSC. Setembro de 1991.

- [15] IEEE. 'IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications'. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.. New York, EUA, 1986.
- [16] Divan, D. M.. 'A New Topology for Single-Phase UPS System'. IEEE-IAS Annual Meeting, 1989, pp. 931-936.