

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE de ENGENHARIA ELÉTRICA e de COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC
Conectado a Rede Monofásica e Controle Eletrônico da
Qualidade da Energia Elétrica**

Autor: Ricardo Quadros Machado

Orientador: José Antenor Pomilio DSCE-FEEC/UNICAMP

Co-orientador: Simone Buso DEI-UNIPD Itália

Tese de Doutorado apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação como parte dos requisitos
para obtenção do título de Doutor em
Engenharia Elétrica. Área de
concentração **Energia Elétrica.**

Banca Examinadora

Carlos Alberto Canesin	DEE-FEIS/UNESP
Edison R. Cabral da Silva	DEE-UFCG
Luiz Carlos Pereira da Silva	DSCE-FEEC/UNICAMP
Pedro Luis Dias Peres	DT-FEEC/UNICAMP
Sigmar Maurer Deckmann	DSCE-FEEC/UNICAMP

Campinas
Fevereiro/2005

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

M18s	Machado, Ricardo Quadros Sistema de geração distribuída com fontes CA e CC conectado a rede monofásica e controle eletrônico da qualidade da energia elétrica / Ricardo Quadros Machado. - Campinas, SP: [s.n.], 2005. Orientadores: José Antenor Pomilio e Simone Buso. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. 1. Energia - Fontes alternativas. 2. Sistemas de controle digital. 3. Sistemas de energia elétrica - Controle. I. Pomilio, José Antenor. II. Buso, Simone. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.
------	---

Titulo em Inglês: Distribution generator systems with AC and DC sources connected to a single-phase feeder and electronic control of the power quality.

Palavras-chave em Inglês: Alternate energy sources, Digital control systems, Electric power systems control

Área de concentração: Energia elétrica.

Titulação: Doutorado

Banca examinadora: Carlos Alberto Canesin, Edison R. Cabral da Silva, Luiz Carlos Pereira da Silva, Pedro Luis Dias Peres e Sigmar Maurer Deckmann

Data da defesa: 1/2/2005

RESUMO

Esta tese apresenta uma nova forma de conexão direta entre um gerador de indução trifásico e uma rede monofásica, situação típica de ambientes rurais, com possibilidade de geração local de energia.

O funcionamento do sistema prevê que seja garantida ao usuário local energia elétrica de boa qualidade. Por energia de boa qualidade entende-se: tensões senoidais e equilibradas, frequência fixa e boa regulação de tensão. Para a rede monofásica, controla-se o fluxo de potência de modo que o fator de potência resultante seja unitário.

A obtenção destes comportamentos se dá com o uso de um conversor CC-CA PWM trifásico, conectado em derivação no ponto de acoplamento das cargas locais. Por este conversor flui uma parcela da potência da carga relacionada com desequilíbrios e distorções. A maior parte da potência ativa não precisa ser processada pelo conversor, o que dá a esta solução um rendimento maior do que se obtém com as alternativas de dupla conversão.

O sistema completo de geração distribuída pode receber energia, da geração CA (gerador de indução), de uma fonte CC (células a combustível, painéis fotovoltaicos ou bancos de baterias) conectada ao barramento CC do conversor PWM ou da rede monofásica. No caso de alimentação apenas pela rede, tem-se uma estrutura de conversão mono-trifásica interativa com a linha.

ABSTRACT

This thesis proposes a novel solution to connect a three-phase induction generator directly to a single-phase feeder. Typical situations are found in rural areas in which is possible to obtain local power generation.

High power quality at the customers such as sinusoidal and balanced voltages, constant frequency and regulated AC voltage, is provided. Additionally, unity power factor on the feeder is obtained.

A three-phase shunt voltage source inverter VSI-PWM is connected at the point of common coupling. This converter processes a fraction of the load power that is associated with unbalances, reactive power and harmonics, as well. The efficiency of the partial power processing is higher when compared to double-conversion systems.

On the other hand, the system is able to manage a DC source as a fuel cells, a solar panel and batteries. If only the single-phase source is available, the system operates as a single to three-phase line-interactive converter.

Dedico

à Rita Margarete, minha amada esposa, e aos meus pais Nilo e Luci pelo apoio, dedicação e principalmente pela ajuda nos momentos mais difíceis de minha vida.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pelo amparo em todos os momentos no cumprimento de mais esta etapa e a todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho através do incentivo, amizade e sugestões técnicas.

Ao Professor José Antenor Pomilio pela oportunidade deste incalculável aprendizado e também pela dedicação e paciência durante a realização deste projeto.

Ao Professor Simone Buso pela orientação técnica e disponibilidade durante o estágio realizado na “Università degli Studi di Padova-UNIPD – Italia” e também, na finalização deste projeto no Brasil.

Aos Professores Giorgio Spiazzi, Leopoldo Rossetto, Luigi Malesani, Paolo Mattavelli e Paolo Tenti pela receptividade e pelo ambiente de trabalho agradável e produtivo que encontrei na UNIPD.

Ao Sr. Renato Sartorello e ao Dr. Sandro Fasolo pelas conversas e discussões técnicas a respeito do desenvolvimento deste projeto.

Aos colegas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE) e da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da UNICAMP.

Ao Professor Carlos A. do Carmo Coronel pelo seu incentivo e apoio no início de minha jornada à UNICAMP.

À FAPESP pelo suporte financeiro concedido por intermédio de bolsa no país e reserva técnica (proc. 00/11038-9) e à Capes pela concessão de bolsa no exterior (proc. BEX0277/02-9).

Aos meus irmãos Carlos Alexander, Marcia e Henrique e ao pequeno Rhuann.

GLOSSÁRIO

A/D	Conversor Analógico/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEP	Conversor Eletrônico de Potência
CPU	Unidade Central de Processamento
D/A	Conversor Digital/Analógico
DSP	Processador Digital de Sinais
ETU	Event Time Unit
FC	Célula a combustível
FP	Fator de Potência
GI	Gerador de Indução
MIPS	Milhões de instruções por segundo
MP	Máquina Primária
MRT	Monofásico com Retorno por Terra
N	Número de Amostras por Período
PCC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
pu	Por Unidade
RAM	Memória de Acesso Randômico
SVM	“Space Vector Modulation” (modulação vetorial)
THD	Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total)
UPS	Uninterruptible Power Supply (Fonte Ininterrupta de Energia)

CAPÍTULO 1	1
1.1 LOCALIZAÇÃO DO PROBLEMA	1
1.2 INTRODUÇÃO	2
1.3 JUSTIFICATIVA	4
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	6
 CAPÍTULO 2	 7
2.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA	7
2.2 SISTEMA EMPREGADO	7
2.3 MÉTODO PARA GERAR AS REFERÊNCIAS PARA O CEP	10
2.3.A DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO β	13
2.3.B AMPLITUDES PARA O CEP	15
2.4 DIMENSIONAMENTO DE L_s	16
2.5 COMPORTAMENTO ESTÁTICO DO SISTEMA	19
2.6 ILHAMENTO	19
2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	22
 CAPÍTULO 3	 23
3.1 PROJETO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO DOS COMPENSADORES	23
3.2 CONTROLE PI DE CORRENTE	25
3.3 CONTROLE PI DE TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR	30
3.4 DIAGRAMA GERAL DE CONTROLE DO CONVERSOR	32
3.5 MODULAÇÃO VETORIAL	35
3.6 CONTROLE PI DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CEP	38
3.7 ESTRATÉGIA DE SINCRONISMO ENTRE A REDE MONOFÁSICA E O SISTEMA	43
3.8 CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC	44
3.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS	46
3.9.A ANÁLISE COM CARGA LINEAR	50
3.9.B ANÁLISE COM CARGA NÃO-LINEAR	50
3.10 CONTROLE DO “BOOST”	52
3.11 CONSIDERAÇÕES FINAIS	53

CAPÍTULO 4	55
4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	55
4.2 ALGORITMOS	55
4.2.A ALGORITMO ASSOCIADO À ESCOLHA DA AMOSTRA	56
4.2.B ALGORITMO ASSOCIADO A UM PLL	57
4.2.C INTERRUPÇÃO PWMTRIP_ISR	59
4.2.D INTERRUPÇÃO PIO1_ISR E PIO2_ISR	61
4.3 GI E REDE MONOFÁSICA	61
4.3.A CARGA LINEAR EM REGIME PERMANENTE	61
4.3.B CARGA LINEAR MONOFÁSICA EM REGIME PERMANENTE	62
4.3.C CARGA NÃO-LINEAR EM REGIME PERMANENTE	63
4.3.D COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO COM CARGA LINEAR	65
4.3.E SISTEMA A 4 FIOS	66
4.4 GI, REDE MONOFÁSICA E “BOOST”	67
4.4.A CARGA LINEAR EM REGIME PERMANENTE	68
4.4.B RESPOSTA TRANSITÓRIA COM CARGA NÃO-LINEAR	68
4.4.C PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO	69
4.5 GI E REDE MONOFÁSICA COM DISTÚRBIOS	69
4.5.A FALHA NA REDE MONOFÁSICA (ILHAMENTO)	70
4.5.B VARIAÇÃO EM FREQUÊNCIA	72
4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	72

CAPÍTULO 5	75
5.1 CONVERSÃO MONO-TRIFÁSICA INTERATIVA COM A LINHA	75
5.2 CARGA LINEAR EM REGIME PERMANENTE	75
5.3 RESPOSTA TRANSITÓRIA COM CARGA LINEAR	78
5.4 PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO	79
5.5 CARGA NÃO-LINEAR EM REGIME PERMANENTE	80
5.6 RESPOSTA TRANSITÓRIA DE CARGA NÃO-LINEAR	82
5.7 FLUXO DE POTÊNCIA ATRAVÉS DO CEP	83
5.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	84

CAPÍTULO 6	85
6.1 CONCLUSÕES	85

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	89
----------------------------	----

ANEXO 1	A.1
---------	-----

ANEXO 2	A.7
---------	-----

CAPÍTULO 1

1.1 LOCALIZAÇÃO DO PROBLEMA

O objetivo desta tese é estudar a operação de um gerador de indução trifásico auto-excitado, acionado a partir de pequenas quedas d'água, associado a outras fontes alternativas de energia (painéis fotovoltaicos, células a combustível, etc.) em ambiente rural, buscando o fornecimento de energia elétrica de alta qualidade (tensões senoidais, equilibradas, com frequência constante e ótima regulação).

O sistema pode, eventualmente, estar conectado a uma rede monofásica pois, em sistemas rurais, existe uma grande possibilidade de se encontrar o sistema MRT (monofásico com retorno por terra).

Busca-se a implementação de controladores digitais em DSP's (processador digital de sinais) para o comando de conversores estáticos de potência, com o objetivo de manter os requisitos de qualidade da energia e, além disso, permitir a operação equilibrada do gerador, evitando flutuações no torque e circulação de correntes harmônicas entre a geração e a rede monofásica (quando esta estiver presente). Estes processadores DSP's incorporam um poder de processamento muito grande e podem substituir com vantagem circuitos analógicos necessários ao controle do sistema.

Em caso de existência de uma rede monofásica, o sistema pode enviar-lhe o excesso da energia produzida, evitando a necessidade de controle sobre a potência de entrada (turbina), que pode ter impacto significativo no custo de implementação do sistema apresentado na Fig. 1.1.

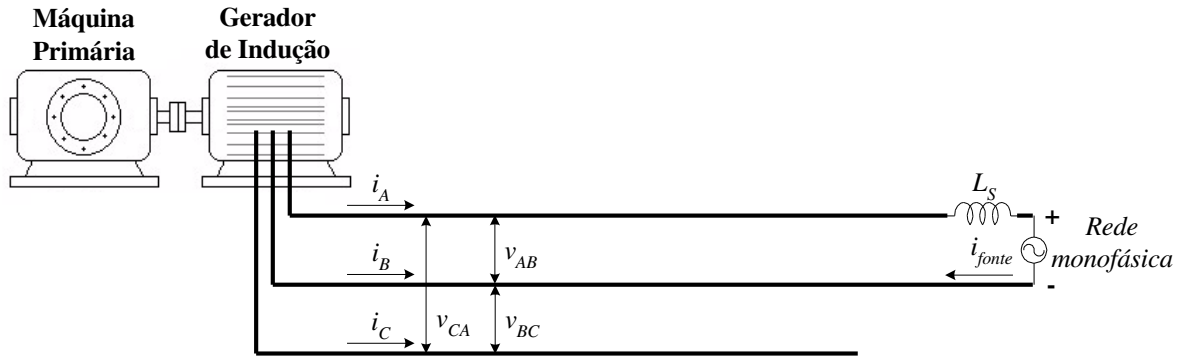


Fig. 1.1 – Conexão direta do gerador de indução à rede monofásica.

1.2 INTRODUÇÃO

Sistemas digitais de controle de máquinas compreendem a central de processamento computacional (CPU) e seus periféricos, sensores de sinais do sistema controlado e conversores de dados A/D e D/A. Para um bom desempenho dos processadores digitais, a taxa de amostragem dos sinais deve ser de 10 a 20 vezes maior do que a frequência da banda do sistema sob controle. Normalmente, aplicações de controle de máquinas com alto desempenho requerem processadores com capacidade de 20 a 400 MIPS [1].

Além das tarefas de controle, o sistema de controle digital, baseado em processadores com alta capacidade de processamento, pode incorporar outras funções tais como: a geração direta dos sinais de comando dos diversos interruptores presentes nos conversores; a proteção do sistema; o diagnóstico de defeitos; a filtragem de dados e a comunicação remota. Alguns microcontroladores e DSP's dispõem dos recursos computacionais necessários para desempenhar todo o complexo conjunto de operações matemáticas requeridas pelas tarefas de controle em intervalos de microssegundos.

A proposta aqui apresentada envolve o uso de tais dispositivos no controle de um sistema híbrido de geração de energia acionado por fonte hidráulica (sem regulação mecânica de velocidade) associada a outras formas alternativas de geração de energia, obtendo-se energia elétrica com boa qualidade. A máquina empregada como gerador neste sistema é a máquina de indução trifásica com rotor em gaiola, uma vez que neste tipo de aplicação a máquina de indução tem apresentado desempenho satisfatório e viabilidade de implementação [2].

As principais vantagens da máquina de indução com rotor tipo gaiola, operando como

gerador, já identificadas há décadas [3, 4], são: robustez e simplicidade construtiva; capacidade de auto-proteção e baixos níveis de correntes de curto-circuito; reduzida necessidade de manutenção; maior densidade de potência (W/kg) em relação a outros tipos de máquinas; aplicação extremamente difundida, propiciando grande disponibilidade de mercado e baixo custo relativo; e ainda capacidade de operar como gerador, mesmo quando acionada em velocidade variável.

A necessidade de compensação externa de reativos para a excitação do gerador, as deficiências na regulação da tensão e da frequência, e ainda a dependência da tensão e da frequência com relação à carga ativa do gerador são desvantagens da máquina de indução que podem ser superadas através de seu uso associado a um conversor eletrônico de potência [5, 6].

Outras fontes de energia renováveis de interesse são, principalmente, os painéis fotovoltaicos e as células a combustível. Nos painéis solares tem-se a transformação da energia solar em eletricidade, o que é feito por módulos fotovoltaicos constituídos por células. Tais células solares são dispositivos semicondutores que convertem a energia solar incidente em corrente contínua, com rendimento entre 3% e 25%. A eficiência, por sua vez, é dependente da intensidade do espectro de iluminação, da temperatura, do projeto e do material da célula. Esta possui comportamento semelhante a uma bateria de baixa tensão (em torno de 0,5 V), cuja carga é continuamente re-completada numa taxa proporcional à iluminação incidente. A conexão série-paralelo permite o projeto de centrais com correntes e tensões mais elevadas. A utilização do armazenamento de energia e os equipamentos de condicionamento da energia podem constituir um sistema bastante eficaz no fornecimento de energia elétrica. Esta tecnologia é mais apropriada para aplicações de pequena escala [7].

As células a combustível são células eletroquímicas semelhantes às baterias convencionais de automóveis, com a diferença fundamental de que, nas primeiras, o combustível e o oxidante são fornecidos continuamente para que seja possível gerar energia elétrica. Já as células a combustível têm como princípio básico a reação eletroquímica do hidrogênio ou de outros gases combustíveis e que podem chegar a potências de centenas de kW. Uma expectativa de 70% de eficiência, como os meios científicos prevêem, representará um grande contraste em relação às centrais de geração de energia através da

combustão, cuja eficiência situa-se entre 35% e 40%. Isto mostra sua capacidade de geração de grandes quantidades de energia. Em relação às células a combustível porém, o custo elevado do kWh é o maior empecilho para sua utilização em escala comercial [7].

1.3 JUSTIFICATIVA

A ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) está incentivando a disseminação da co-geração, solução que esta sendo adotada por algumas empresas geradoras de energia no Brasil. Atualmente a co-geração é responsável por 3% da matriz energética brasileira, mas a expectativa é que esse índice atinja entre 10% e 15% ao final da próxima década, em função de novas usinas co-geradoras. Tudo isso representa um acréscimo de 8 GW a 12 GW à capacidade instalada do setor elétrico brasileiro, com grande vantagem de estar sendo gerada uma energia de baixo impacto ambiental [8].

O interesse na investigação de estruturas que possibilitem tal geração distribuída de energia elétrica a partir de fontes renováveis tem crescido consideravelmente por motivos econômicos e ambientais. O emprego de estruturas que utilizam geração de energia a partir de fontes renováveis que não poluam o meio-ambiente, em associação com conversores estáticos de potência é atualmente o estado-da-arte das pesquisas realizadas nesta área [6, 9].

Até pouco tempo, a eletrificação rural preocupava-se essencialmente em levar energia aos usuários para fins de iluminação e para alimentação de motores monofásicos de pequena potência. O perfil do usuário, no entanto, tem se modificado, bem como as cargas alimentadas. A disponibilidade de uma alimentação trifásica e com boa qualidade de energia é uma necessidade real, uma vez que aumenta o uso de equipamentos eletro-eletrônicos que exigem uma boa qualidade, principalmente da tensão suprida, para sua correta operação.

De acordo com a idéia de produzir um sistema trifásico baseado em sistemas mono ou bifásicos, vários autores apresentaram soluções cujo principal foco era alimentar um pequeno motor trifásico a partir de uma rede monofásica [10 - 16]. Em geral este tipo de carga não é muito exigente em termos de qualidade da energia produzida por tais conversores.

Já outros autores apresentam esta transformação através de uma UPS “On-line” cujo principal objetivo é realizar a conversão com um reduzido número de chaves. No entanto nada é mencionado sobre a qualidade da energia produzida pelo conversor [17].

Em [18] é descrito o uso de uma UPS “line-interactive” trifásica – trifásica cuja principal idéia é compensar distorções presentes na carga. Como o controle de tensão e corrente são implementados analogicamente, sua capacidade de compensação é bastante ampla. A banda passante do controle de tensão está em torno de 5 kHz, muito acima de seus similares implementados digitalmente. Como ponto negativo desta implementação pode-se mencionar o grande número de semicondutores de potência que foi utilizado.

A principal idéia em [19] é produzir uma tensão entre um conversor e o barramento comum do sistema sobre uma indutância previamente conhecida. Assim, controlando o ângulo de defasagem e a amplitude consegue-se controlar o fluxo de potência reativa e ativa no sistema.

Em situações nas quais os consumidores possuem apenas uma rede monofásica, para melhorar a qualidade de energia e aumentar a capacidade de fornecimento, a solução seria um sistema trifásico [20]. Para atender estes consumidores alguns autores [21, 22] propuseram a conexão direta entre gerador de indução e rede monofásica. No entanto, estas alternativas baseiam-se na conexão de “Steinmetz” e a operação do sistema fica restrita a condições muito específicas pois, caso ocorra mudança na carga, tais conexões devem ser refeitas para que o sistema continue trabalhando com tensões equilibradas.

O aspecto diferencial do trabalho aqui proposto é a conexão direta de um gerador de indução trifásico a uma linha monofásica, sem que haja desequilíbrios na operação do gerador. Além disso, prevê-se conexão de uma outra fonte alternativa com característica de fonte CC.

A disponibilidade de recursos hídricos e biomassa que permitem geração local de energia, aliada ao envio do excedente para o sistema, é uma situação típica encontrada em vastas regiões rurais do Brasil.

O sistema eletrônico de acionamento deve atuar de modo a fornecer ao usuário energia elétrica dentro dos padrões de qualidade e enviar para a rede monofásica o excesso da energia produzida.

O sistema alternativo de geração de energia (célula solar ou célula a combustível) será conectado no barramento CC do conversor eletrônico de tal forma que a energia produzida por ele seja também enviada à rede monofásica ou consumida localmente.

Dada a situação de aplicação prevista (meio rural com disponibilidade hídrica), a questão da otimização da geração da energia não é fundamental. Pode-se mesmo conceber o uso em cargas auxiliares para o consumo do excedente de energia gerada pela máquina, se isto significar a não necessidade de uma regulação da velocidade da turbina hidráulica, o que tem um impacto muito significativo no custo global do sistema de indução ou de baterias no caso das células a combustível e solares, caso a rede monofásica não esteja disponível para receber o excedente gerado.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Após este capítulo introdutório a tese é desenvolvida em 5 capítulos.

O capítulo 2 apresenta a descrição do sistema e considerações caso um gerador de indução seja conectado diretamente a uma rede monofásica. Apresenta-se a proposta principal desta tese a qual permite realizar tal conexão e garantir a qualidade da energia em todos os componentes do sistema.

O capítulo 3, por sua vez, descreve o procedimento de projeto dos controladores digitais, a estratégia de modulação utilizada e a simulação do sistema.

O capítulo 4 descreve dois algoritmos de gerenciamento do sistema para a conexão direta do gerador com a rede monofásica e apresenta os resultados experimentais obtidos em um sistema com capacidade de 3 kW. O capítulo 5 demonstra também a viabilidade da proposta quando o sistema trabalha como conversor mono-trifásico.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre a proposta desenvolvida como também possíveis trabalhos que darão continuidade a esta tese.

CAPÍTULO 2

2.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Ao conectar um gerador de indução (GI) trifásico diretamente a uma rede monofásica aparecerão desequilíbrios tanto em suas tensões terminais, como em suas correntes de linha.

A corrente que circulará através da rede monofásica não estará em fase com sua tensão, produzindo assim, fator de potência (FP) não unitário mesmo se a carga alimentada pelo GI for resistiva e equilibrada. Para eliminar tais deficiências, é apresentada uma estratégia de controle baseada na imposição de tensões por meio de um conversor eletrônico de potência (CEP) trifásico tendo como objetivos: equilibrar tais tensões impostas ao gerador e, como consequência, suas correntes; fornecer ou absorver da rede monofásica uma corrente que resulte em FP unitário e suprir os reativos para a carga e para o GI.

2.2 SISTEMA EMPREGADO

O sistema sem compensação é constituído de um GI conectado diretamente a uma rede monofásica, Fig. 2.1 [23]. Os parâmetros do GI, mostrados na Tabela 2.1, foram obtidos em ligação delta em uma frequência de 60 Hz. Aplicando-se energia mecânica ao rotor e com a devida excitação, é possível extrair energia elétrica de seus terminais (máquina funcionando isoladamente). Quando a máquina é conectada a um barramento, é preciso superar a velocidade síncrona de modo que a máquina passe da condição de motor a gerador.

Neste tipo de conexão, a rede monofásica define não só a frequência de operação do

GI como também a tensão de trabalho nas fases conectadas. O sistema estudado não utiliza controle de velocidade, isto é, não existe mecanismo que atue sobre a MP (máquina primária) de forma a regular a potência de entrada. Se a carga solicitar uma demanda de energia maior que o GI pode fornecer, o seu déficit será absorvido da rede monofásica. Caso contrário, é a rede quem absorverá o excedente. Um indutor é inserido localmente para conectar o GI à rede monofásica.

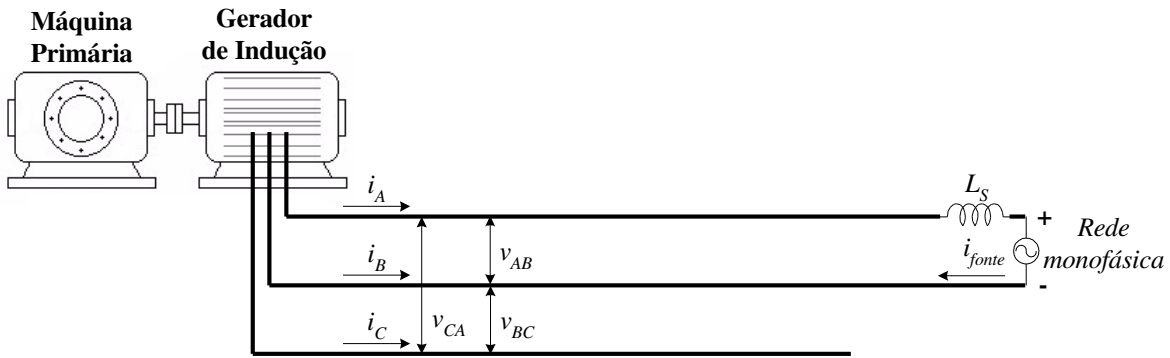


Fig. 2.1 – Circuito de potência do sistema sem compensação.

Tabela 2.1. Parâmetros da máquina de indução utilizada no projeto [24].

Resistência do estator (r_s)	2,50 Ω
Resistência do rotor (r_r)	1,803 Ω
Reatância de dispersão do estator (X_s)	2,411 Ω
Reatância de dispersão do rotor (X_r)	2,022 Ω
Reatância de magnetização (X_m) ($2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_{ms}$)	100,12 Ω
Resistência de perdas no ferro e mecânicas (R_m)	1768 Ω
Potência Nominal	3 hp
Número de pólos (P)	4
Inércia do rotor (J)	0,0067 kg.m ²

O fato de conectar diretamente um GI em uma rede monofásica faz com que apenas uma tensão de linha seja imposta ao GI, neste caso v_{AB} (tensão instantânea entre as fases “A” e “B” do GI que, por se tratar de conexão direta, é praticamente igual à tensão da rede monofásica). O GI definirá as outras duas tensões v_{BC} (tensão instantânea entre as fases “B”

e “C”) e v_{CA} (tensão instantânea entre as fases “C” e “A”). Como duas das três tensões do GI não são controladas, as mesmas tornam-se dependentes das quedas internas da máquina como também, de suas não-linearidades. Assim, tais tensões (v_{BC} e v_{CA}) podem possuir tanto amplitudes diferentes quanto distorções harmônicas, Fig. 2.2. Outro ponto importante é a ausência de corrente na fase “C” pois a mesma não está conectada, o que acarreta um aumento no desequilíbrio.

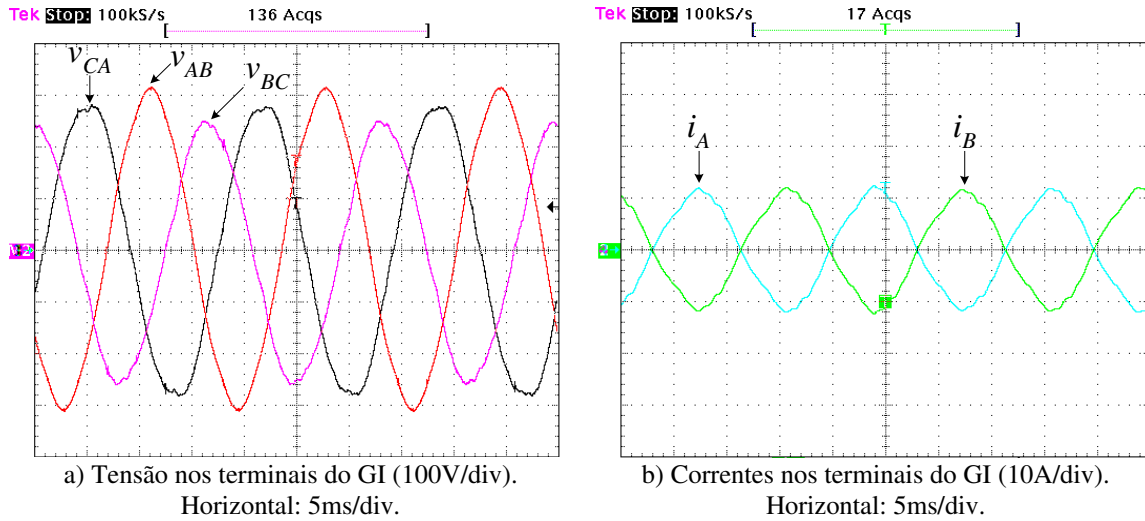


Fig. 2.2 – Formas de onda de corrente e tensão do GI trifásico diretamente conectado em uma rede monofásica.

A Fig. 2.3 apresenta a proposta que será discutida nesta tese. Para minimizar os problemas anteriormente apresentados, um CEP trifásico é inserido em derivação entre o GI e a rede monofásica de forma a impor tensões equilibradas ao GI e injetar ou absorver corrente da rede monofásica com FP unitário [9].

Para fornecer a corrente de magnetização necessária à auto-excitação do GI, é inserido em seus terminais, um banco de capacitores C_{conv} . Os indutores de saída do inversor, L_{conv} , em associação com os capacitores de auto-excitação, cumprem a função de um filtro passa baixas de modo que a tensão no barramento CA apresente baixo “ripple” na frequência de comutação do CEP.

A presença de C_{conv} associado a C_{cc} permite também a excitação do GI mesmo na ausência da rede monofásica (Ilhamento).

O emprego de fontes adicionais de energia no barramento CC tais como: baterias, células a combustível ou painéis fotovoltaicos associados aos conversores CC-CC, Fig. 2.4, aumenta a capacidade geradora. Com isso, a carga passa a ser suprida pela composição destas fontes.

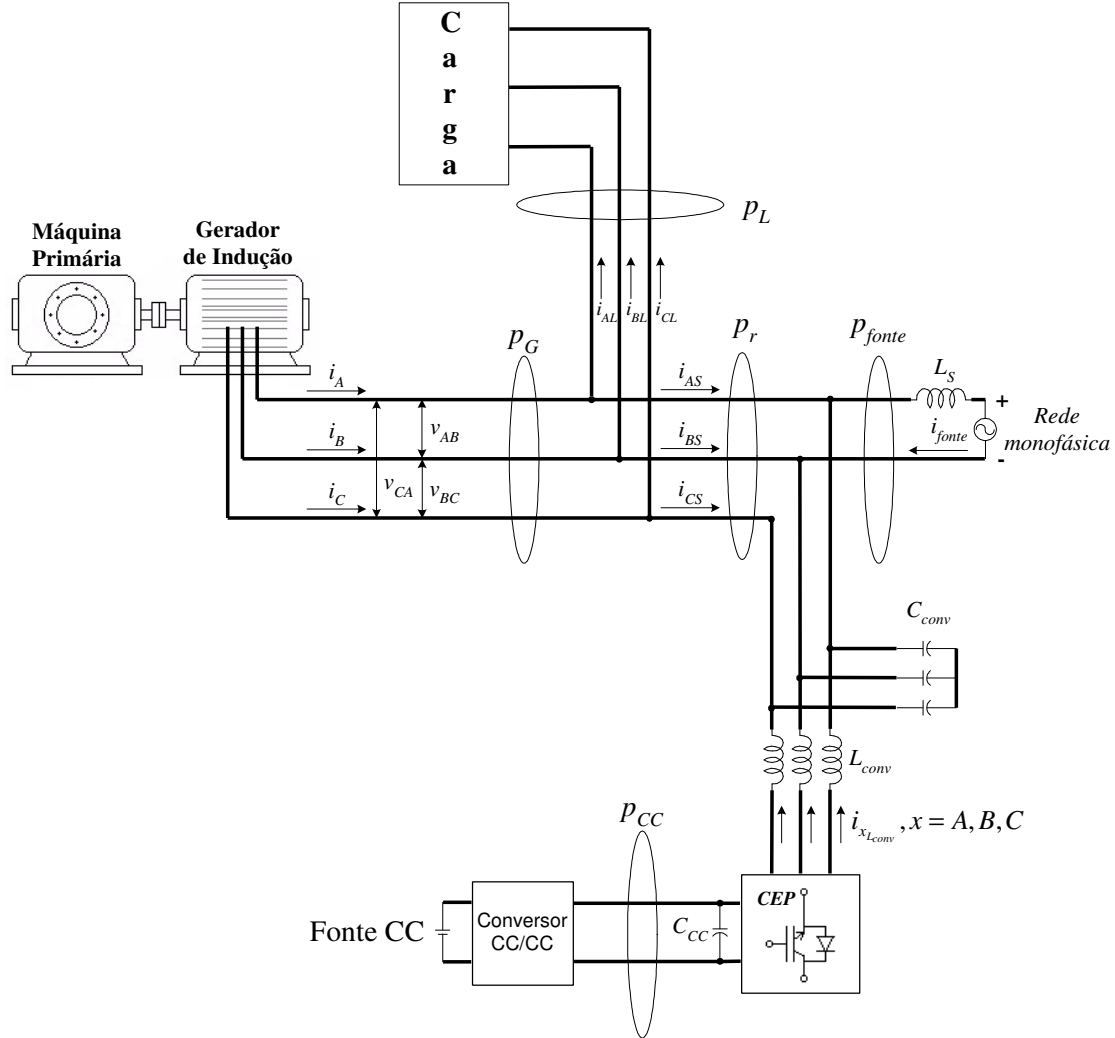


Fig. 2.3 – Circuito de potência do sistema com compensação.

2.3 MÉTODO PARA GERAR AS REFERÊNCIAS PARA O CEP

O CEP é um inversor fonte de tensão cuja tarefa é impor tensões simétricas, equilibradas e senoidais no barramento CA no qual são conectados: o GI, as cargas e também a rede monofásica. Além disso, deseja-se que: $\mathbf{I}_{fonte}$ (representação fasorial da corrente na rede monofásica) e $\mathbf{V}_{fonte}$ (representação fasorial da tensão na rede monofásica) estejam em fase ou defasadas 180° , conforme a demanda da carga local, garantindo assim,

fator de potência unitário na rede monofásica [25, 26].

Esta estratégia é baseada na operação do sistema elétrico interligado, no qual o controle do fluxo de potência ativa pode ser feito pelo ajuste de diferença da tensão instantânea entre dois pontos, o que é conseguido tanto pela alteração da amplitude quanto da defasagem. O fluxo de potência depende tanto desta diferença quanto da impedância existente entre os pontos de conexão.

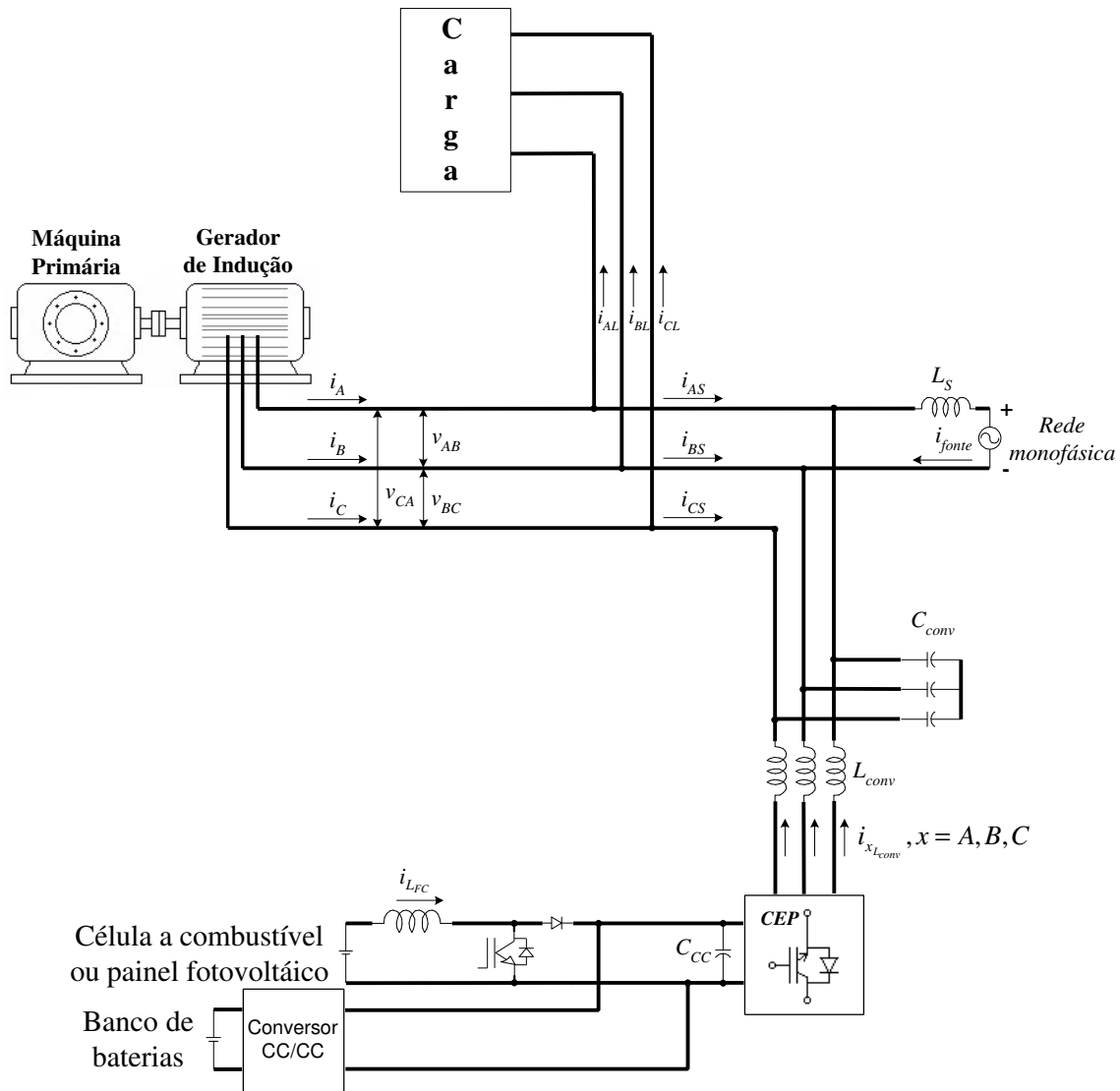


Fig. 2.4 – Sistema com geração distribuída.

Um dos objetivos é o de garantir ao usuário local energia de qualidade, que se exprime, dentre outras características, por uma tensão estabilizada e livre de interrupções.

Ressalta-se também que, de maneira indireta, a imposição de tensão, além de equilibrar a operação do gerador, automaticamente realiza a compensação de reativos e de harmônicas já que o GI, devido a suas características, não compensa tais reativos. A rede monofásica, devido à imposição de $FP = 1$, também está impossibilitada de fornecê-los.

Sendo o CEP capaz de impor tensões senoidais e equilibradas no barramento, as correntes do gerador somente poderão ser senoidais e equilibradas. Ou seja, mesmo na presença de cargas desequilibradas, reativas e não-lineares, o GI deve manter boas condições de operação. Análise semelhante pode ser feita para o lado da rede monofásica.

Todas as componentes harmônicas da corrente da carga, assim como seus reativos, fluirão entre o CEP (circuito de baixa impedância para tais distorções) e a carga.

Como o CEP possui uma impedância de saída finita (dada essencialmente pelo filtro passivo de saída), haverá uma circulação das harmônicas no GI e na rede. No entanto, projetando-se este filtro para uma baixa impedância de saída associada ao controle seletivo da tensão, pode-se reduzir este efeito, como será apresentado oportunamente.

Caso a demanda de energia da carga seja menor do que o GI fornece, o excesso será enviado à rede monofásica, pois não há a previsão de armazenador local de energia. Caso contrário, o excedente é fornecido pela rede monofásica. Deste modo, a potência máxima da carga é a soma das potências fornecidas pela rede e pela geração local.

Em relação à rede monofásica (potência ativa absorvida e/ou injetada na rede monofásica), caso $P_{fonte} > 0$, o ângulo β , que é o ângulo de defasagem entre V_{fonte} e V_{AB} (representação fasorial da tensão de linha imposta pelo inversor) é positivo e V_{AB} estará adiantada em relação a V_{fonte} . Se $P_{fonte} < 0$, β será negativo e V_{AB} estará atrasada em relação a V_{fonte} , como mostra a Fig. 2.5.

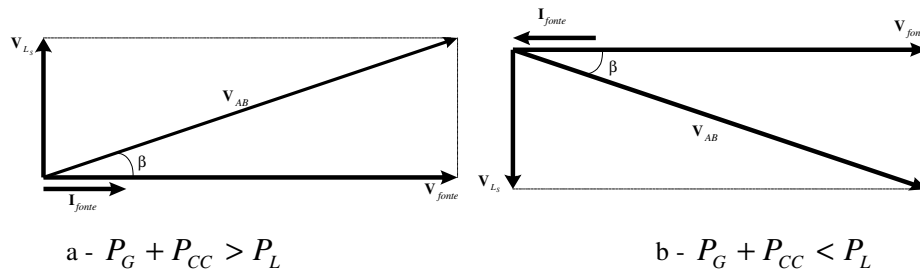


Fig. 2.5 – Diagramas fasoriais.

2.3.a Determinação do ângulo β

As tensões de fase impostas pelo CEP devem produzir uma tensão de linha igual a V_{AB} que, somada fasorialmente a V_{fonte} , deve resultar em uma tensão V_{L_s} (representação fasorial da tensão sobre a indutância série) de modo que I_{fonte} fique em fase com V_{fonte} . Conforme indica a Fig. 2.6, tal corrente será dependente de V_{L_s} como também de X_{L_s} , que é a reatância calculada na frequência da rede.

$$|I_{fonte}| = \frac{|V_{L_s}|}{|X_{L_s}|} \quad (2.1)$$

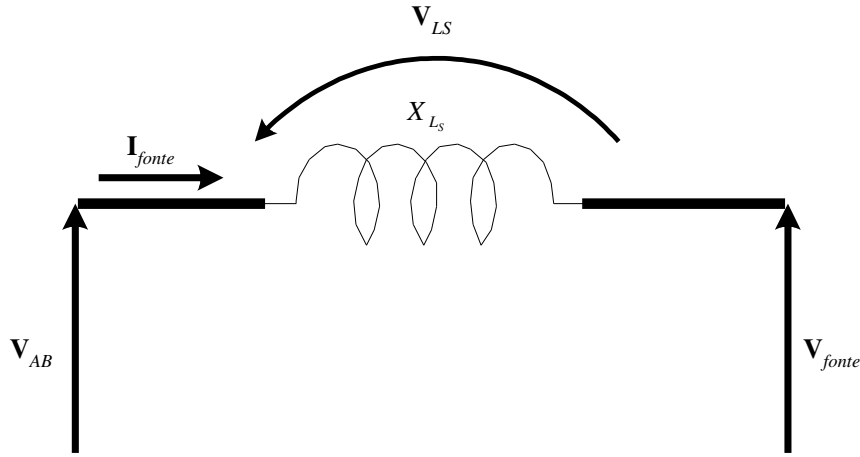


Fig. 2.6 – Representação esquemática.

Dado o valor L_s , e conseqüentemente X_{L_s} , é preciso que o ângulo β e V_{AB} (amplitude de V_{AB}) sejam ajustadas pelo CEP para que o FP se mantenha unitário.

A potência a ser entregue ou absorvida da fonte é dada pela equação 2.2. No entanto, tal potência é a soma da potência gerada (P_G) com a potência produzida pela fonte CC (P_{CC}), subtraída da potência consumida pelas cargas (P_L). A potência nesta seção é identificada por P_r conforme equação 2.3.

$$P_{fonte} = \overline{v_{fonte} \cdot i_{fonte}} = V_{fonte} \cdot I_{fonte} \quad (2.2)$$

$$P_{fonte} = P_r = P_G + P_{CC} - P_L \quad (2.3)$$

Fazendo a medida da corrente em um ramo adequado (veja Fig. 2.3) têm-se as correntes i_{AS} (corrente instantânea na fase “A”, excluindo o que é consumido na fase “A” da carga) e i_{CS} (corrente instantânea na fase “C”, excluindo o que é consumido na fase “C” da carga). Como o sistema considerado é a 3 fios, i_{BS} (corrente instantânea na fase “B”, excluindo o que é consumido na fase “B” da carga) é calculado de acordo com a equação 2.4. As tensões v_A (tensão instantânea da fase “A”) e v_C (tensão instantânea da fase “C”) são medidas em relação ao ponto neutro dos capacitores do filtro do inversor. Da mesma forma, v_B (tensão instantânea entre a fase “B” e o ponto central dos capacitores do filtro de saída do CEP) é calculada através da equação 2.5.

$$i_{BS} = -(i_{AS} + i_{CS}) \quad (2.4)$$

$$v_B = -(v_A + v_C) \quad (2.5)$$

O valor instantâneo de P_r é:

$$p_r = v_A \cdot i_{AS} + v_B \cdot i_{BS} + v_C \cdot i_{CS} \quad (2.6)$$

De acordo com a Fig. 2.7, o ângulo β (equação 2.7), para o qual resulte em fator de potência unitário é:

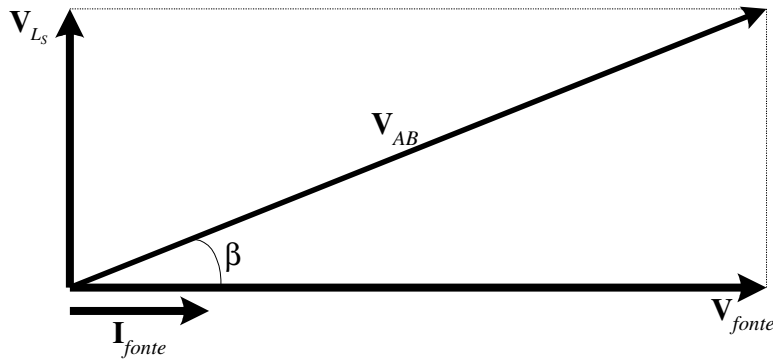


Fig. 2.7 – Diagrama fasorial.

$$\beta = \arctan\left(\frac{V_{L_s}}{V_{fonte}}\right) \quad (2.7)$$

Em termos de variáveis medidas ou calculadas:

$$\beta = \arctan\left(\frac{P_{fonte} \cdot |\mathbf{X}_{L_s}|}{V_{fonte}^2}\right) \quad (2.8)$$

2.3.b Amplitudes para o CEP

Para determinar as referências para o CEP, é preciso medir a tensão v_{fonte} e filtrá-la para obter a sua componente fundamental, v . De acordo com a equação 2.9, encontra-se v'_{AB} que representa a tensão entre as fases “A” e “B” a ser produzida pelo do CEP.

$$v^*_{AB} = \frac{v}{\cos\beta} \quad (2.9)$$

Agora basta defasar v^*_{AB} de $\beta - 30^\circ$, $\beta - 150^\circ$ e $\beta + 90^\circ$ e dividir o módulo por $\sqrt{3}$ para obter as tensões de fases que servirão de referência para o CEP.

Outra possibilidade consiste em criar três senóides internamente ao processador digital, sincronizadas através de um PLL (phase locked loop) com v_{fonte} . Da mesma forma, tais senóides precisam ser defasadas em relação a v_{fonte} de $\beta - 30^\circ$, $\beta - 150^\circ$ e $\beta + 90^\circ$ respectivamente. Já a amplitude destas três senóides é definida pela equação 2.10, na qual V representa a amplitude da tensão da rede monofásica filtrada.

$$A = \frac{V}{\sqrt{3} \cdot \cos\beta} \quad (2.10)$$

2.4 DIMENSIONAMENTO DE L_S

Para o dimensionamento de L_S é necessário conhecer a faixa de variação da tensão eficaz da rede monofásica [25, 26]. Através da portaria nº 47/DNAEE/78 é possível estabelecer tais variações sempre se valendo dos parâmetros do pior caso como limites de projeto. Para tais análises o valor nominal da tensão eficaz da rede monofásica ($V_{n_{fonte}}$) é 220 V [27, 28].

A partir dos valores da Tabela 2.2, é necessário definir uma tensão a ser imposta pelo CEP que permita controlar o fluxo de potência de acordo com os procedimentos apresentados no item anterior. Para a implementação da estratégia de controle que controla o fluxo de potência entre o sistema local e a rede monofásica, a tensão V_{AB} será sempre maior ou igual à tensão da rede, V_{fonte} .

Atualmente, uma nova resolução da ANEEL [29] utiliza índices um pouco diferentes daqueles apresentados na Tabela 2.2. No entanto, como esta alteração de limites não compromete os resultados desta tese, o desenvolvimento do trabalho seguiu os valores da Tabela 2.2.

Tabela 2.2. Limites máximos e mínimos para a tensão da rede monofásica.

	Limite superior	Limite inferior
Pior caso	$1,05.V_{n_{fonte}}$	$0,90.V_{n_{fonte}}$
Limite adequado	$1,05.V_{n_{fonte}}$	$0,925.V_{n_{fonte}}$

Como a tensão da rede monofásica pode variar dentro dos limites estabelecidos pela regulamentação pertinente, é preciso que a tensão local acompanhe tal variação, de modo a processar adequadamente a potência.

Se V_{AB} for muito próximo a V_{fonte} , a regulação do fluxo de potência será dificultada devido à limitação de resolução angular no ajuste do ângulo β . Escolheu-se que a tensão V_{AB} será, no máximo, 5% superior a V_{fonte} . Desta forma, o máximo valor permitido para β será 18° (potência nominal).

Os valores limites para V_{AB} em relação ao valor nominal da tensão local (rede monofásica) foram estabelecidos de modo a proteger as cargas. Caso a tensão V_{fonte} se altere além do limite de $[-10\%, +5\%]$ a tensão local será limitada, respectivamente, entre $[-5\%, +10\%]$. Com isso, o sistema não será mais capaz de garantir $FP = 1$ para a rede monofásica.

$$V_{AB} = 1,05.V_{fonte} \quad (2.11)$$

$$V_{ABmax} = 1,1.Vn_{fonte} \quad (2.12)$$

$$V_{ABmin} = 0,95.Vn_{fonte} \quad (2.13)$$

Com a variação do valor de V_{fonte} , é possível estudar o comportamento: de V_{AB} (definido pela equação 2.11), do ângulo β (equação 2.14), de V_{L_S} (equação 2.15) e de L_S (equação 2.16). As equações 2.14 até 2.16 foram obtidas com a imposição de FP unitário.

A Fig. 2.8 apresenta os valores de V_{AB} e V_{L_S} normalizados em relação ao valor nominal da tensão da rede monofásica, do ângulo β e da indutância L_S . Quando essas variações superam os limites estabelecidos na Tabela 2.2 o valor normalizado de V_{AB} deverá satisfazer as equações 2.12 e 2.13. No entanto, o ângulo β , V_{L_S} e L_S aumentam para valores inferiores ao estabelecido pela equação 2.13 e diminuem para valores acima do limite.

$$\beta = \arccos\left(\frac{V_{fonte}}{V_{AB}}\right) \quad (2.14)$$

$$V_{L_S} = \frac{V_{fonte}}{\tan\beta} \quad (2.15)$$

A Fig. 2.9 é uma representação tridimensional que possibilita a escolha da menor

indutância possível para um determinado fluxo de potência nominal. Este gráfico é obtido resolvendo-se a equação 2.16.

$$L_S = \frac{\tan(\beta) \cdot V_{fonte}^2}{\omega_i \cdot P_{fonte}} \quad (2.16)$$

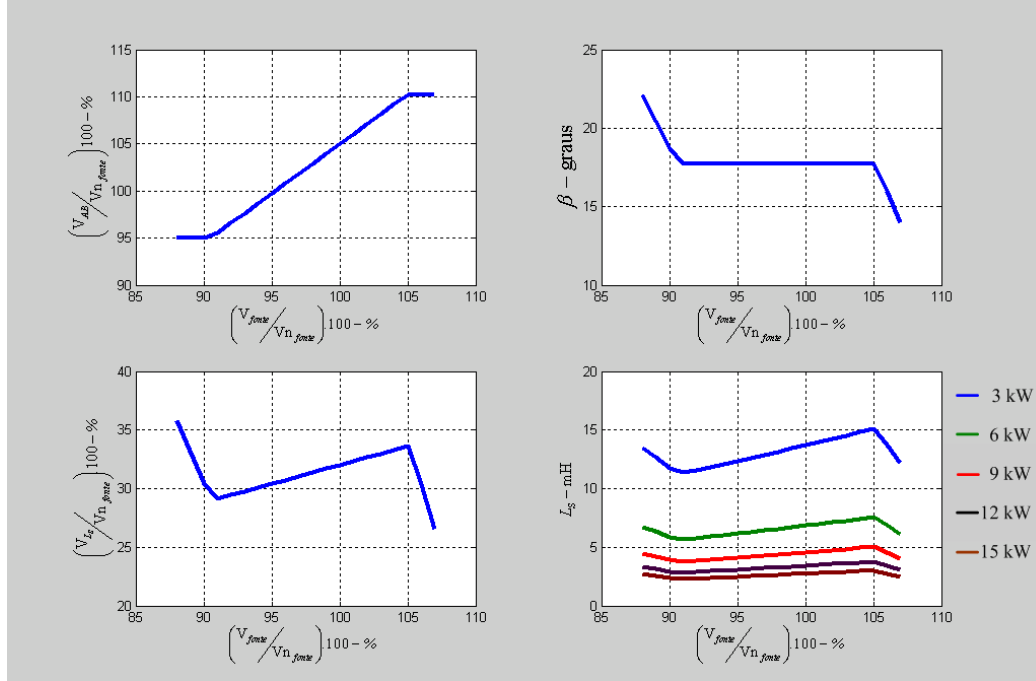


Fig. 2.8 – Comportamento de V_{AB} , β , V_{L_s} e L_s em função da tensão da fonte.

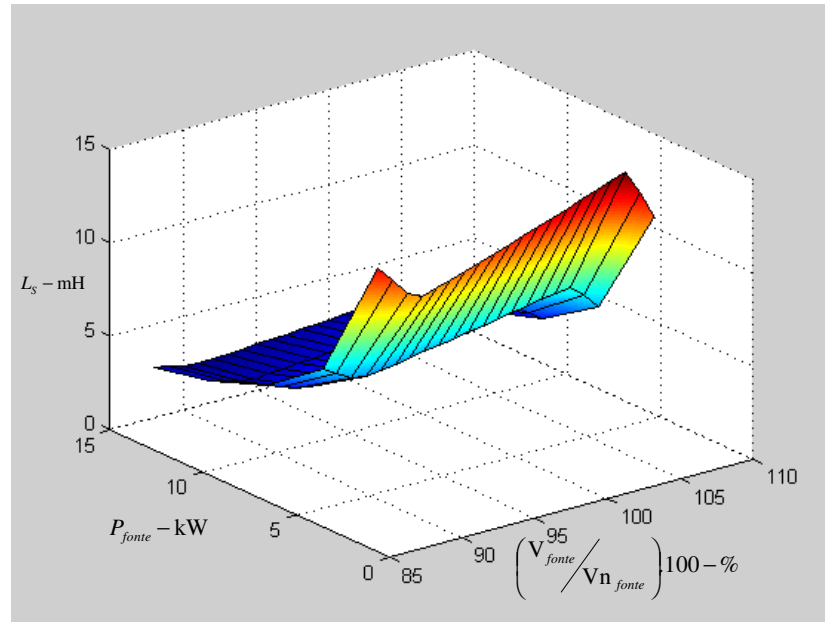


Fig. 2.9 – Comportamento de L_s .

Assim, conhecida a máxima potência que se pode transmitir pela rede monofásica, deve-se escolher o mínimo L_S . Isto garante que em todas as outras situações será possível encontrar um conjunto V_{AB} e β , dado V_{fonte} , que permita fluir a potência nominal pela rede com $FP = 1$.

2.5 COMPORTAMENTO ESTÁTICO DO SISTEMA

A Fig. 2.10 apresenta o comportamento estático do sistema frente à variação da carga. Os gráficos partem de uma condição na qual não existe carga, passando pelo ponto de inflexão ($P_G = P_L$) até uma condição na qual a carga corresponde a uma potência maior do que é produzida pelo GI. Para esta simulação, a potência da carga variou entre 0 e 20 kW para um GI fornecendo 15 kW, sendo que, $L_S = 2,6$ mH e $V_{n_{fonte}} = 220$ V.

Para que o FP se mantenha unitário, o ângulo β deve variar de 16° ($P_L = 0$) até -6° ($P_L = 20$ kW). O valor eficaz da tensão aplicada pelo CEP para esta situação varia entre 1,05 ($P_L = 0$) e 1,005 de $V_{n_{fonte}}$ ($P_L = 20$ kW).

2.6 ILHAMENTO

Por ilhamento entende-se a operação do sistema sem conexão com a rede monofásica. Tal desconexão deve ser feita quando uma falta na rede é detectada e ainda, deseja-se manter a carga local operando.

Admite-se a hipótese de que, na ocorrência da falha no alimentador, seu sistema de proteção atuará com o objetivo de abrir a alimentação no primário do transformador de distribuição, Fig. 2.11.

Para que não seja a fonte local a energizar este transformador é necessário que seja aberta, também, a conexão no lado de baixa tensão pelo relé mostrado na Fig. 2.12. Os tempos e procedimentos para estas ações estão definidos na norma IEEE 1547TM [30].

Em operação normal, na tensão v_{AB} é possível identificar uma componente de tensão na frequência de comutação do CEP, enquanto a tensão na rede, v_{fonte} , não apresenta tal componente, como ilustra a Fig. 2.11. No entanto, com a abertura da proteção no lado de alta tensão, o transformador se comportará como uma elevada impedância e na tensão v_{fonte}

aparece o “ripple” de alta freqüência, como mostrado na Fig. 2.12.

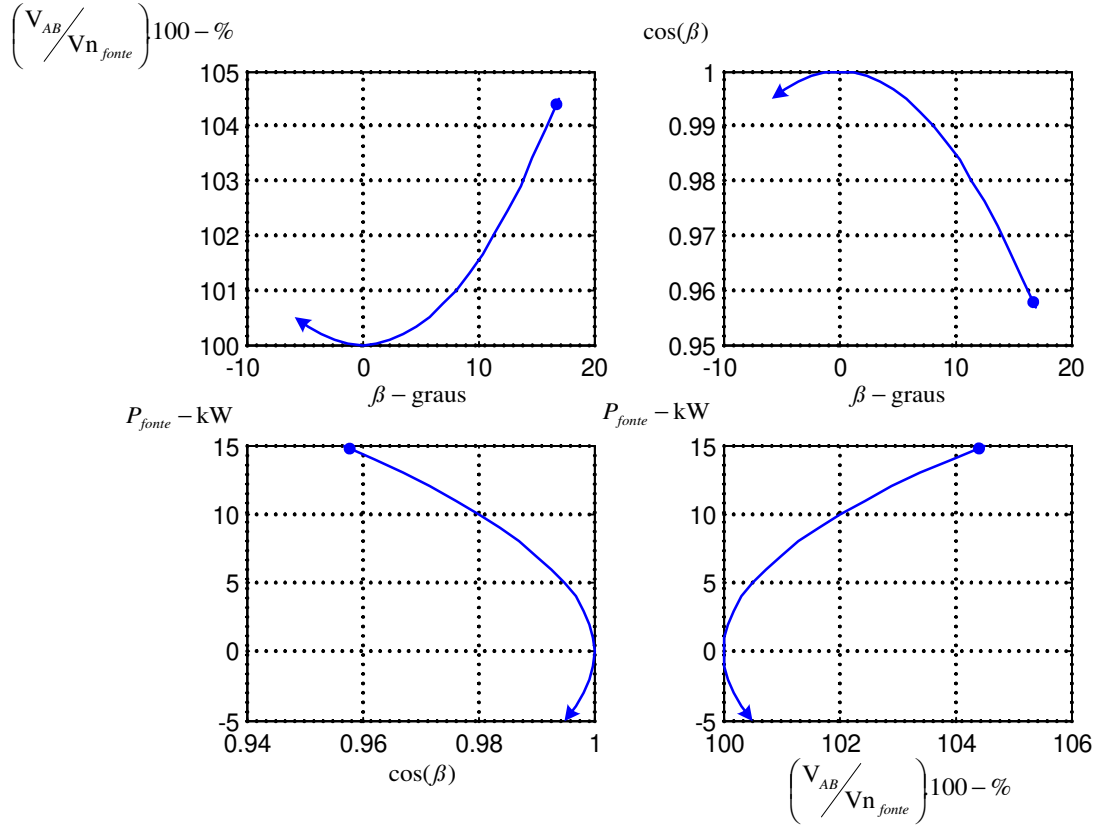


Fig. 2.10 – Comportamento estático do sistema.

Para identificar tal distúrbio será utilizado um filtro passa banda sobre a tensão da rede monofásica sintonizado na freqüência de chaveamento, associado a um comparador que, na presença de “ripple” (12 kHz) [31] faz com que a saída de tal circuito transite do nível lógico 0 para o nível lógico 1. A Fig. 2.13 apresenta a resposta em freqüência do filtro passa banda.

Ao detectar a presença do “ripple”, tal circuito informa ao DSP a ocorrência de ilhamento fazendo com que o sistema passe da condição de geração distribuída para sistema autônomo. É neste instante que o relé de estado sólido será aberto. Com isso, evita-se que o sistema de geração distribuída alimente o sistema ao qual se conecta (barramento da concessionária de energia).

O retorno da rede monofásica produz uma transição no circuito do filtro passa banda

+ comparador de 0 para 1 e de 1 para 0. Nesta última transição o processador é informado que a rede retornou e que a conexão pode ser restabelecida.

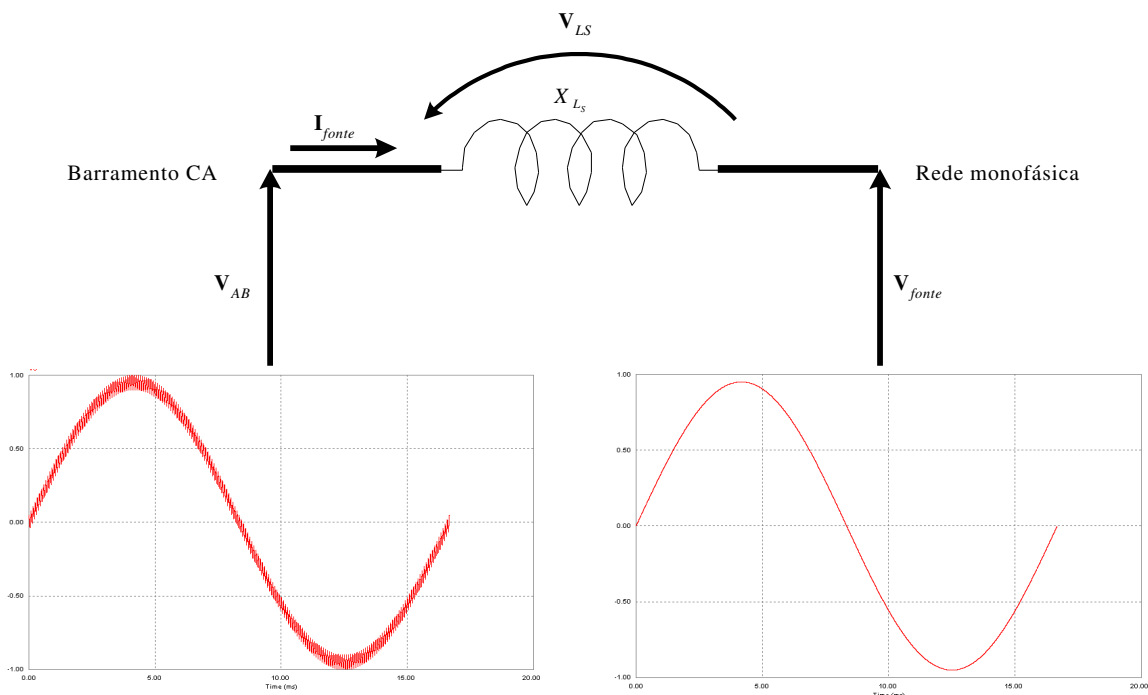


Fig. 2.11 – Sistema em funcionamento normal.

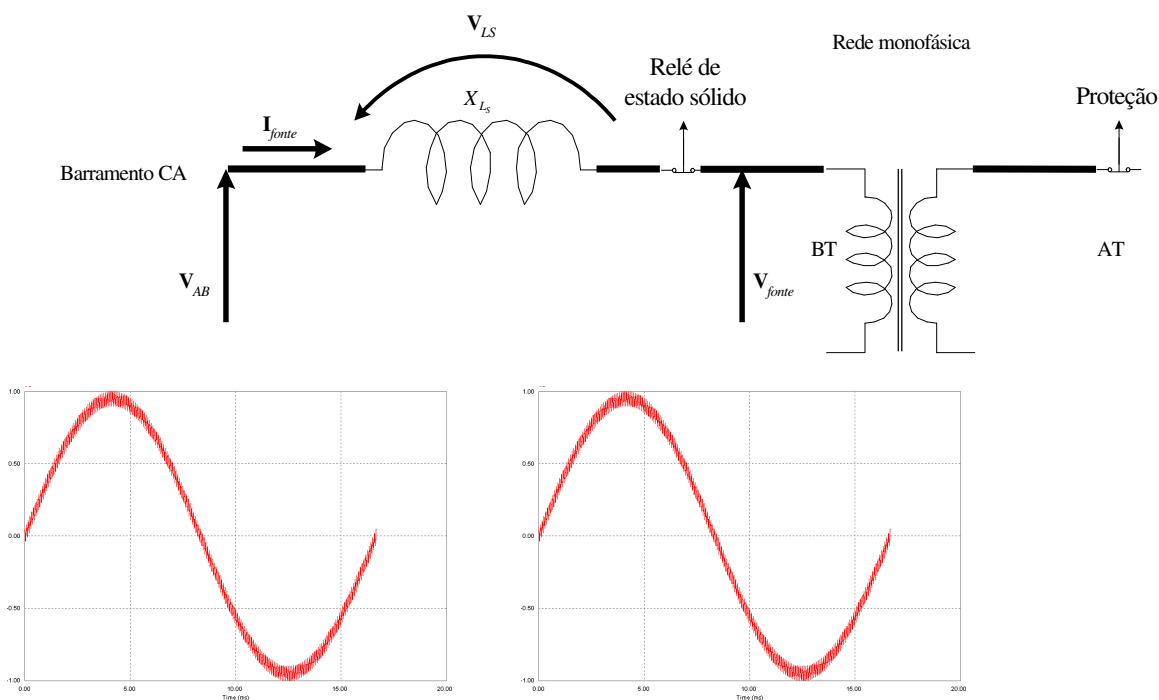


Fig. 2.12 – Sistema após ocorrer o ilhamento.

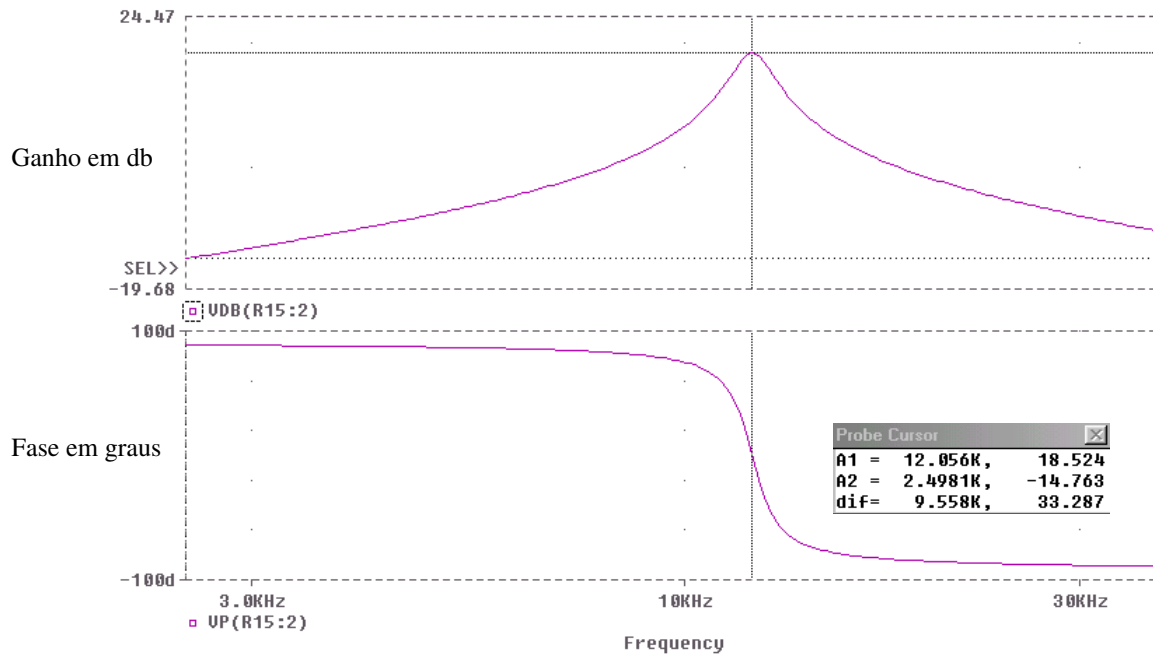


Fig. 2.13 – Resposta em frequência do filtro passa banda.

2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o procedimento para controlar o fluxo de energia entre a rede monofásica-GI-carga de forma a entregar energia de boa qualidade ao consumidor.

O sistema possui dois modos de operação em relação ao fluxo de potência ativa: modo $P_G + P_{CC} > P_L$ e modo $P_G + P_{CC} < P_L$. O primeiro é caracterizado por cargas de pequeno porte, ou seja, o GI é capaz de alimentá-la sozinho. Já no segundo modo, a rede monofásica contribui para suprir o déficit de energia.

O controle do sistema é baseado na imposição de tensões ao barramento CA de forma que a corrente que flui pela rede monofásica apresente $FP = 1$. Para tal, foi dimensionada uma indutância L_S que permita $FP = 1$ com a menor variação na tensão eficaz do barramento CA, em toda a faixa de potência.

Também foi tratada a operação isolada (ilhamento) além de um procedimento de como detectá-la. Para isso, foi utilizado um filtro passa banda que informa ao processador digital a presença de “ripple” sobre a tensão no lado da rede monofásica.

CAPÍTULO 3

3.1 PROJETO, ANÁLISE E SIMULAÇÃO DOS COMPENSADORES

Neste capítulo são apresentados o projeto e a análise dos compensadores de forma que a tensão sintetizada pelo conversor seja a reprodução fiel da sua referência. Há também uma comparação entre a modulação senoidal e a “Space Vector Modulation (SVM)” e o motivo pelo qual se optou pela SVM.

Para que se possa controlar o sistema mostrado na Fig. 3.1, através da teoria descrita no capítulo 2, é necessário que sejam medidas: i_{AS} , i_{CS} , v_A e v_C . Com isso, calcula-se a P_{fonte} de modo a se obter o ângulo β e a amplitude de v_{AB} e, como consequência, as três tensões de referência para o CEP (v'_A , v'_B e v'_C) [25, 26 e 32].

O passo seguinte consiste em poder sintetizar três tensões senoidais de fase, baseadas na tensão de linha v_{AB} . Para isto, o controlador PI da malha interna controlará a corrente sobre as indutâncias L_{conv} , enquanto que o controlador da malha externa determina a tensão sobre os capacitores C_{conv} [25, 26, 32 - 34].

Para o controle de corrente são medidas: $i_{A_{L_{conv}}}$ (corrente instantânea na fase “A” do CEP) e $i_{C_{L_{conv}}}$ (corrente instantânea na fase “C” do CEP) e calculada $i_{B_{L_{conv}}}$ através da equação 3.1.

Da mesma maneira que para o controle de corrente, para o controle de tensão medem-se também duas variáveis v_A e v_C e calcula-se a terceira v_B .

$$\begin{aligned} i_{B_{Lconv}} &= -(i_{A_{Lconv}} + i_{C_{Lconv}}) \\ v_B &= -(v_A + v_C) \end{aligned} \quad (3.1)$$

A partir das medições e dos cálculos e devido ao modo no qual implementou-se a rotina da “SVM”, que é baseada na comparação vetorial, é necessário empregar a transformada de “Clarke” que faz uma transformação de três (ABC) para dois eixos ($\alpha\beta$) nas tensões de referência, nas tensões medidas entre uma fase e o ponto neutro do filtro de saída e nas correntes pelos indutores do filtro. Na equação 3.2, y representa cada uma destas variáveis em três ou dois eixos. A saída da SVM conterà os índices de modulação prontos para serem aplicados ao inversor [35, 36].

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_A \\ y_B \\ y_C \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Para aumentar a capacidade geradora do sistema proposto, fontes CC podem ser adicionadas ao “link” CC do CEP, associadas a conversores do tipo “boost”, Fig. 3.1, os quais são controlados no modo corrente.

Uma vez que o processador digital possui somente oito entradas A/D (analógico/digital), o controle do conversor “boost” foi implementado utilizando um circuito dedicado (3524 da ST Microelectronics) sendo que a habilitação de tal circuito é gerenciada pelo processador digital.

Para sincronizar a rede monofásica com as referências internas ao processador digital foi utilizado um PLL digital cujo núcleo é um controlador PI. Verificou-se que este PI tem uma resposta dinâmica semelhante ao desempenho obtido em controladores do tipo “dead beat” [37].

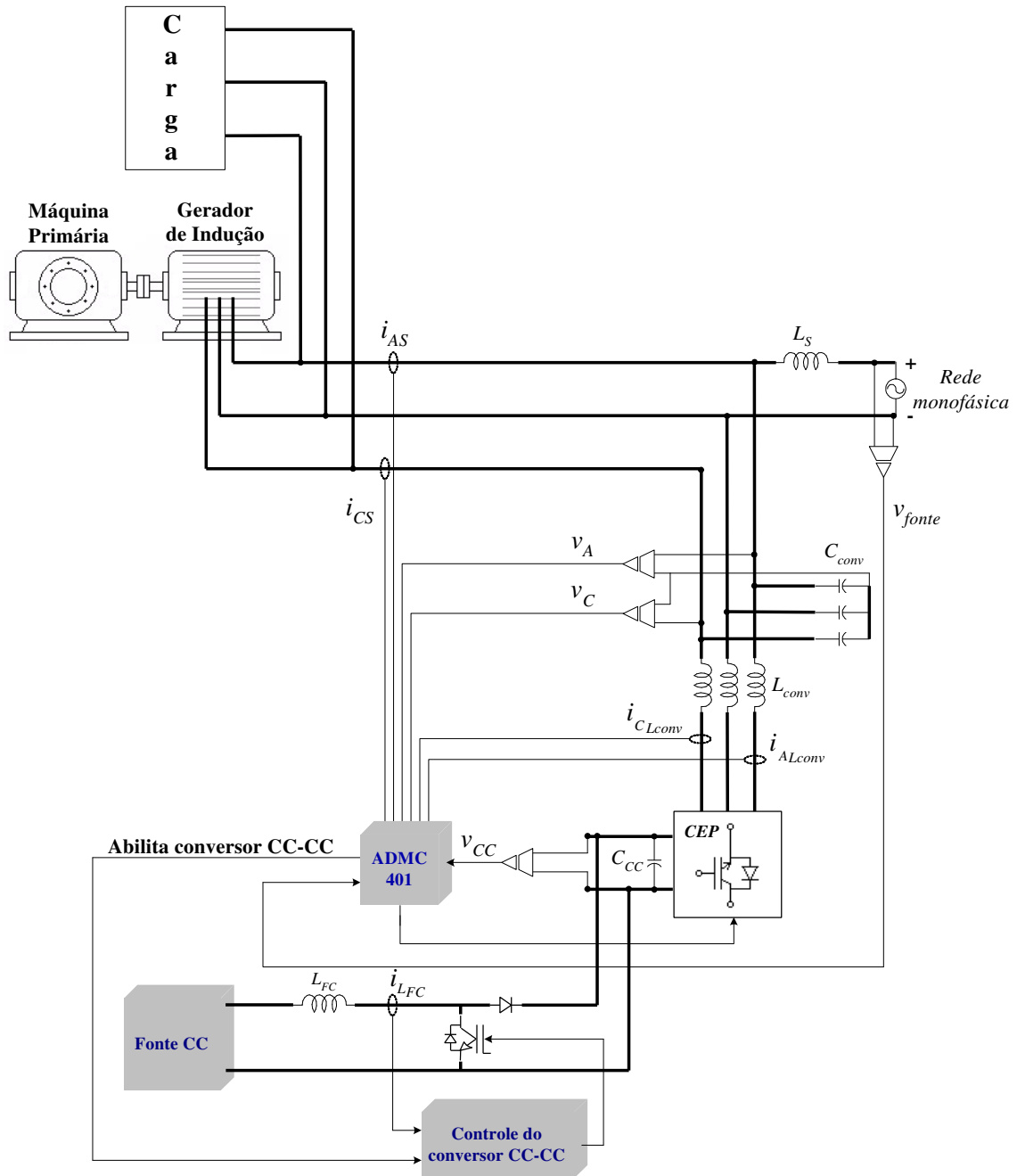


Fig. 3.1 – Diagrama de medição para o sistema com geração CA e CC.

3.2 CONTROLE PI DE CORRENTE

O diagrama de blocos da Fig. 3.2 é a representação simplificada para a malha de controle da corrente para o inversor trifásico, onde tanto a corrente de referência quanto a corrente medida são grandezas resultantes da transformação de “Clarke”.

k_{lem} é a constante de proporcionalidade entre os sensores de corrente e o conversor

analógico digital do DSP.

k_{ADC} é a constante que converte as entradas do DSP em valores hexadecimais. O ADMC 401 tem como fator de escalonamento 2^{15} [38].

k_{cl} é a constante utilizada no algoritmo da modulação vetorial de forma a tratar situações de saturação forte, ver seção 3.4 [38, 39].

O Bloco $\frac{1}{s.L_{conv}}$ é a função de transferência tensão-corrente do filtro de saída que está

conectado aos terminais do inversor. Tal aproximação é válida desde de que a impedância da carga seja muito menor do que a impedância do filtro de saída e que a frequência de amostragem seja suficientemente grande quando comparada à frequência da fundamental que se deseja sintetizar [38, 39].

Existe ainda o bloco SVM, que é igual a $\frac{\sqrt{2}.V_{cc}}{2^{15}}.e^{-s.T/2}$, o qual é modelado como um ganho e o atraso entre a entrada da rotina da SVM e a tensão aplicada pelo inversor ao sistema, sendo que T é a taxa de amostragem que é igual ao período de chaveamento [40].

As variáveis $\mathbf{I}_{\alpha\beta L_{conv}}^*$ são as representações fasoriais das correntes de referências para as indutâncias do filtro de saída em $\alpha\beta$ e $\mathbf{I}_{\alpha\beta L_{conv}}$ são as representações fasoriais das correntes medidas sobre as indutâncias do filtro de saída também em $\alpha\beta$.

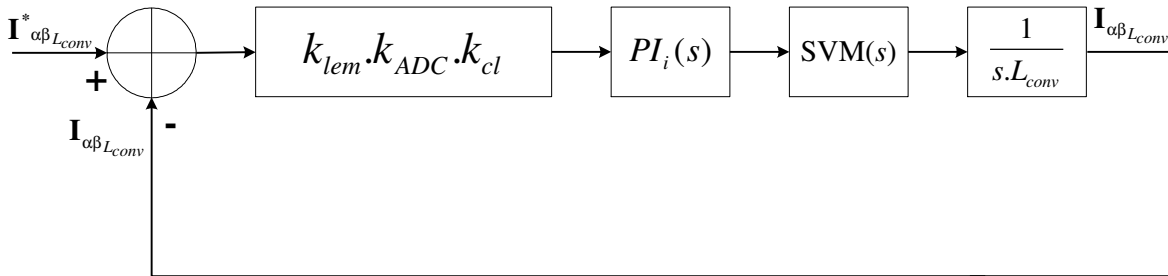


Fig. 3.2 – Controle de corrente em malha fechada.

Para o projeto do compensador PI é necessária a escolha da margem de fase (mfi) e da frequência de corte que se deseja obter em malha fechada (F_{CLi}).

Baseando-se no diagrama de blocos da Fig. 3.2, obtém-se o ganho de malha aberta de

acordo com a equação 3.3. Depois de definido o ganho em malha aberta, G_{OLi} e com a imposição da frequência de corte de malha fechada (equação 3.4), o ganho proporcional do compensador PI (k_{propi}) de corrente será dado pelas equações 3.5 e 3.6.

$$G_{OLi} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{2^{15}} \cdot k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot \frac{1}{L_{conv}} \quad (3.3)$$

$$k_{propi} \cdot \frac{G_{OLi}}{\omega_{CLi}} = 1 \quad (3.4)$$

$$k_{propi} = \frac{F_{CLi}}{G_{OLi}} \cdot 2\pi \quad (3.5)$$

$$k_{propi} = 2\pi \cdot F_{CLi} \cdot \frac{L_{conv}}{\frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{2^{15}} \cdot k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl}} \quad (3.6)$$

Já o ganho integral (k_{inti}) é calculado de acordo com a equação 3.7. Na Tabela 3.1 são mostrados os valores utilizados no projeto de tais ganhos.

$$k_{inti} = \frac{k_{propi} \cdot 2\pi \cdot F_{CLi}}{\tan(mf\tilde{i})} = \frac{(2\pi \cdot F_{CLi})^2}{\tan(mf\tilde{i})} \cdot \frac{L_{conv}}{\frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{2^{15}} \cdot k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl}} \quad (3.7)$$

Tabela 3.1 – parâmetros do sistema simulado – PI corrente.

F_{CLi} (Hz)	$mf\tilde{i}$ (°)	V_{CC} (V)	L_{conv} (mH)	k_{lem}	k_{ADC}	k_{cl}
1000	70	330	1,8	$1/11,75$	2^{15}	$1/\sqrt{3}$

Nas Figs. 3.3 e 3.4, respectivamente, são apresentadas as respostas em frequência do compensador PI e as comparações dos projetos nos modos contínuo e discreto do matlab “c2dm” e $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$. O erro apresentado por ambos os métodos de discretização é reduzido, de tal forma que é possível escolher qualquer um dos dois sem que haja prejuízo

ao controlador. Entretanto, foi escolhida a discretização $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ que é de mais fácil implementação no processador digital.

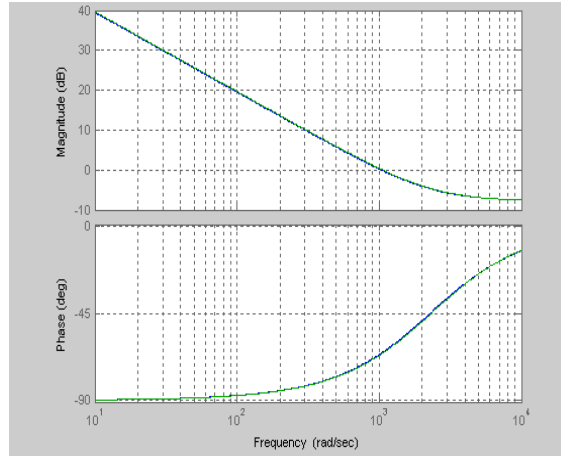


Fig. 3.3 – Resposta em frequência do compensador PI de corrente (Linha azul sistema contínuo, linha verde sistema discretizado utilizando a função c2dm do matlab).

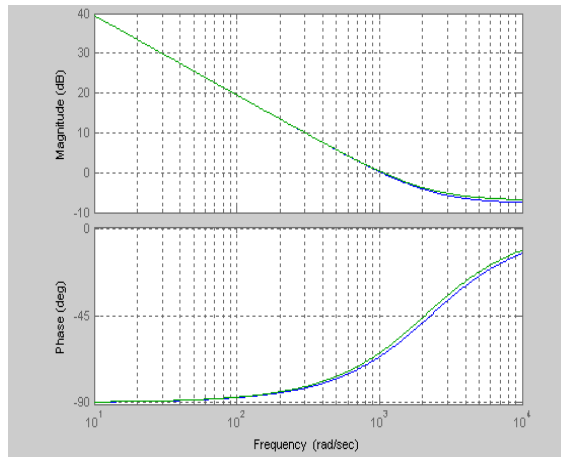


Fig. 3.4 – Resposta em frequência do compensador PI de corrente (Linha azul sistema contínuo, linha verde sistema discretizado usando $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$).

Como passo seguinte, determina-se o módulo da função de transferência de malha fechada para o diagrama da Fig. 3.2. O compensador PI de corrente será considerado como um ganho pois, na frequência de projeto do PI de tensão, o atraso devido ao PI de corrente é desprezível [25]. A equação 3.8 tem como resultado o ganho equivalente do compensador PI de corrente em malha fechada.

$$|FT_i| = \frac{|Ganho\ direto|}{|1 + Ganho\ direto|} \quad (3.8)$$

Calculando os termos apropriados na equação 3.8 obtém-se a expressão 3.9.

$$|FT_i(s)| = \frac{\left| PI_i(s) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{2^{15}} \cdot e^{-(s.T/2)} \cdot \frac{1}{s \cdot L_{conv}} \cdot k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \right|}{\left| 1 + PI_i(s) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CC}}{2^{15}} \cdot e^{-(s.T/2)} \cdot \frac{1}{s \cdot L_{conv}} \cdot k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \right|} \quad (3.9)$$

O comportamento da função de transferência do controle de corrente é mostrado no gráfico da Fig. 3.5. Tal resultado é apresentado para duas situações: uma para impedância da carga muito menor que a impedância do filtro de saída ($Z_L = 0$) e outra na qual a impedância do filtro de saída é muito menor que a impedância da carga ($Z_L = \infty$). A presença de um erro no ganho, em baixa frequência, quando são comparadas ambas as respostas, é devido à não inclusão da impedância da carga na função de transferência e ao fato de que a frequência de corte do filtro de saída e a frequência F_{CLi} do PI de corrente não estarem totalmente desacopladas. Em relação ao erro de fase, o mesmo é perceptível já na frequência fundamental.

Para valores nominais de projeto, a impedância da carga é muito pequena, aproximando-se de $Z_L = 0$ o que resulta em erro pequeno em baixa frequência.

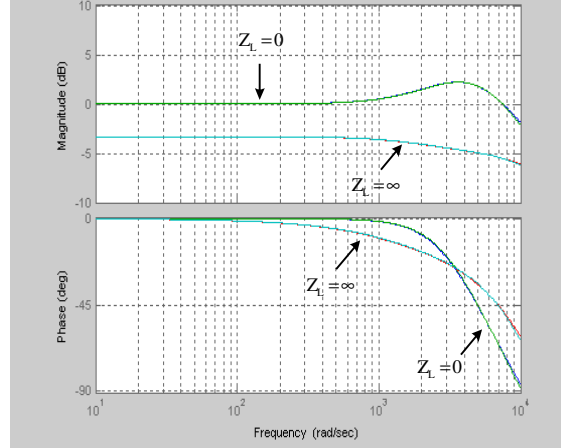


Fig. 3.5 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha.

3.3 CONTROLE PI DE TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR

O diagrama de blocos da Fig. 3.6 representa o sistema de controle da tensão de saída do inversor trifásico onde ambas, tensão de referência e tensão amostrada, são grandezas resultantes da transformação de eixos ABC para $\alpha\beta$.

k_{volt} é a constante de proporcionalidade entre o sensor de tensão e o conversor analógico digital do DSP.

Para o projeto do compensador PI é necessário escolher a margem de fase (mf_v) e a frequência de corte de malha fechada imposta pelo controle (F_{CLv}).

Com base no diagrama de blocos da Fig. 3.6 obtém-se o ganho de malha aberta G_{OLv} de acordo com a expressão 3.10. As variáveis $\mathbf{V}_{\alpha\beta_{C_{conv}}}^*$ são as representações fasoriais das tensões de referências em $\alpha\beta$ e $\mathbf{V}_{\alpha\beta_{C_{conv}}}$ são as representações fasoriais das tensões medidas sobre os capacitores do filtro de saída também em $\alpha\beta$.

Depois de definido o ganho de malha aberta, G_{OLv} e com a frequência de corte de malha fechada (equação 3.11) é obtido o ganho proporcional do compensador PI (k_{propv}) de tensão.

$$G_{OLv} = G.PI_i \cdot \frac{1}{C_{conv}} k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \quad (3.10)$$

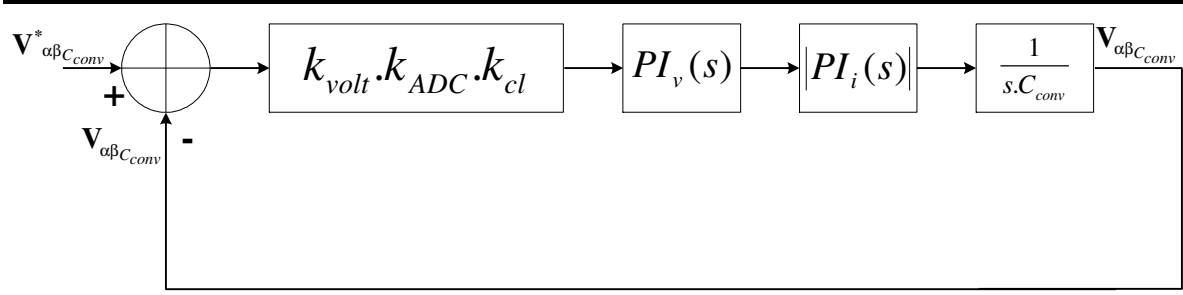


Fig. 3.6 – Controle PI da tensão de saída do inversor.

$$k_{propv} \cdot \frac{G_{OLv}}{\omega_{CLv}} = 1 \quad (3.11)$$

$$k_{propv} = \frac{F_{CLv}}{G_{OLv}} \cdot 2\pi \quad (3.12)$$

$$k_{propv} = 2\pi \cdot F_{CLv} \cdot \frac{1}{G \cdot PI_i} \cdot \frac{C_{conv}}{k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl}} \quad (3.13)$$

Já o ganho integral (k_{intv}) é definido de acordo com a equação 3.14. Os mesmos comentários feitos para as Figs. 3.3 e 3.4, respectivamente, podem ser estendidos para as Figs. 3.7 e 3.8.

$$k_{intv} = \frac{k_{propv} \cdot 2\pi \cdot F_{CLv}}{\tan(mfv)} = \frac{(2\pi \cdot F_{CLv})^2}{\tan(mfv)} \cdot \frac{1}{G \cdot PI_i} \cdot \frac{C_{conv}}{k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl}} \quad (3.14)$$

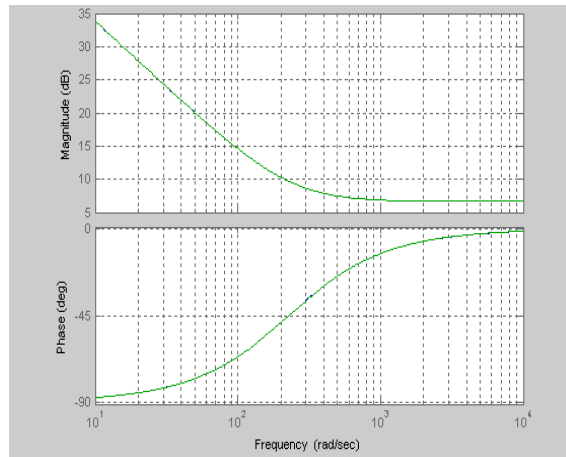


Fig. 3.7 – Resposta em frequência do compensador PI de tensão (Linha azul sistema contínuo, linha verde sistema discretizado utilizando a função c2dm do matlab).

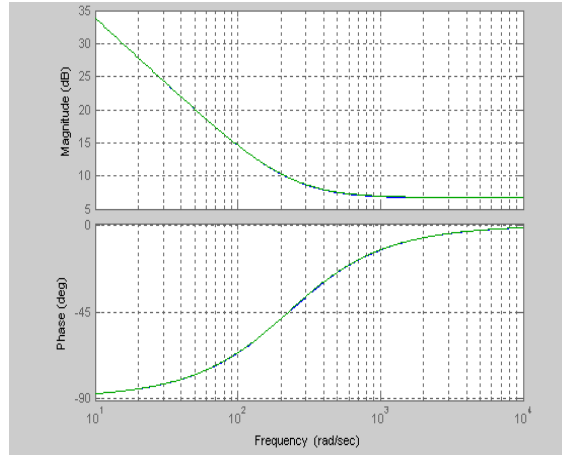


Fig. 3.8 – Resposta em frequência do compensador PI de tensão (Linha azul sistema contínuo, linha verde sistema discretizado usando $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$).

Tabela 3.2 – parâmetros do sistema simulado – PI tensão.

F_{CLV} (Hz)	mf_v (o)	C_{conv} (μF)	k_{volt}	k_{ADC}	k_{cl}
100	70	100	$1/360$	2^{15}	$1/\sqrt{3}$

3.4 DIAGRAMA GERAL DE CONTROLE DO CONVERSOR

Conforme indica a Fig. 3.9, os elementos associados ao sistema de controle podem ser divididos em quatro partes: controle de tensão; controle de corrente; variáveis medidas e funções de transferência tensão-corrente e corrente-tensão.

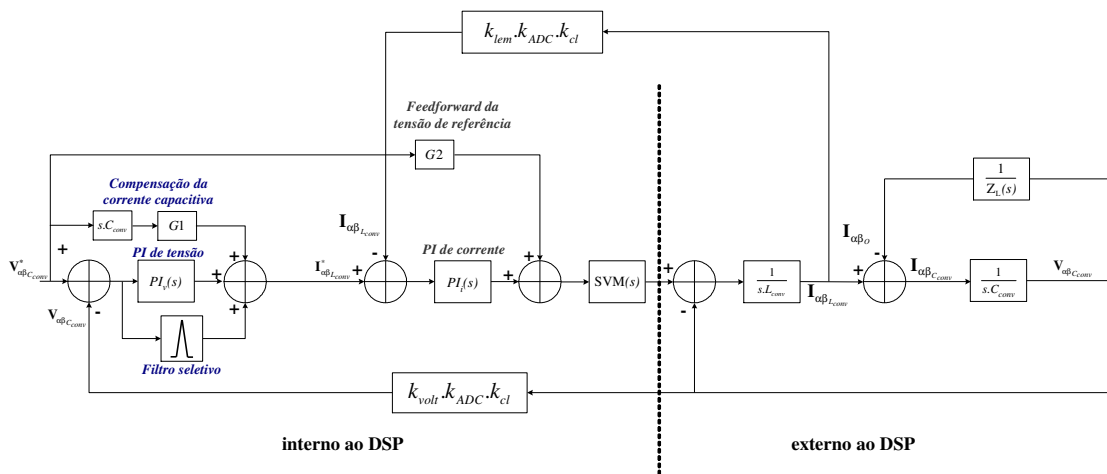


Fig. 3.9 – Diagrama de controle do conversor.

A utilização do controle proposto é devido à incapacidade do PI compensar

plenamente erros em relação à referência. A associação PI de tensão, filtro seletivo e “feed-forward” da corrente capacitiva é utilizada para corrigir tais erros [25, 26, 31].

Na Fig. 3.10 é apresentado o desempenho do compensador PI de tensão associado ao filtro seletivo com ganho elevado na frequência fundamental e nas frequências que se deseja compensar.

Observa-se que a sintonia dos filtros está acima das frequências nominais. Esse pequeno deslocamento foi feito propositadamente devido às imprecisões no modelo do sistema, causadas por: constantes do filtro no formato Q15 (processador de ponto fixo), imprecisões no modelo da planta, etc. Com este ajuste, conseguiu-se a melhor compensação nas frequências de interesse, uma vez que resulta em um melhor ajuste de fase.

O controle de corrente é composto pelo PI e pelo “feed-forward” da tensão de referência. Tal estrutura também possui a capacidade de corrigir erro de fase e de amplitude entre a referência e a corrente sobre as indutâncias L_{conv} . Os ganhos G1 e G2 são constantes e possuem valores menores que 1.

Na Fig. 3.11, é mostrada a resposta em malha fechada utilizando-se PI's para controlar corrente e tensão no PCC ao qual o CEP se conecta. Devido à limitada banda passante, existem erros significativos já na fundamental.

Ao adicionar o controle proposto no diagrama de blocos da Fig. 3.9, é obtida uma significativa melhora da resposta do sistema, pois, exatamente na frequência fundamental e nas harmônicas de interesse (3^a e 5^a), tanto fase como amplitude são parcialmente compensadas. Como no item 3.1, o controle em malha fechada de tensão (Fig. 3.9) é também analisado em duas situações: uma com impedância da carga igual à nominal (1000 W por fase e tensão de fase 127 V eficaz) e com impedância infinita, Fig. 3.12.

O efeito de adicionar filtros seletivos faz com que ocorra uma redução na impedância do CEP em determinadas harmônicas. Com isso, o CEP tem maior capacidade de fornecer corrente nestas frequências para compensar cargas não-lineares, Fig. 3.13 [33, 34]. Com isso, preserva-se a baixa distorção da tensão no PCC e garante-se corrente quase senoidal no GI e na rede.

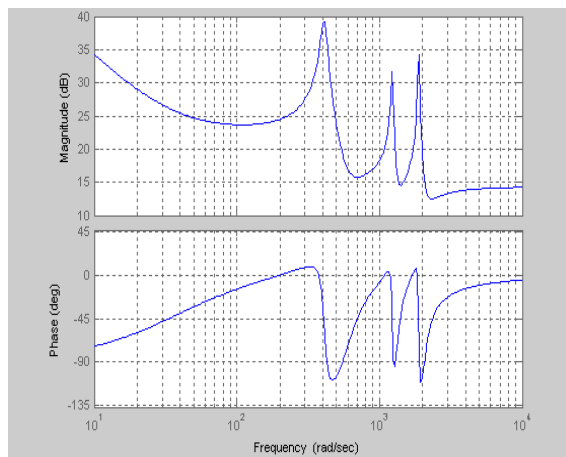


Fig. 3.10 – Resposta em frequência do compensador PI de tensão associado a filtros seletivos na fundamental, 3^a e 5^a harmônicas.

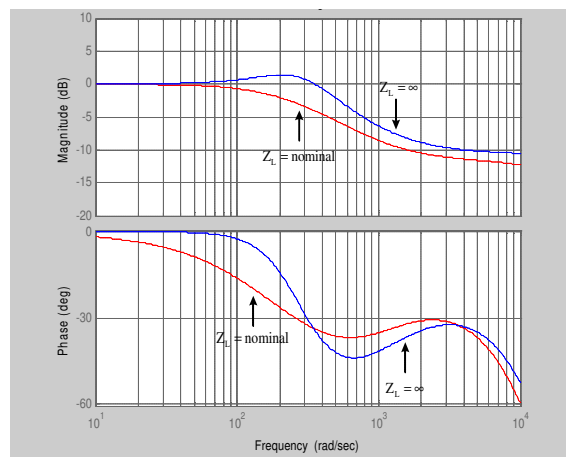


Fig. 3.11 – Resposta em frequência do compensador de tensão em malha fechada com PI na tensão e corrente.

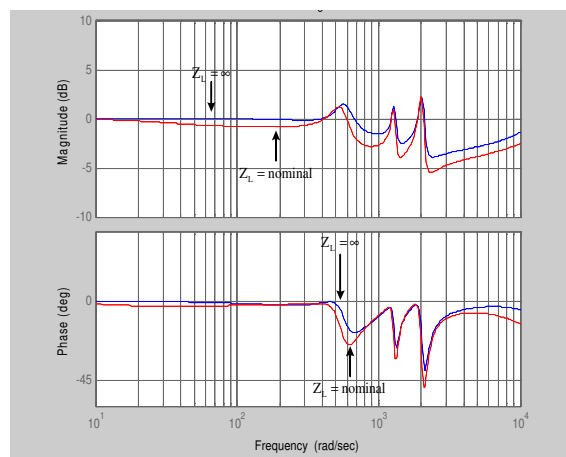
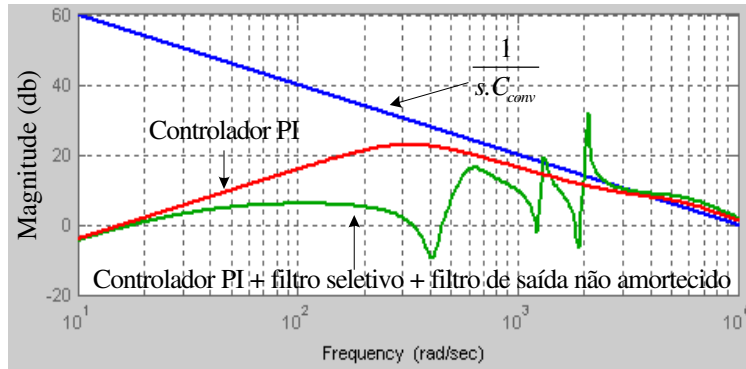


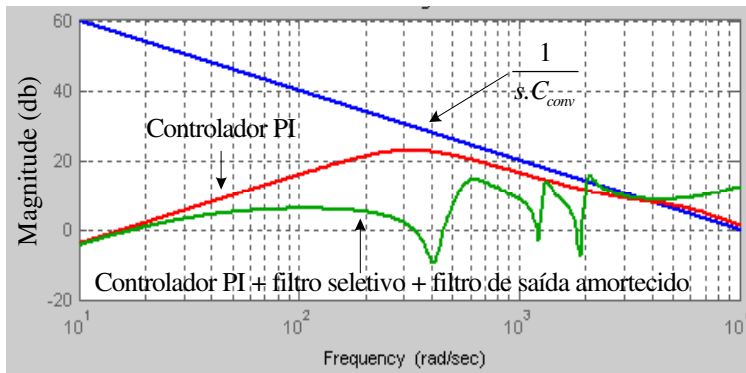
Fig. 3.12 – Resposta em frequência do compensador de tensão da malha fechada da Fig. 3.9.

Sem amortecimento no filtro de saída associado a pouca seletividade do filtro seletivo digital, a frequência de oscilação do filtro de saída poderá ser excitada. Uma possibilidade

para evitar este problema seria a inserção de amortecimento ou a inclusão de um filtro digital sintonizada na 7ª harmônica.



a – Sem amortecimento no filtro de saída.



b – Com amortecimento no filtro de saída.

Fig. 3.13 – Impedância do capacitor do filtro CA, do controlador PI e do controlador PI + filtro seletivo.

3.5 MODULAÇÃO VETORIAL

Este tipo de modulação tem como vantagem primordial a maior utilização da tensão do barramento CC. Tal técnica permite obter uma tensão eficaz 15 % superior quando comparada à modulação senoidal. Isso é devido à injeção de componentes de sequência zero que produz uma tensão com frequência três vezes a frequência da fundamental [36, 38, 39].

A idéia de que, somando um valor igual às três tensões de fase, o valor da tensão de linha não sofre alteração. Este valor pode ser escolhido de forma a se obter a máxima tensão ou até mesmo reduzir a frequência de comutação dos semicondutores.

O algoritmo da SVM tem como entrada de dados dois valores em coordenadas $\alpha\beta$ a serem produzidos pelo inversor e apresenta como saída, três valores que representam as

larguras de pulso para cada fase [38].

A Fig. 3.14 apresenta os eixos $\alpha\beta$ e os vetores fundamentais gerados pelo inversor. Os valores 0 e 1 representam os estados dos semicondutores de potência, sendo que, em um mesmo braço, num mesmo instante, eles devem ser complementares.

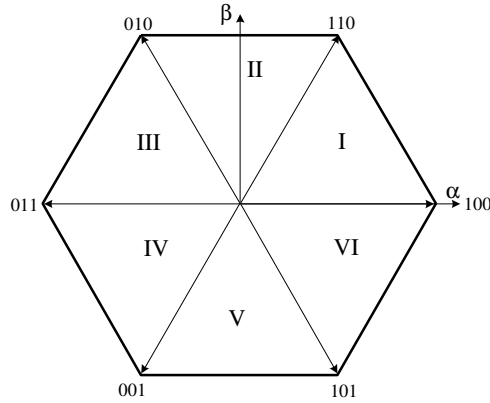


Fig. 3.14 – Referências $\alpha\beta$ e vetores fundamentais.

Conforme ilustra a Fig. 3.15, a primeira parte do algoritmo consiste em identificar o setor ao qual o vetor girante pertence e em verificar se os vetores de entrada na rotina computacional são positivos ou negativos. A segunda operação confronta a dimensão relativa dos mesmos.

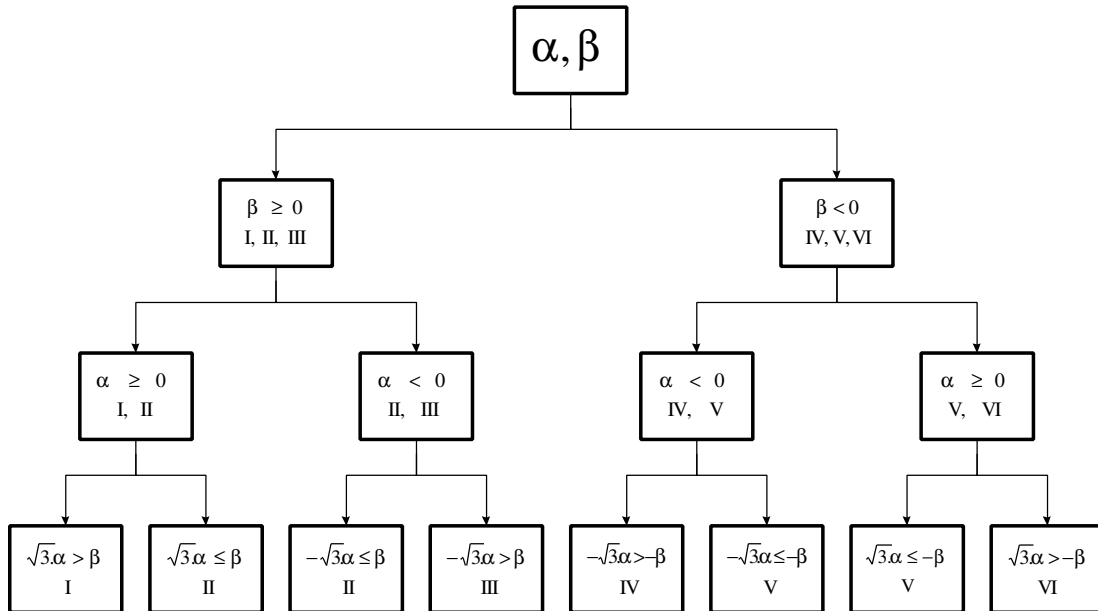


Fig. 3.15 – Algoritmo da SVM.

No passo seguinte, projeta-se o vetor ingressante sobre os vetores fundamentais utilizando uma das seis matrizes de mudança de base, equação 3.15.

Os valores para os tempos de aplicação dos vetores são obtidos com o emprego da equação 3.16 na qual T é o período de comutação que, neste caso, é igual à taxa de aquisição.

$$\begin{aligned}
 M1 &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} & M2 &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} & M3 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \\
 M4 &= \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{-2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} & M5 &= \begin{bmatrix} -1 & \frac{-1}{\sqrt{3}} \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} & M6 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-2}{\sqrt{3}} \\ 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{bmatrix} t1 \\ t2 \end{bmatrix} = M_i \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \cdot T \tag{3.16}$$

Por fim, resta verificar se é possível realizar tais vetores fisicamente. Isto é, se a soma dos dois tempos é inferior ao período de comutação. Esta operação é realizada por uma função que calcula e aloca o vetor nulo de forma a evitar que $t1 + t2 + t0 > T$ [39]. É previsto também que, a cada estado sucessivo, somente um interruptor passará de fechado a aberto ou vice-versa.

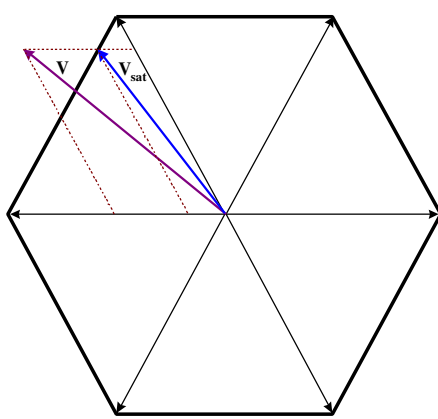
Existe também uma sub-rotina que cumpre as mesmas tarefas em cada setor e seu objetivo fundamental é gerir a saturação de modo que sempre haja a possibilidade de obtê-la fisicamente. Tais tarefas são:

- ✓ Controle sobre o tempo de permanência dos estados fundamentais e eventuais reduções de forma que a soma não seja maior que o período de comutação.
- ✓ Alocar o vetor nulo de acordo com o que se deseja (tensão máxima de saída do inversor ou reduzir a comutação dos semicondutores).
- ✓ Reordenação dos tempos de modo a obter a seqüência correta das fases.

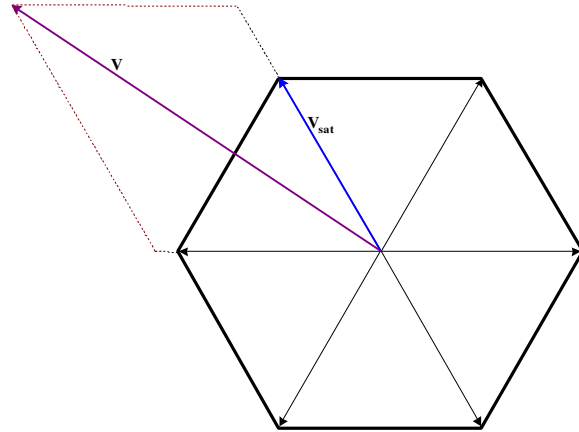
Uma possível estratégia para gerir a saturação é: se a soma dos tempos for menor que o período de comutação, os mesmos permanecem inalterados. Caso a soma seja maior que o período de comutação, mas se cada componente for menor que tal período, a componente maior é conservada e a componente menor é recalculada subtraindo-a do período de comutação (Fig. 3.16.a).

No caso de uma ou ambas serem maiores que o período de comutação, a maior é feita igual a tal período e a componente menor é zerada, Fig. 3.16.b.

O segundo ponto é alocar o vetor nulo de modo a reduzir as perdas devido ao chaveamento ou minimizar a ondulação sobre as correntes do inversor. Se o vetor nulo é dividido em 50% entre os vetores 000 e 111, a ondulação de corrente é menor.



a – Vetor com saturação onde ambas as componentes são menores que a unidade.



b – Vetor com saturação onde ambas as componentes são maiores que a unidade.

Fig. 3.16 – Vetores da SVM saturados.

Como última consideração, observa-se que a equação 3.16 fornece somente dois tempos, enquanto que existem três fases isto é, t_1 e t_2 são somente os tempos de aplicação dos vetores não nulos. A sequência de aplicação das fases é determinada pela correta alocação do vetor nulo.

3.6 CONTROLE PI DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CEP

O controle da tensão do barramento CC será implementado utilizando como hipótese $P_r \cong \text{constante}$ isto é, a potência produzida pelo gerador e fonte CC menos o que é consumido localmente é praticamente invariável, mesmo que o ângulo β sofra uma pequena

variação. Tais pequenos $\Delta\beta$ causam pequenos ΔP_{fonte} de forma que se mantenha inalterada a potência na carga. Isto fará com que o barramento CC do CEP absorva ou rejeite tal desbalanço conforme o sinal que ΔP_{fonte} possuir.

A hipótese anterior só tem validade quando considera-se p_r como função das tensões do sistema ($p_r = f(v_A, v_B, v_C)$) e dentro de tal intervalo, a mesma é independente de $\Delta\beta$, o que proporciona a implementação do controle da tensão V_{CC} a partir de um $\Delta\beta$.

Para equacionar tais afirmações, parte-se do pressuposto que V_{fonte} está em fase com I_{fonte} e V_{AB} está defasada de V_{fonte} de um ângulo β . Define-se, a partir do diagrama vetorial da Fig. 3.17, a quantidade de potência que é absorvida ou injetada na rede monofásica, equações 3.17. Derivando-a parcialmente em relação a β (equação 3.18) e representando-a linearmente conforme a equação 3.19.

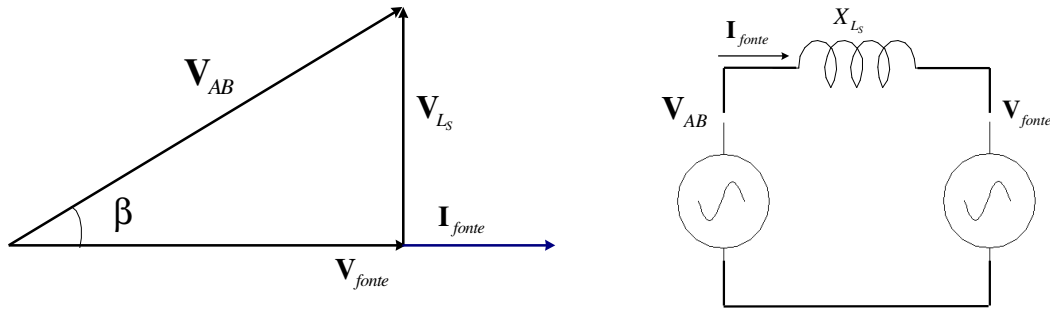


Fig. 3.17 – Diagrama vetorial e circuito de tensões.

$$P_{fonte} = V_{fonte} I_{fonte} = \frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \text{sen } \beta \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial P_{fonte}}{\partial \beta} = \frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \frac{\partial \text{sen } \beta}{\partial \beta} \quad (3.18)$$

$$\Delta P_{fonte} = \frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \Delta \beta \quad (3.19)$$

De acordo com a definição precedente, a rede é por convenção um receptor de energia e o barramento CC é um fornecedor de energia, ou seja, qualquer diminuição na quantidade de potência absorvida pela fonte acarretará um aumento na tensão do

barramento CC desde que P_r permaneça invariável.

Analisando o diagrama da Fig. 3.18, obtém-se a equação 3.20. ΔP_{fonte} e ΔP_{CC} possuem o mesmo sinal.

$$\Delta P_{fonte} = \Delta P_{CC} \quad (3.20)$$

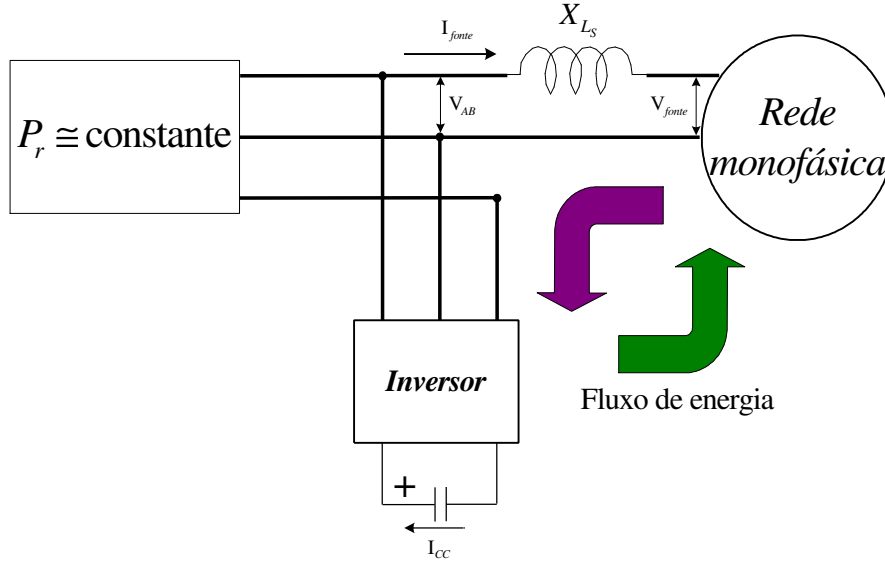


Fig. 3.18 – Fluxo de potência do sistema.

Como se desejam mínimas variações sobre a tensão do barramento CC e dado que o capacitor tem valor elevado, resta impor na equação 3.21 que ΔV_{CC} seja aproximadamente igual a zero, de forma que tais variações serão exclusivamente proporcionais às variações sobre a corrente do barramento CC.

$$\Delta P_{CC} = \Delta(V_{CC} \cdot I_{CC}) = \underbrace{\Delta V_{CC} \cdot I_{CC}}_{=0} + V_{CC} \cdot \Delta I_{CC} = V_{CC} \cdot \Delta I_{CC} \quad (3.21)$$

Igualando a equação 3.20 à equação 3.21 obtém-se como resultado:

$$\Delta P_{fonte} = V_{CC} \cdot \Delta I_{CC} \quad (3.22)$$

Isolando na equação anterior ΔI_{CC} e substituindo ΔP_{fonte} pela equação 3.19, o resultado é:

$$\Delta I_{CC} = \frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \frac{\Delta \beta}{V_{CC}} \quad (3.23)$$

A Fig. 3.19 apresenta o digrama de controle da tensão do barramento CC onde o $\Delta \beta$ será subtraído do ângulo β . O controle a ser utilizado é do tipo PI.

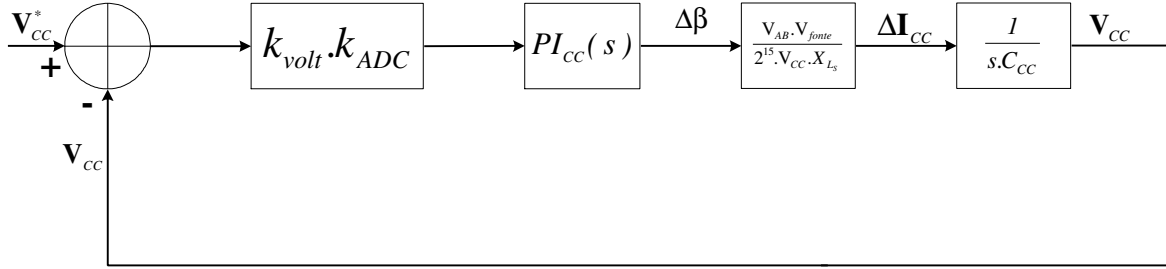


Fig. 3.19 – Controle PI da tensão do barramento CC.

Como passo seguinte, determinam-se os ganhos proporcional e integral do controle do barramento CC. Novamente é imposta a margem de fase (mf_{CC}) e a frequência de corte de malha fechada (F_{CLCC}).

Baseando-se no diagrama de blocos da Fig. 3.19 obtém-se o ganho de malha aberta de acordo com a expressão 3.24. Depois de definido G_{OLCC} , a frequência de malha aberta é dada pela equação 3.25. Com F_{CLCC} obtém-se os ganhos, proporcional (k_{propCC}) (equação 3.26 ou 3.27) e integral (equação 3.28) para o compensador PI da tensão do “link” CC.

$$G_{OLCC} = \frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \frac{k_{volt} \cdot k_{ADC}}{V_{CC} \cdot 2^{15}} \cdot \frac{1}{C_{CC}} \quad (3.24)$$

$$k_{propCC} \cdot \frac{G_{OLCC}}{\omega_{CLCC}} = 1 \quad (3.25)$$

$$k_{propCC} = \frac{F_{CLCC}}{G_{OLCC}} \cdot 2\pi \quad (3.26)$$

$$k_{propCC} = 2\pi \cdot F_{CLCC} \cdot \frac{C_{CC}}{\frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \frac{k_{volt} \cdot k_{ADC}}{V_{CC} \cdot 2^{15}}} \quad (3.27)$$

$$k_{intCC} = \frac{k_{propCC} \cdot 2\pi \cdot F_{CLCC}}{\tan(mfCC)} = \frac{(2\pi \cdot F_{CLCC})^2}{\tan(mfCC)} \cdot \frac{C_{CC}}{\frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}} \cdot \frac{k_{volt} \cdot k_{ADC}}{V_{CC} \cdot 2^{15}}} \quad (3.28)$$

A Fig. 3.20 apresenta a resposta em frequência do compensador PI. O mesmo foi projetado para trabalhar em baixa frequência e seus dados de projeto estão na Tabela 3.3. Na Fig. 3.21 visualiza-se a resposta em frequência do compensador em malha fechada.

Tabela 3.3 – parâmetros do sistema simulado – PI tensão do barramento CC.

F_{CLCC} (Hz)	$mfCC$ (°)	V_{CC} (V)	C_{CC} (μF)	$\frac{V_{AB} \cdot V_{fonte}}{X_{L_s}}$ (W)	k_{ADC}	k_{volt}
1,7	75	330	2820	10000	2^{15}	$1/360$

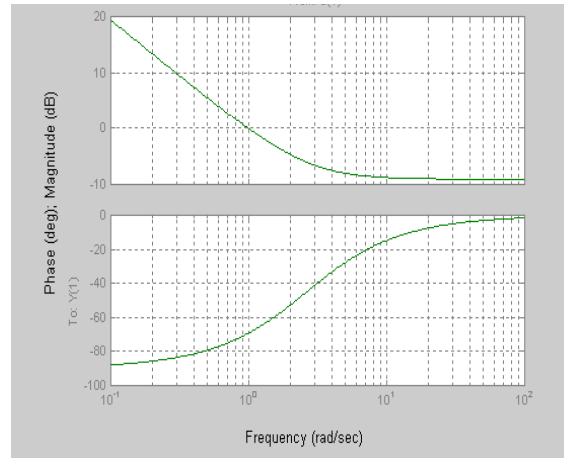


Fig. 3.20 – Resposta em frequência do compensador PI de tensão do barramento CC (Linha azul contínuo e linha verde sistema discretizado utilizando a função c2dm do matlab).

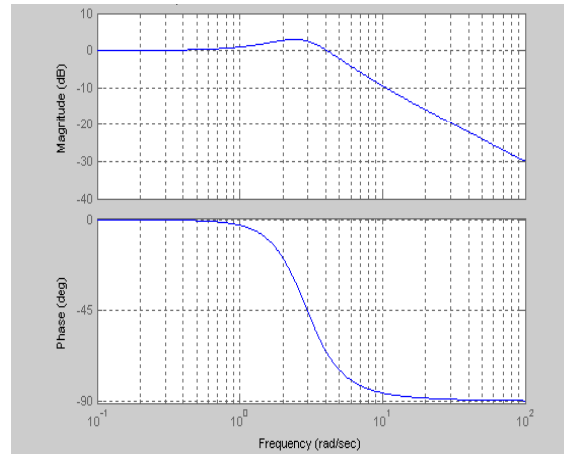


Fig. 3.21 – Resposta em frequência do compensador PI de tensão do barramento CC em malha fechada.

3.7 ESTRATÉGIA DE SINCRONISMO ENTRE A REDE MONOFÁSICA E O SISTEMA

Em tal tarefa foi utilizado um controlador do tipo PLL para manter o sincronismo entre a tensão interna v^* e v_{fonte} . Com isso, em situações em que ocorrer a falta da rede, tal estratégia será capaz de re-sincronizar o sistema e a rede monofásica após o seu retorno. Assim, depois de verificada a existência do sincronismo, a conexão física deverá ser refeita quando ocorrer a passagem pelo zero de v^* ou v_{fonte} [37].

A idéia básica consiste em utilizar a unidade de eventos (ETU) do DSP para que o erro de fase seja mínimo. Isto é feito através da modificação da frequência de chaveamento por meio de um algoritmo do tipo “dead-beat”.

Na equação 3.29 $e(k)$ representa o erro de fase no instante k . T_{fonte} (T_{fonte} é o período da tensão da rede monofásica). Neste instante o período de amostragem é incrementado para que no instante $(k+1) \cdot T_{fonte}$ o erro de fase entre as duas formas de onda seja zero. Para isso, o incremento na variável T_{sw} deve ser igual ao erro dividido por N (número de amostras por período da tensão da rede monofásica) somado aos erros previamente armazenados na memória integral T_I . A Fig. 3.22 mostra ambas formas de onda no instante de início do algoritmo do PLL.

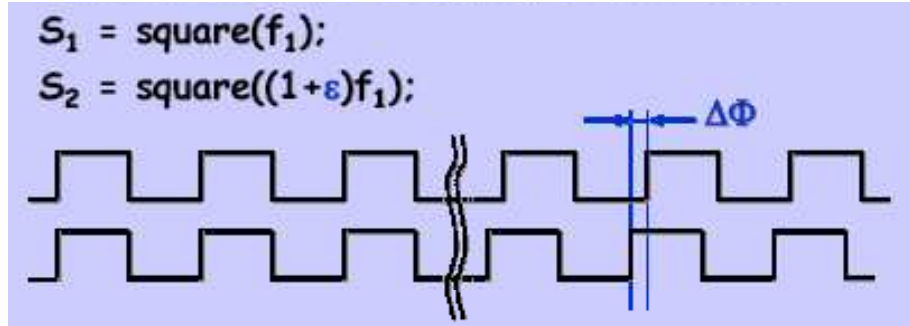


Fig. 3.22 – Erro de fase entre v^* e v_{fonte} .

$$\begin{aligned} \Delta T_{sw}(k) &= \frac{e(k)}{N} + T_I(k), \\ T_I(k) &= T_I(k-1) + \frac{e(k)}{N} \end{aligned} \tag{3.29}$$

Isto garante que em $(k+1) \cdot T_{fonte}$ o erro de sincronismo é igual a zero, permanecendo nesta situação até a ocorrência de alguma perturbação, garantindo uma resposta dinâmica

igual a um período de v_{fonte} . Com isso, o período de amostragem é alterado de acordo com a equação 3.30.

$$T_{sw}(k) = T_{sw}^* + \Delta T_{sw}(k) \quad (3.30)$$

A implementação do PLL utiliza um compensador PI associado a um algoritmo “anti wind-up”. Na equação 3.31, Y_{max} é a máxima variação permitida ao período de v_{fonte} . Já a saturação dinâmica é calculada a todo período de amostragem para que a saída do controle seja sempre menor que Y_{max} . A Fig. 3.23 apresenta como será implementado tal controlador.

$$|L| = Y_{max} - \left| \frac{1}{200} \cdot e(k) \right| \quad (3.31)$$

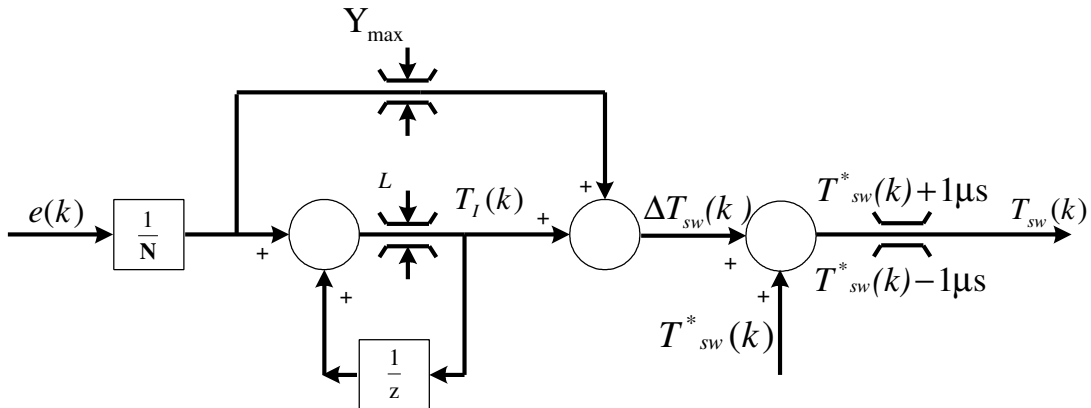


Fig. 3.23 – Diagrama de blocos da PLL, com saturação dinâmica.

3.8 CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC

Devido ao fato de que a fonte CC poder ser uma célula a combustível, um painel solar ou um banco de baterias optou-se em controlar o conversor “boost” em modo corrente. Com isso, a fonte CC trabalhará em um ponto de operação de alto rendimento, fora da região de saturação.

Devido ao ADMC 401 possuir apenas oito entradas A/D, não foi possível usar o mesmo DSP para controlar o conversor CC-CC. Para tanto, foi utilizado um controlador dedicado (3524).

O compensador empregado para se obter erro zero entre a corrente de referência e a corrente medida sobre a indutância L_{FC} , em regime permanente, é do tipo PI. A Fig. 3.24 apresenta o diagrama de controle no qual G_{FC} , $Pl_{FC}(s)$ e PWM_{FC} representam ganho do sensor de corrente (1 pu = 11,75 A), função de transferência do PI que controla a corrente do conversor CC e o ganho do PWM respectivamente.

O critério de projeto das constantes do $Pl_{FC}(s)$ é baseado no método “space state averaging”, equação 3.32. O regulador de corrente é projetado como se a carga fosse puramente indutiva. I_{FC} é (a corrente média sobre a indutância L_{FC}) e δ é o ciclo de trabalho [41 - 44].

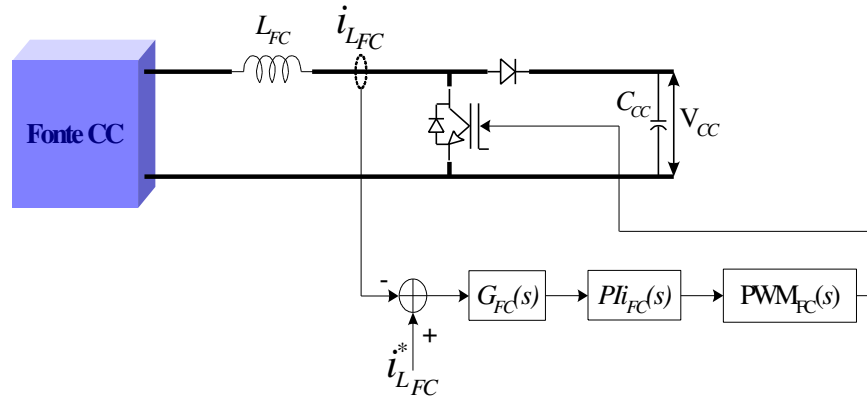


Fig. 3.24 – Diagrama de controle do conversor CC-CC.

$$I_{FC} \cong \frac{V_{CC}}{s \cdot L_{FC}} \cdot \delta \quad (3.32)$$

Semelhantemente aos projetos anteriores, serão definidos dois parâmetros para o $Pl_{FC}(s)$: margem de fase do “boost” (mf_{FC}) e frequência de corte em malha fechada imposta pelo controle (F_{CLFC}). Os parâmetros utilizados no projeto são mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – parâmetros do sistema simulado – PI da fonte CC.

F_{CLFC} (Hz)	mf_{FC} (°)	V_{CC} (V)	L_{FC} (mH)	k_{lem}	V_{FC} (V)
2000	70	330	1	$1/11,75$	45

Da mesma forma que nos itens anteriores, as constantes, proporcional (k_{propFC}) e integral (k_{intFC}) são dependentes do ganho em malha aberta G_{OLFC} , da frequência de corte e da margem de fase desejada, equações 3.33 e 3.34 [44].

$$k_{propFC} \cdot \frac{G_{OLFC}}{\omega_{FCLFC}} = 1 \quad (3.33)$$

$$k_{intFC} = k_{propFC} \cdot \frac{\omega_{FCLFC}}{\tan(mfFC)} \quad (3.34)$$

3.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o controle da tensão CA do CEP e para o conversor “boost”. A idéia é apresentar alguns resultados que comprovem a capacidade de compensação, sob diversos tipos de cargas, bem como durante transitórios.

Os primeiros resultados correspondem ao controle da tensão CA (tensão e corrente controlada sobre o filtro de saída $L_{conv} \cdot C_{conv}$). Em seguida será apresentado o desempenho do conversor “boost” frente a variações de carga em seus terminais.

A análise do controle da tensão CA baseia-se no diagrama de blocos da Fig. 3.25, o qual pode ser simplificado de acordo com a Fig. 3.26. Com isso $G1(s)$, $G2(s)$, ..., $G5(s)$ são polinômios da forma $\frac{a_n \cdot s^n + \dots a_0 \cdot s^0}{b_n \cdot s^n + \dots b_0 \cdot s^0}$ e que podem ser definidos de acordo com as equações 3.35 até 3.40.

$G1$ e $G2$ são os mesmos definidos no capítulo 2.

$$G1(s) = G1 \cdot k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot s \cdot C_{conv} \cdot k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \quad (3.35)$$

$$G2(s) = k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot (PI_v(s) + filtro\ seletivo(s)) \quad (3.36)$$

$$G3(s) = k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot \frac{u(s)}{v(s)} \quad (3.37)$$

$$G4(s) = (G3(s))^{-1} \quad (3.38)$$

$$G5(s) = k_{lem} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot \frac{v(s)}{u(s)} \cdot PI_i(s) \cdot SVM(s) \cdot \frac{v(s)}{e(s)} \quad (3.39)$$

$$G6(s) = G2 \cdot k_{volt} \cdot k_{ADC} \cdot k_{cl} \cdot SVM(s) \cdot \frac{v(s)}{e(s)} \quad (3.40)$$

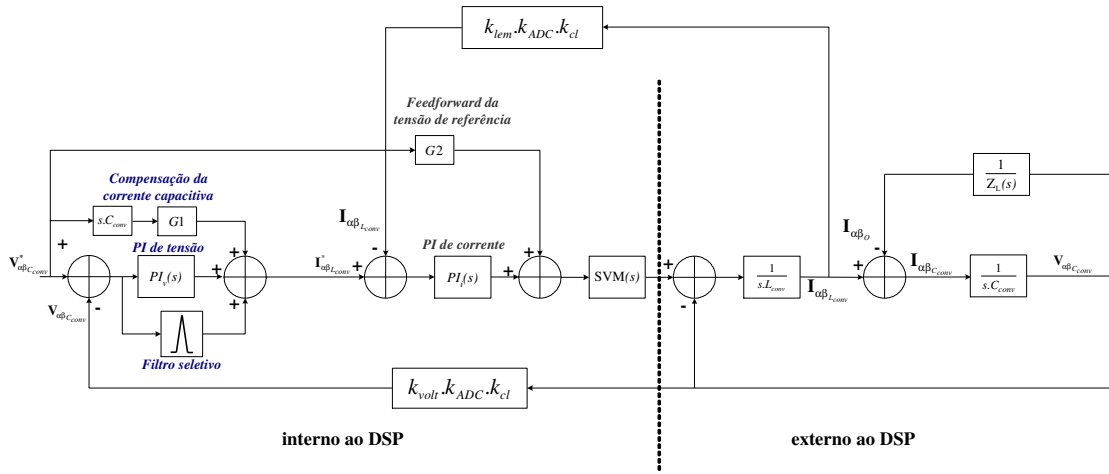


Fig. 3.25 – Diagrama de controle do conversor.

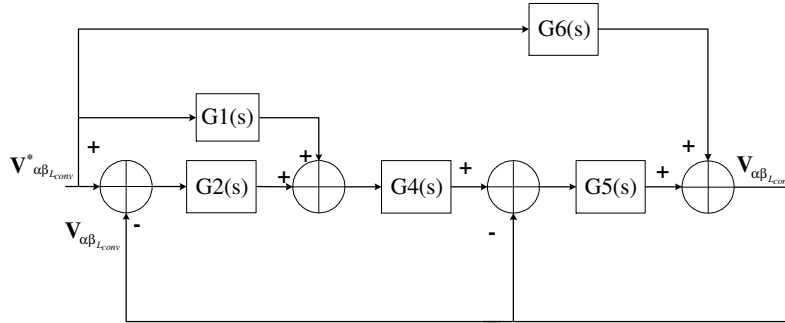


Fig. 3.26 – Diagrama simplificado de controle do conversor.

Sendo que $\frac{v(s)}{u(s)}$ é a função de transferência em malha fechada do filtro capacitivo e carga, enquanto que $\frac{v(s)}{e(s)}$ engloba a função de transferência em malha fechada do filtro indutivo e de $\frac{v(s)}{u(s)}$. Após todas essas simplificações, é possível obter a função de

transferência geral:

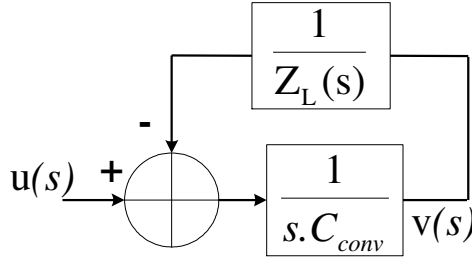


Fig. 3.27 – Diagrama de controle do filtro capacitivo e da carga.

$$\frac{V_{\alpha\beta_{C_{conv}}}(s)}{V_{\alpha\beta_{C_{conv}}}^*(s)} = \frac{G2(s).G5(s) + G1(s).G5(s) + G6(s).G3(s)}{G3(s) + G2(s).G5(s) + G3(s).G5(s)} \quad (3.41)$$

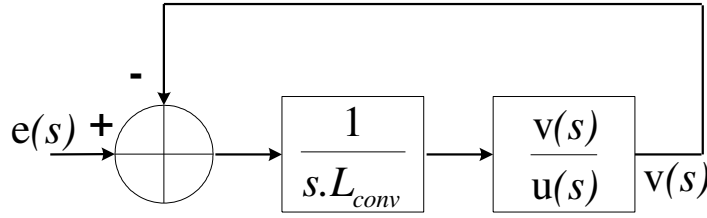


Fig. 3.28 – Diagrama de controle do filtro indutivo, capacitivo e da carga.

A produção de tensões trifásicas com forma senoidal é uma das características deste sistema. Com o objetivo de eliminar componentes de alta frequência produzidas pelo chaveamento do inversor PWM, conecta-se na saída deste um filtro passa-baixas que assegura formas de onda praticamente senoidais nos terminais do GI.

O capacitor C_{AC} é escolhido baseado na energia reativa necessária para realizar a auto-excitação do GI. A potência reativa do banco é a mesma potência reativa trifásica medida no ensaio (Q_o) a vazio, realizado na frequência e tensões nominais do GI. Desta forma, C_{AC} e sua reatância capacitiva X_{AC} , são determinadas assumindo-se que a operação ocorrerá na mesma tensão (V_e) e frequência em que se realizou o ensaio.

Considerando-se que o banco está conectado em Y e desprezando-se a impedância do estator do GI, X_{AC} e C_{AC} são definidos de acordo com as equações (3.42 a 3.44).

$$Q_o = V_e \cdot I_m \quad (3.42)$$

$$X_{AC} = \frac{V_e^2}{Q_o} \quad (3.43)$$

$$C_{AC} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_{AC}} \quad (3.44)$$

O inversor PWM poderia fornecer toda a potência reativa necessária à magnetização do GI. No entanto, C_{AC} é parte integrante do filtro, ou seja, é indispensável para a manutenção da forma de onda nos terminais do GI. Além disso, a potência reativa do banco permite diminuir a potência nominal do inversor.

O valor da indutância do filtro (L_{conv}) é escolhido para que se tenha a menor queda de tensão na saída do filtro na frequência da rede e impedância significativa na frequência de chaveamento. Assim, evita-se que o inversor seja danificado por sobrecorrente. A partir do valor já conhecido da capacitância C_{AC} e da frequência de corte do filtro (f_c) determina-se a capacitância a ser adicionada de acordo com a equação 3.45.

$$C_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot L_{conv}} \quad (3.45)$$

Sendo que C_{conv} é:

$$C_{conv} = C_f + C_{AC} \quad (3.46)$$

A adoção de f_c uma década abaixo da frequência de chaveamento é uma prática bastante eficaz para a filtragem satisfatória das componentes de tensão em alta frequência, levando a uma atenuação de 40 dB na frequência de comutação. Eventuais ressonâncias serão atenuadas pelo amortecimento do filtro e pelo controle.

Com o adequado projeto dos controladores e dos componentes passivos, resta agora simular o sistema para verificar seu comportamento frente a variações de carga. Essas simulações mostraram a capacidade do sistema em trabalhar frente a cargas não-lineares e lineares.

3.9.a Análise com Carga Linear

Foi verificada a resposta do sistema frente a uma carga linear ($Z_L(s) = R$). Essa situação (Fig. 3.29) mostra que a THD é desprezível, menor que 1%.

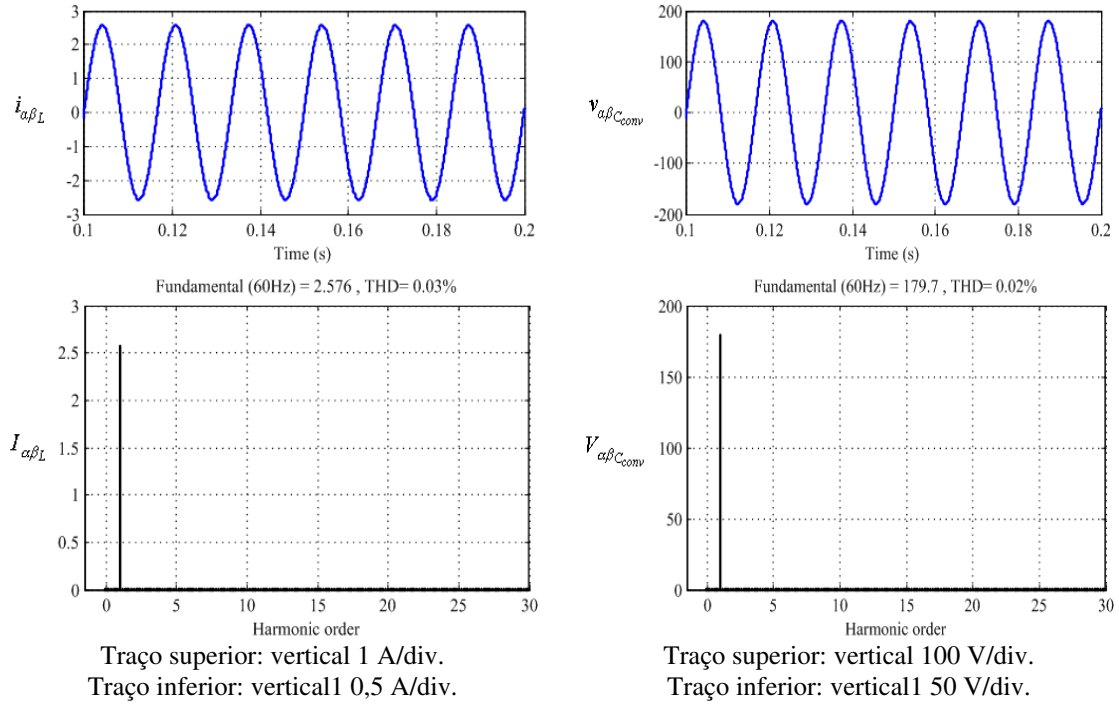


Fig. 3.29 – Corrente e tensão com carga linear.

A Fig. 3.30 apresenta tanto a tensão sintetizada pelo CEP quanto sua referência. O erro é praticamente imperceptível.

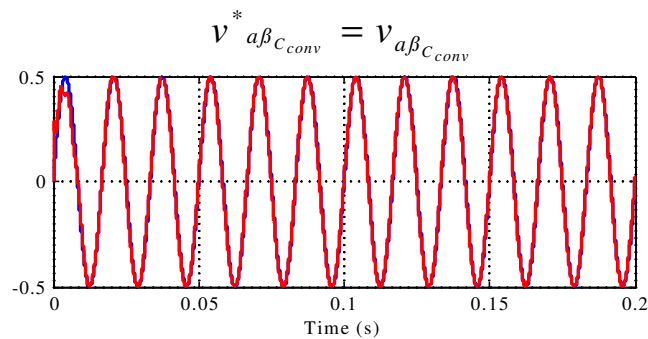


Fig. 3.30 – Tensão de referência e tensão produzida pelo CEP em pu.

3.9.b Análise com Carga Não-Linear

Neste caso, a carga é composta por um retificador não controlado com carga $R.C$. Em

série com o retificador há um indutor de 10 mH. Observa-se que a THD da corrente na carga é alta, o que acarreta em um aumento significativo na THD de tensão CA de 0,02 para 0,83%, Fig. 3.31.

Essa carga não é suficiente para distorcer a tensão no PCC. Com isso, tanto referência quanto tensão produzida pelo CEP estão em fase, Fig. 3.32.

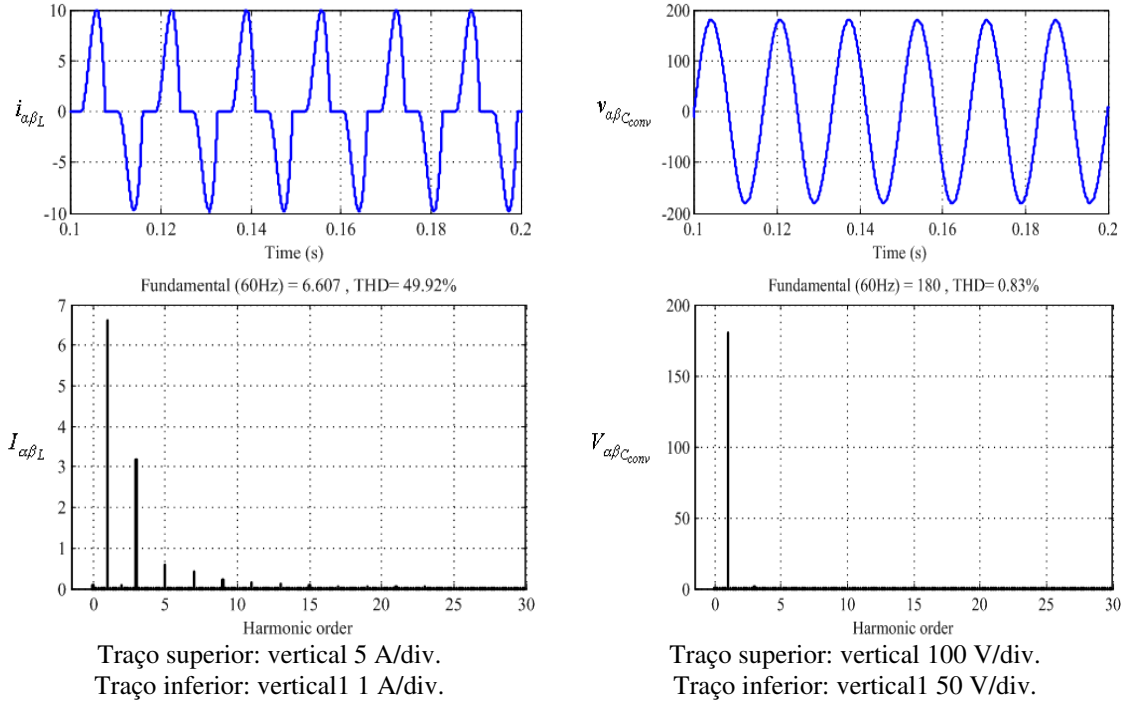


Fig. 3.31 – Corrente e tensão com carga não-linear.

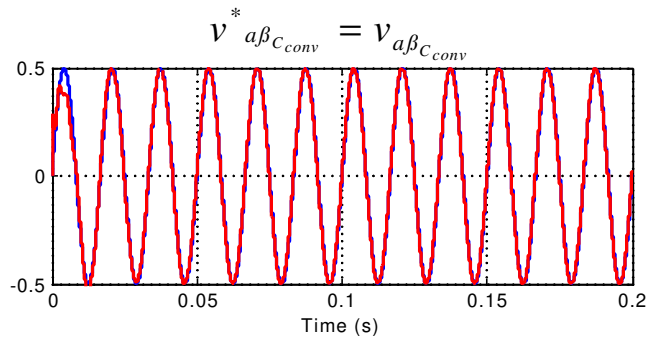


Fig. 3.32 – Tensão de referência e tensão produzida pelo CEP em pu, com carga não-linear.

Para as Figs. 3.33 e 3.34, foi retirada a indutância em série com o retificador. O que se observa é que tanto a THD da tensão sintetizada pelo CEP quanto a THD da corrente da carga triplicam. Esse aumento de distorção faz com que o CEP não seja capaz de reproduzir

sua referência como anteriormente, no entanto, esse erro ainda é muito pequeno. Neste caso, a THD da tensão é de 2,05% enquanto que o da corrente é de 140%.

Ao inserir filtros sintonizados nas 3ª e 5ª harmônicas, nestas frequências, há uma redução da impedância do conversor. Isso faz com que, se a carga solicitar tais harmônicas o conversor será capaz de supri-las sem que haja distorção na sua tensão.

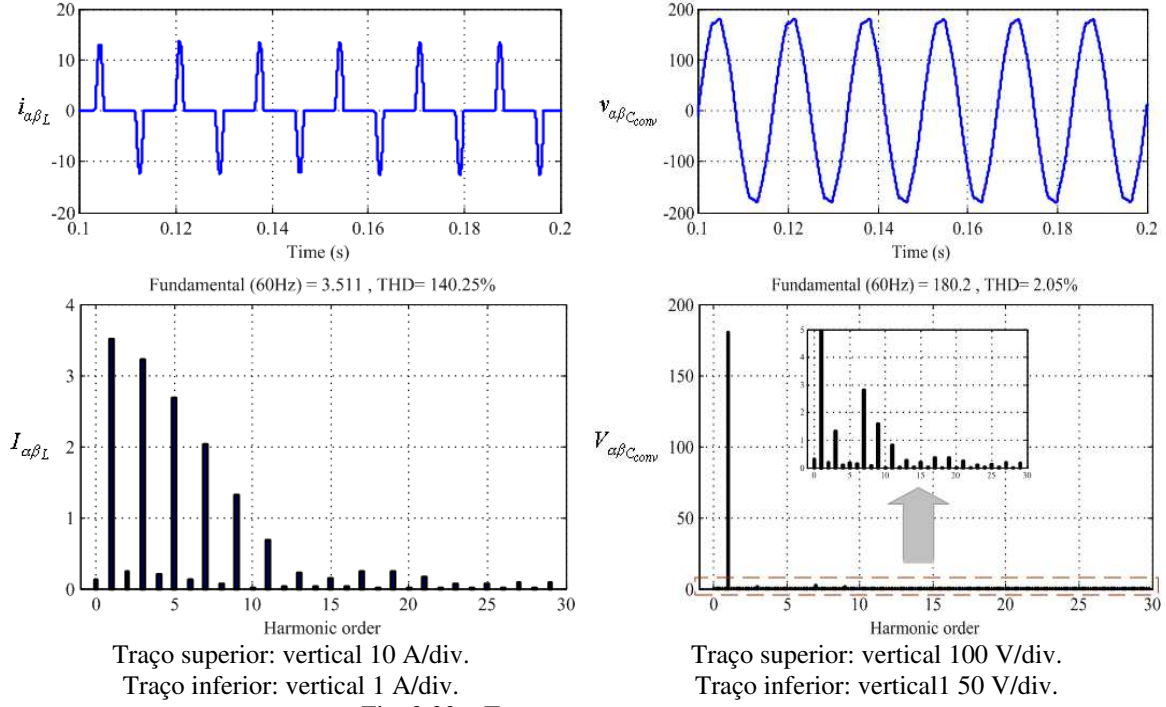


Fig. 3.33 – Tensão e corrente na carga.

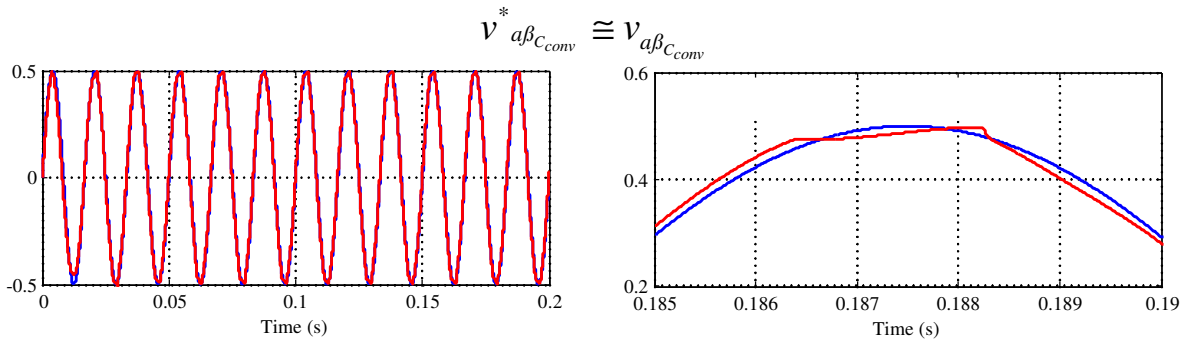


Fig. 3.34 – Tensão de referência e tensão produzida pelo CEP em pu, com carga não-linear.

3.10 CONTROLE DO “BOOST”

O projeto do “boost” inclui: determinação da indutância L_{FC} , para uma tensão V_{FC} de 45 V e uma frequência de chaveamento de 20 kHz, com um “ripple” de 20%. Isso resulta

em um L_{FC} de 1,2 mH. Para a simulação utilizou-se uma indutância de 1 mH. Com a indutância de 1 mH o “ripple” aumentou para 24%.

Em um determinado instante, a tensão da fonte CC foi reduzida de 20%. A corrente drenada da fonte CC sofre um pequeno afundamento e rapidamente, devido à ação do controlador PI, retorna ao valor nominal, Fig. 3.36.

Isso mostra que, ao utilizar controle em corrente para o conversor CC-CC evita-se que a fonte trabalhe fora da região de saturação obtendo-se assim, um ponto de operação de alto rendimento para a tal fonte.

$$L_{FC} = \frac{V_{FC}}{\Delta I_{FC} \cdot f_{sw_{FC}}} - \frac{V_{FC}^2}{\Delta I_{FC} \cdot f_{sw_{FC}} \cdot V_{CC}} \quad (3.47)$$

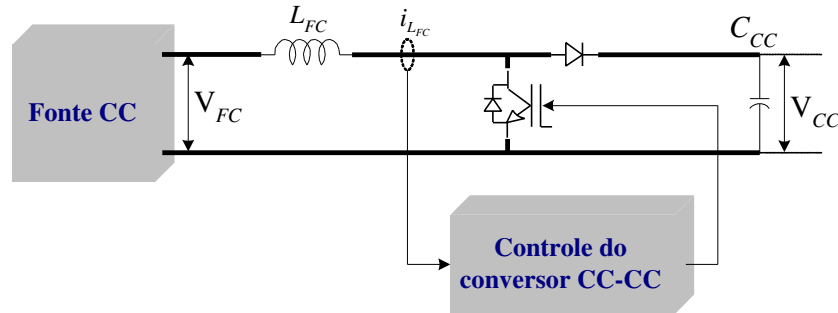


Fig. 3.35 – Circuito do conversor CC-CC.

3.11 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta o procedimento para o projeto adequado dos controladores das malhas de tensão e corrente CA, da malha de tensão do “link” CC e também a malha de controle que estabelece o sincronismo com a rede monofásica.

Uma análise dos diferentes compensadores e da impedância do conversor é apresentada para diferentes estruturas de controle isto é, uma comparação entre um filtro capacitivo, PI na corrente e tensão CA e PI + filtro seletivo na tensão CA e PI na corrente CA. Este último caso faz com que ocorra uma diminuição significativa na impedância do CEP em determinadas frequências previamente selecionadas pelo filtro seletivo. Com isso, amplia-se a capacidade de compensação do conversor (CEP) quando alimenta cargas não-

lineares sem que ocorra deterioração da tensão de saída.

Para o comando dos semicondutores de potência foi utilizada a técnica SVM. Escolheu-se a SVM devido ao fato de que para uma mesma tensão no “link” CC, ela é capaz de produzir uma tensão CA 15% superior àquela produzida pela modulação senoidal.

Para o PI que controla a tensão do “link” CC é apresentado um método de projeto que é baseado no balanço de potência do CEP, proporcionando assim, manter V_{CC} sob controle apenas alterando o ângulo β .

Para finalizar, foi projetado um controlador PI para controlar a corrente consumida pela fonte CC. Optou-se por um controle em corrente por dois motivos: o CEP já regulava a tensão CC e para evitar variações na corrente absorvida da fonte CC e, com isso, garante-se operação em um ponto de trabalho adequado.

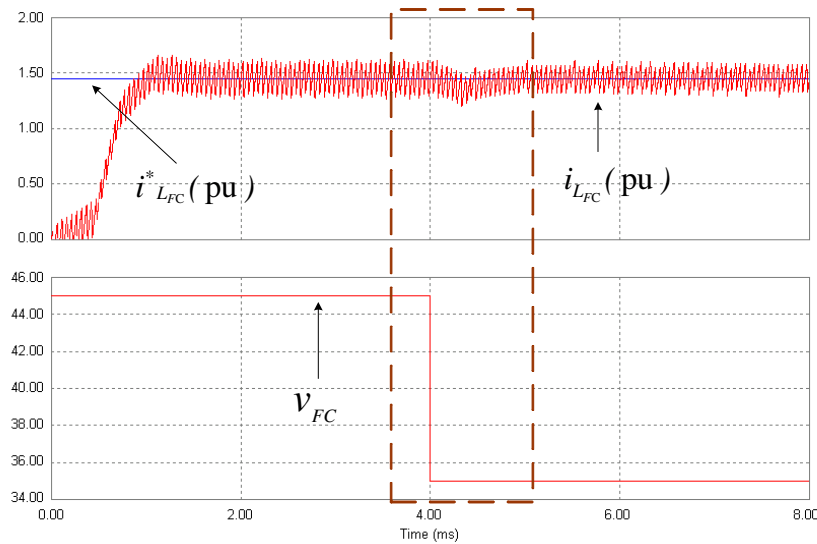


Fig. 3.36 – Corrente do conversor “boost” (em pu) e tensão da fonte CC.

Mostra-se o comportamento no tempo do controle CA sob carga linear e não-linear. Observou-se que o controle apresenta uma boa capacidade de compensação, porém, sob carga não-linear com alta THD, a compensação não é total, uma vez que em um sistema real têm-se os efeitos do método de discretização, dos atrasos do “holder”, o efeito do truncamento, pois as operações no processador digital são realizadas em ponto fixo.

O conversor CC-CC é implementado em corrente com o intuito de absorver da fonte CC uma corrente constante, com isso, emula-se nos seus terminais uma impedância fixa.

CAPÍTULO 4

4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

De forma a se obter a comprovação dos resultados teóricos apresentados nos capítulos precedentes, foram construídas duas plataformas. A primeira foi montada na Universidade de Padova (Itália) durante estágio naquela instituição, cujos resultados estão baseados em uma frequência de 50 Hz. A segunda foi desenvolvida no Brasil (frequência 60 Hz).

Os resultados deste capítulo referem-se a um sistema que contém GI, rede monofásica e fonte CC e é denominada de sistema de geração distribuída.

Para o controle do CEP foram desenvolvidos dois algoritmos em linguagem “assembly”: um utilizando como referência a tensão da rede monofásica filtrada e armazenada em um vetor e outro, através de um PLL para sincronizar a tensão gerada internamente no processador digital com a rede monofásica. Em ambos os casos, o tempo de execução do algoritmo está em torno de 75 μ s principalmente devido a: operação de divisão, filtro FIR utilizado para obter v_{fonte} livre das harmônicas, cálculo das funções seno e arco tangente.

4.2 ALGORITMOS

Foram escritos em linguagem “assembly” dois algoritmos baseados na teoria desenvolvida no capítulo 2, os quais servem para determinar dois parâmetros; ângulo β e amplitude de V_{AB} .

4.2.a Algoritmo Associado à Escolha da Amostra

A primeira rotina está associada a um conjunto de inicializações que prepara a plataforma ADMC 401 para receber as interrupções do tipo PWMSYNC_ISR e PWMTRIP_ISR.

Após a ocorrência de uma PWMSYNC_ISR são lidas as variáveis v_{fonte} , v_A , v_C , $i_{A_{Lconv}}$, $i_{C_{Lconv}}$, v_{CC} , i_{AS} e i_{CS} e, em seguida, inicia-se a rotina para controle da tensão do barramento CC. Esta rotina utiliza um compensador PI cuja saída é um $\Delta\beta$ que mantém a tensão do “link” CC sob controle.

O passo seguinte é determinar os índices de modulação que serão entregues à rotina da “SVM”. Para isso, deve-se eliminar todas as distorções presentes no sinal amostrado da tensão da rede monofásica e armazená-la em um vetor com 200 amostras por período da fundamental.

Com este vetor é possível definir as referências de tensão para o CEP sendo que as mesmas estarão defasadas de $\beta - 30^\circ$, $\beta - 150^\circ$ e $\beta + 90^\circ$ respectivamente, fases “A, B e C” uma vez que β foi calculado para que o FP seja unitário e os ângulos -30° , -150° e $+90^\circ$ referem-se à transformação angular de linha para fase.

Como a equação 2.8 fornece o ângulo em radianos e a implementação no processador digital trabalha com amostras, é preciso transformar radianos em números de amostras. Com isso, é possível saber em qual amostra do vetor da RAM será iniciada a varredura.

De posse da amostra com a defasagem correta, resta determinar a amplitude para a referência que é feita multiplicando esta amostra pelo valor da amplitude calculada através da equação 2.10.

A equação 4.1 representa tanto a definição de ângulo quanto a de amplitude para as referências do CEP.

$$\begin{aligned} \angle V_A^* &= \angle V_{fonte} \left(-30^\circ + \beta - \Delta\beta \right) \quad \text{e} \quad V_A^* = A \\ \angle V_B^* &= \angle V_{fonte} \left(-150^\circ + \beta - \Delta\beta \right) \quad \text{e} \quad V_B^* = A \\ \angle V_C^* &= \angle V_{fonte} \left(+90^\circ + \beta - \Delta\beta \right) \quad \text{e} \quad V_C^* = A \end{aligned} \quad (4.1)$$

Após obter as três tensões determinadas por 4.1 e comparando-as com as tensões medidas sobre C_{conv} , inicia-se o controle de tensão baseado em um compensador PI associado ao “feedforward” da corrente capacitiva + filtros sintonizados. A saída do controle de tensão produz as correntes de referências que, comparadas com as correntes sobre a L_{conv} , fornecem as entradas do controle de corrente cujo núcleo também é um compensador PI associado ao “feedforward” das tensões de referências, cujas saídas são os índices de modulação para a “SVM”.

É importante que se observe que β é atualizado de $\Delta\beta$ somente após a definição da amplitude das referências. Com isso, é obtido um sistema que tem um desacoplamento entre a tensão eficaz nos terminais CEP e as variações instantâneas da tensão do “link” CC causadas pelo controlador PI da tensão do “link” CC. Diagrama da Fig. 4.1.

4.2.b Algoritmo Associado a um PLL

Este algoritmo difere do algoritmo anterior somente em alguns detalhes, principalmente porque uma nova interrupção é necessária (ETU_ISR).

A resolução do sistema baseado em amostras é de $1,8^\circ$, isto é, 200 amostras/360°. Com este método, que é baseado no controlador PLL, a resolução é definida exclusivamente pelo quão preciso for programada a ETU do DSP. Neste caso foi utilizado um intervalo entre amostras de $0,03^\circ$. Isso significa que é possível obter ângulos internos ao processador com uma resolução 60 vezes maior do que aquele baseado na escolha de amostras. No entanto, como a atualização do “PWM” é igual, para ambos os algoritmos, ($1,8^\circ$ entre amostra) a resolução efetiva dos dois algoritmos é a mesma.

As referências para a modulação vetorial são geradas internamente através da função seno. O algoritmo, neste caso, espera interrupções nas passagens por zero da tensão da rede monofásica (após a devida filtragem) e da tensão que é gerada internamente. Tal interrupção só é atualizada se $e(k)$ for $\frac{1}{4}$ de período (escolha utilizada) ou no máximo 1 período. Isso significa que, na pior das hipóteses, garante-se que ambas interrupções ocorreram em um mesmo ciclo da fundamental. Isso evita que o controle tente sincronizar eventos com mais de um ciclo de fundamental que poderiam prejudicar a estabilidade do algoritmo da PLL. Diagrama da Fig. 4.2.

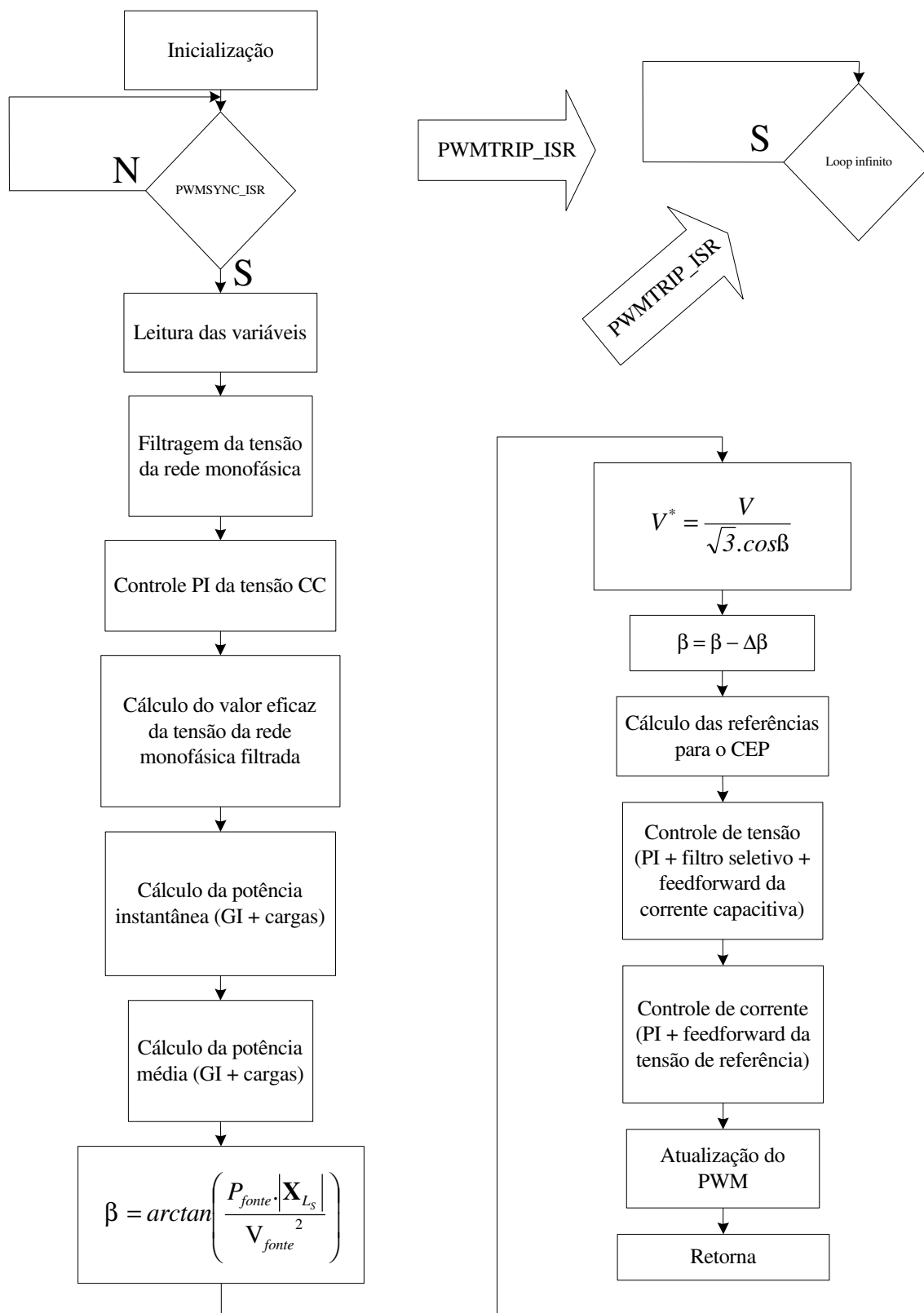


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos para o algoritmo associado à escolha de amostras.

4.2.c Interrupção PWMTRIP_ISR

Esta interrupção tem prioridade tanto sobre a PWMSYNC_ISR quanto sobre a ETU_ISR. A PWMTRIP_ISR ocorre quando, externamente, o sistema de aquisição detectou uma sobrecorrente ou a tensão do barramento CC está superior a seu limite máximo, que foi previamente ajustado em 400 V para esta aplicação.

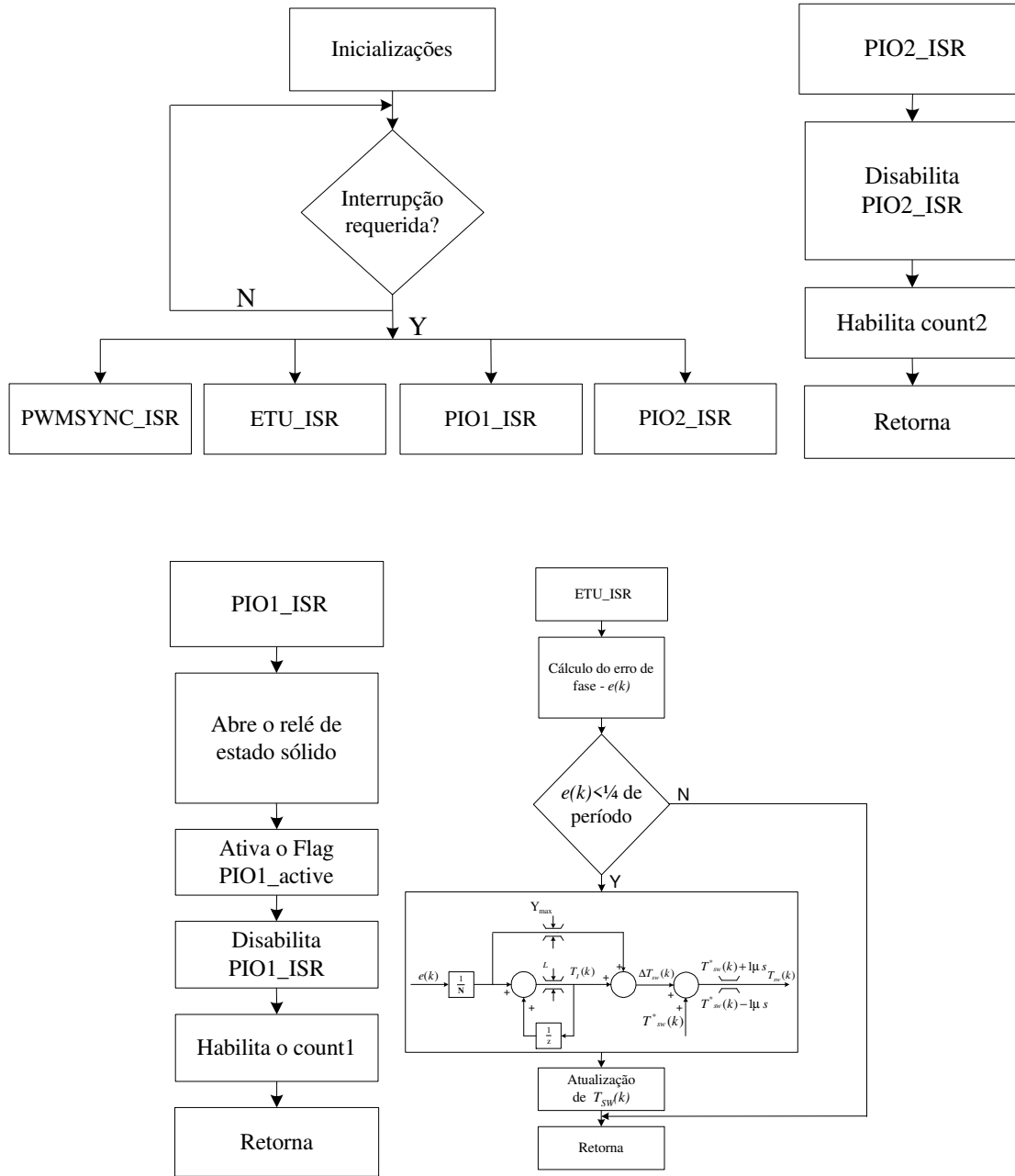


Fig. 4.2 – Diagrama de blocos para o algoritmo associado a PLL. Parte 1

Fig. 4.2 – Diagrama de blocos para o algoritmo associado a PLL. Parte 2.

4.2.d Interrupção PIO1_ISR e PIO2_ISR

A rotina PIO1_ISR monitora a falha da rede monofásica através de um filtro passa banda que detecta a presença de “ripple” no lado da rede monofásica, como descrito no capítulo 2.

No momento que ocorre a falha, uma interrupção do tipo PIO1 é requerida. Neste instante, o “flag” (PIO_active) é habilitado, o relé de estado sólido é aberto e um novo caminho é inserido na rotina PWMSYNC_ISR de forma que a tensão produzida no barramento de acoplamento comum, ao qual o CEP se conecta, seja igual ao valor nominal da tensão da rede monofásica, 220 V eficaz.

Quando a rede retorna, uma nova interrupção restabelece o sistema (PIO2_ISR). Primeiramente, sincroniza-se o DSP com a rede monofásica, espera-se 1 s para verificar se a rede está estabilizada, re-configura-se o processador para uma nova falha da rede e fecha-se o relé de estado sólido, re-conectando o sistema.

4.3 GI E REDE MONOFÁSICA

4.3.a Carga Linear em Regime Permanente

A Fig. 4.3 mostra as variáveis elétricas (tensões e correntes) nos terminais GI. Como esperado, tanto as tensões nos terminais do GI quanto suas correntes são senoidais, exceto pela presença de “ripple” residual em alta frequência nas tensões. Ao aplicar três tensões senoidais com mesma amplitude e defasadas 120°, esperava-se que o gerador fornecesse correntes senoidais, simétricas e equilibradas. No entanto, as amplitudes das correntes são diferentes, fruto das não linearidades da máquina de indução utilizada como GI.

Neste teste o GI está enviando para a rede 1600 W. Na Fig. 4.4 são mostradas: a referência interna ao DSP v_A^* , a tensão produzida pelo CEP v_A , a corrente e a tensão na rede monofásica (i_{fonte} e v_{fonte}). Em relação a THD, no barramento do CEP foi medido 0,9%. Na rede monofásica mediu-se 2,2% para a tensão e 2,28% para a corrente, respectivamente. Isso se refere ao fato de que ao impor uma tensão no barramento do CEP com baixa distorção a corrente que circulará pela rede terá sua THD definida pela distorção presente na tensão monofásica. Já o fator de potência entre V_{fonte} e I_{fonte} é de 0,99.

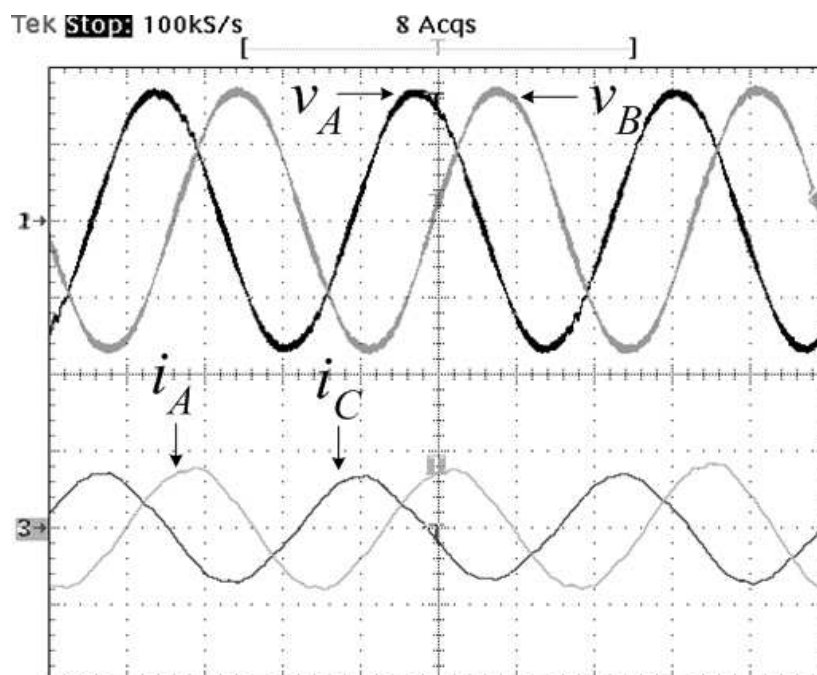


Fig. 4.3 – Tensões (100V/div.) e correntes (10A/div.) do GI. Horizontal: 5ms/div.

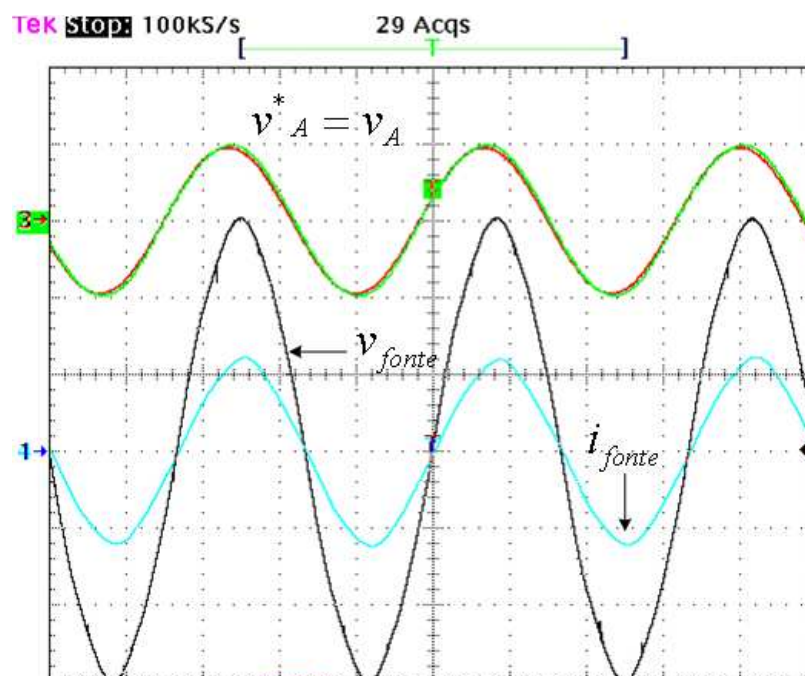


Fig. 4.4 – Tensão de referência e tensão produzida pelo CEP (180V/div.). Tensão (100V/div.) e corrente (10A/div.) na rede monofásica. Horizontal: 5ms/div.

4.3.b Carga Linear Monofásica em Regime Permanente

Na Fig. 4.5 são mostradas: tensões de fase e as correntes no GI quando uma carga monofásica linear de 1000 W está ligada no barramento CA trifásico.

Este teste mostra que mesmo sob carregamento desequilibrado para o GI, é como se a

carga fosse equilibrada. Isto ocorre porque ao impor tensões senoidais e balanceadas no barramento CA, o GI fornecerá correntes senoidais e balanceadas independentemente da carga alimentada.

As distorções nas correntes são devidas às não idealidades do GI e da tensão no barramento.

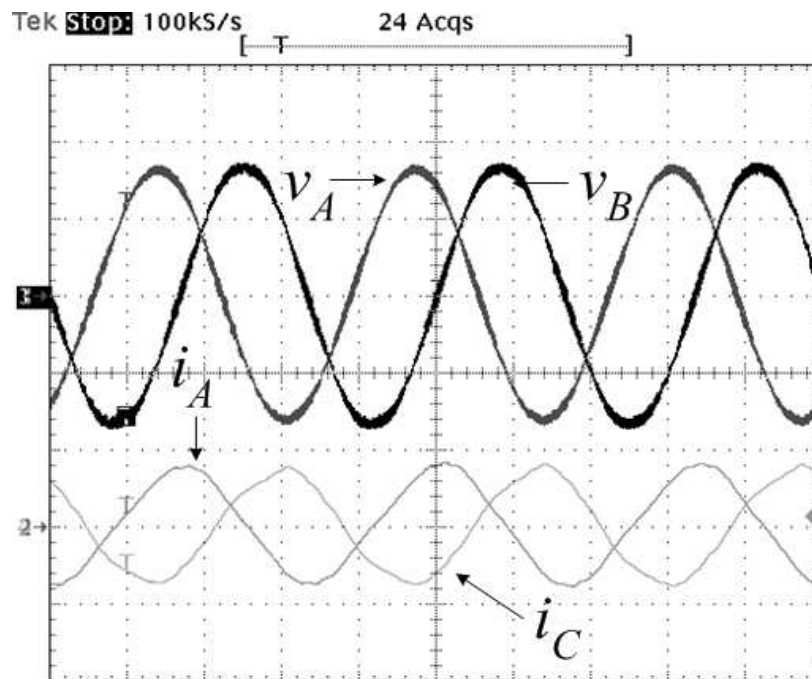


Fig. 4.5 – Tensões (100V/div.) e correntes (10A/div.) do GI. Horizontal: 5ms/div.

4.3.c Carga Não-Linear em Regime Permanente

Para verificar o comportamento do sistema frente a cargas não-lineares, utilizou-se um retificador trifásico não controlado com um capacitor de 1 mF e um banco de resistências. Dado que a potência da carga é maior do que a potência gerada, o excesso (2 kW) é suprido pela rede.

As Figs. 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9 mostram a corrente absorvida pela carga e a tensão no barramento do CEP. O interessante a se observar neste teste é o efeito do filtro de 5ª harmônica que, inserido em paralelo com o PI da tensão, reduz em 8 vezes o efeito desta componente.

A THD na corrente de carga foi de 60%. Na tensão do barramento, a THD e o FP, sem, filtro foram 6% e 0,98, enquanto com o filtro sintonizado os valores foram 3,8% e

0,99. Caso seja necessário, é possível incluir filtros seletivos em outras frequências para diminuir ainda mais a THD.

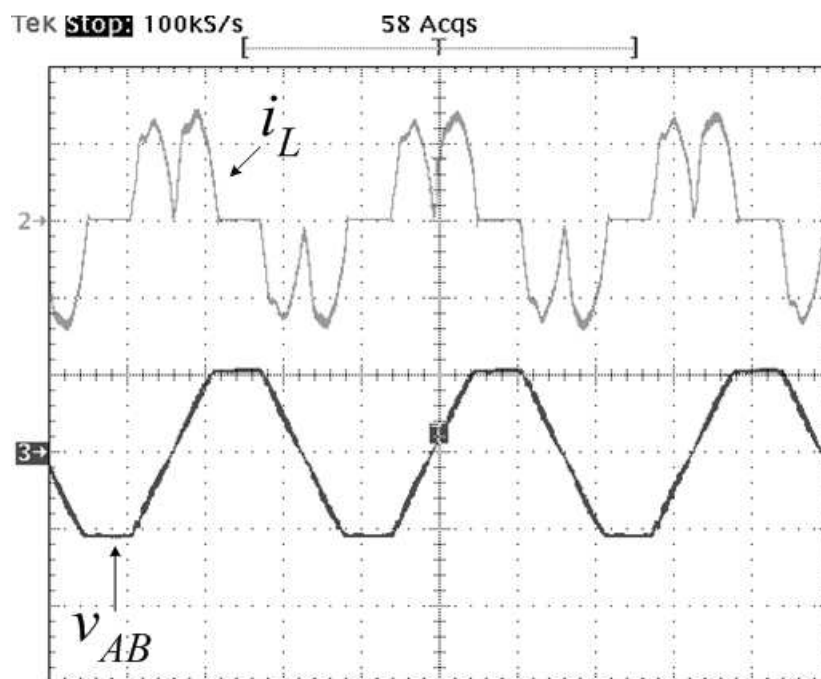


Fig. 4.6 – Corrente de carga (5A/div.) e tensão no barramento do CEP (250V/div.). Horizontal: 5ms/div. Sem compensação da 5^a harmônica.

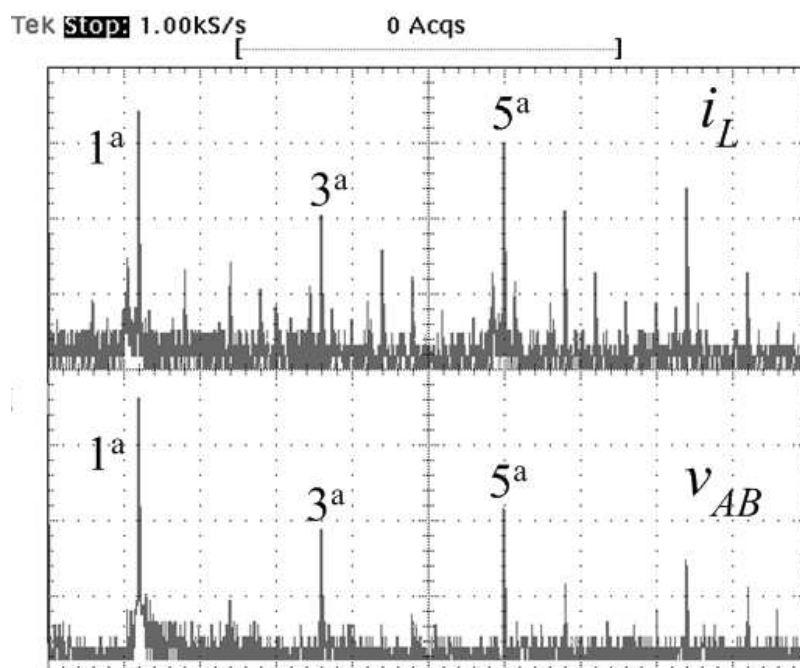


Fig. 4.7 – Espectro de Corrente de carga (20db/div.) e tensão no barramento do CEP (20db/div.). Horizontal: 50Hz. Sem compensação da 5^a harmônica.

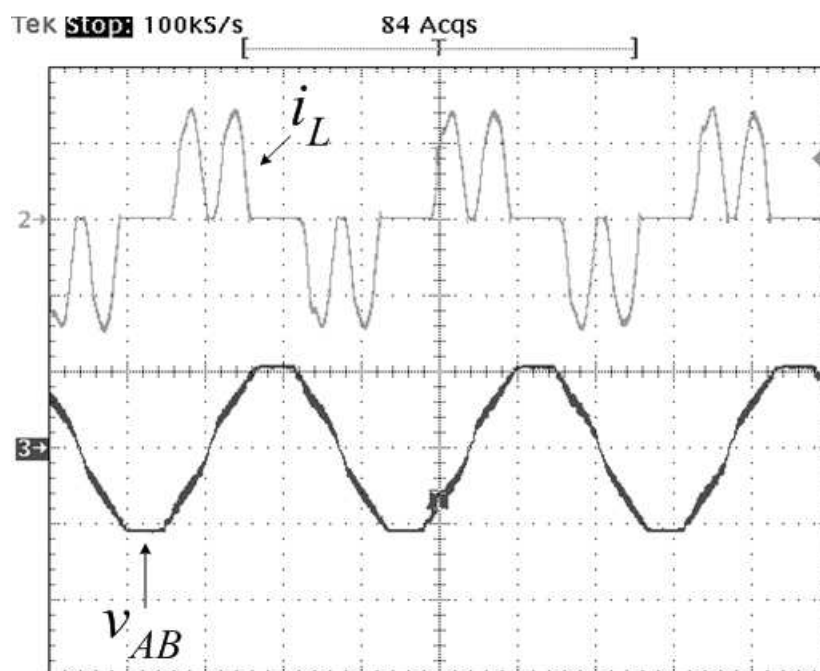


Fig. 4.8 – Corrente de carga (5A/div.) e tensão no barramento do CEP (250V/div.). Horizontal: 5ms/div. Com compensação da 5ª harmônica.

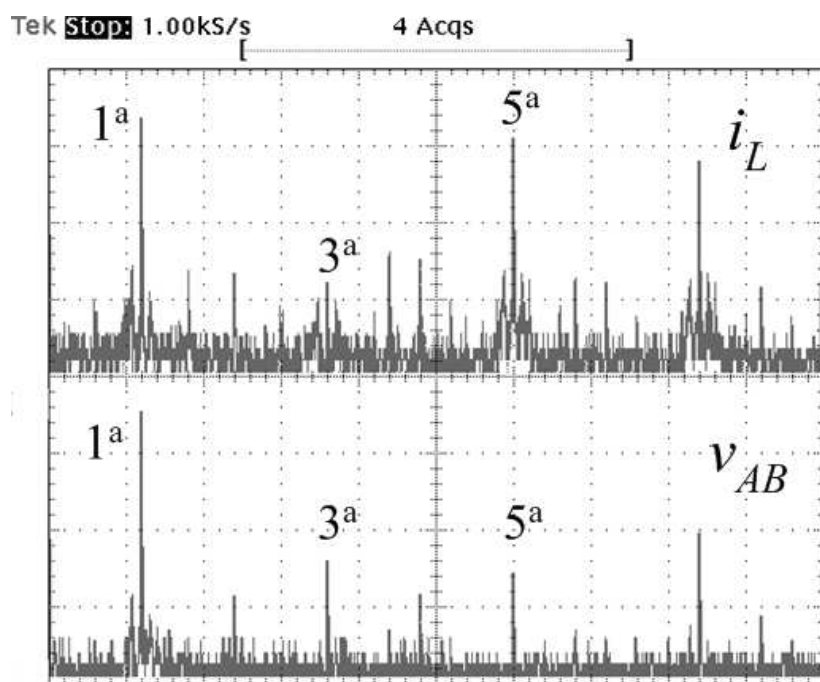


Fig. 4.9 – Espectro de Corrente de carga (20db/div.) e tensão no barramento do CEP (20db/div.). Horizontal: 50Hz. Com compensação da 5ª harmônica.

4.3.d Comportamento Transitório com Carga Linear

A Fig. 4.10 apresenta a resposta do sistema quando uma carga adicional de 500 W é conectada entre as fases “A” e “B”.

No momento da conexão ocorre uma leve redução da tensão no barramento CA, o que está de acordo com a estratégia de controle apresentado nos capítulos precedentes. O sistema, por sua vez, deverá absorver da rede uma quantidade adicional de potência. Pelo lado do barramento CC ocorre uma redução no nível da tensão, pois o capacitor CC é quem fornecerá a energia durante o transitório. O erro de tensão resultante servirá para ajustar a defasagem entre V_{AB} e V_{fonte} . A amplitude de V_{AB} não é imediatamente alterada de modo que é obtida uma relativa independência entre o controle CA e o CC.

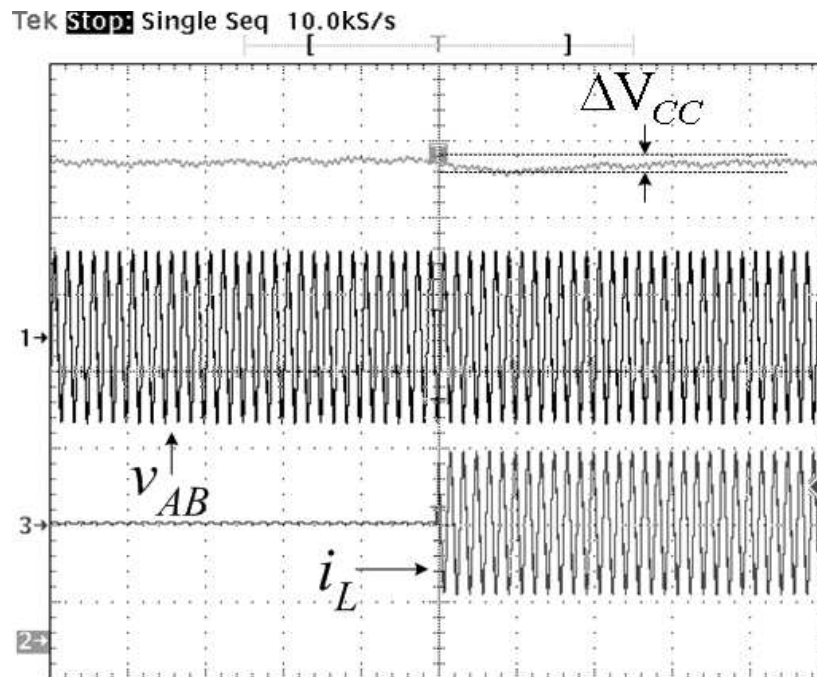


Fig. 4.10 – V_{CC} (50V/div.), tensão no barramento CA (250V/div.) e Corrente de carga (2A/div.). Horizontal: 100ms/div.

4.3.e Sistema a 4 Fios

O sistema a 4 fios é obtido por um transformador de 1,5 kVA ligado em Δ -Y. Este teste refere-se a um sistema no qual uma carga linear de 1500 W que foi conectada entre uma fase e o neutro. O lado do Δ está conectado ao barramento do CEP (3 fios) e o Y à carga (4 fios).

Não há nenhum tipo de controle no secundário do transformador. Com isso, cargas desequilibradas fazem com que as tensões no secundário (v_{Abt} , v_{Bbt} e v_{Cbt}) possuam valores eficazes diferentes devido às correntes diferentes que circulam em cada fase do

transformador, Fig. 4.11.

Para esta condição, verificou-se uma redução de 10% no valor eficaz da tensão à qual estava conectada a carga.

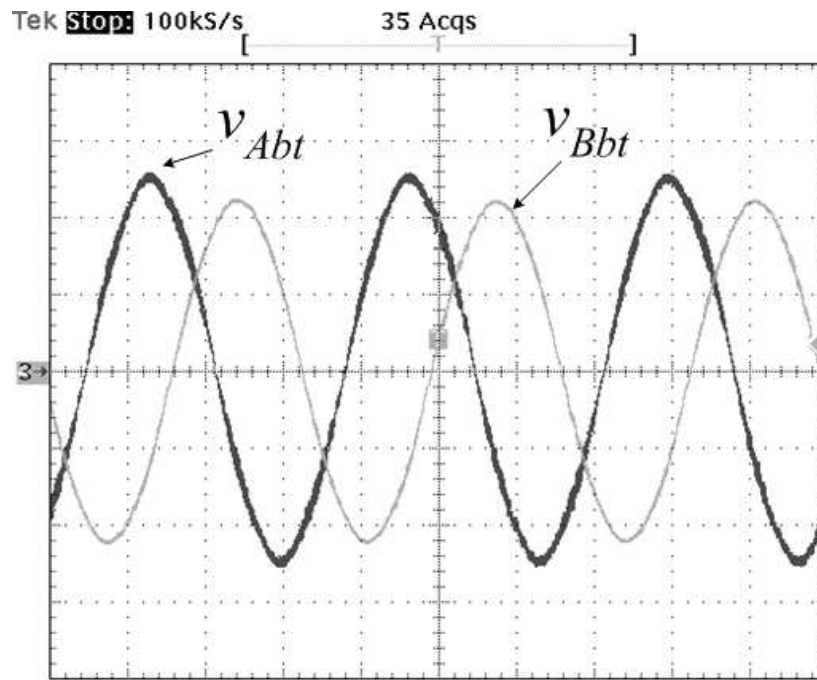


Fig. 4.11 – Tensões no lado de baixa do transformador (50V/div.). Horizontal: 5ms/div.

4.4 GI, REDE MONOFÁSICA E “BOOST”

Para aumentar a capacidade geradora, e permitir a integração de fontes alternativas de energia que produzam potência em CC, foi introduzida no “link” CC do CEP um conversor do tipo “boost”. A fonte CC pode ser um painel fotovoltaico, células a combustível ou um banco de baterias.

O conversor “boost” é controlado em corrente. Com isso é obtido um desacoplamento entre a corrente absorvida da fonte CC e a tensão do “link” CC do CEP.

Esta independência faz com que a fonte CC trabalhe em um ponto de operação fixo, independentemente do que for solicitado pela carga no barramento CA. Ou seja, tal fonte CC vê sempre uma carga fixa em seus terminais evitando, portanto, problemas operacionais à mesma, causados por variações da carga em pequenos intervalos de tempo.

4.4.a Carga Linear em Regime Permanente

Para verificar o comportamento do sistema, uma carga linear é alimentada pelo GI, fonte CC e rede monofásica.

A rede fornece 1200 W. Em um determinado instante, a fonte CC, que fornecia cerca de 500 W, é desconectada. Com isso, este déficit deverá ser suprido totalmente pela rede, uma vez que não existe mecanismo que atue sobre a máquina primária de forma a aumentar a capacidade geradora da máquina de indução, Fig. 4.12.

Devido à ação do controle do “link” CC do CEP, haverá o reajuste do ângulo β de modo a suprir adequadamente a carga.

A dinâmica do controle CC é lenta, o que é explicado pelo fato de existir um armazenador de alta capacidade no “link” CC do CEP.

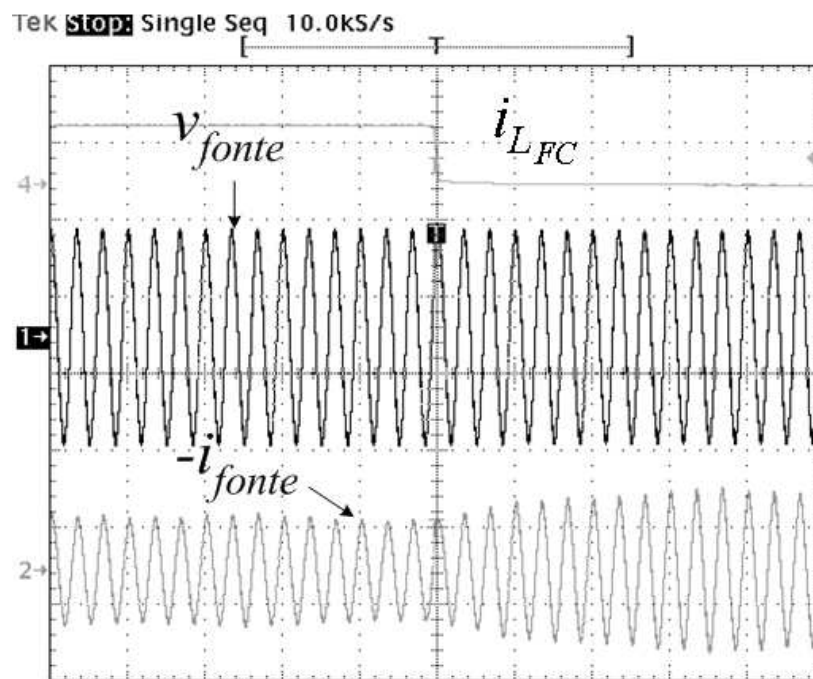


Fig. 4.12 - Corrente drenada da fonte CC (10A/div.), tensão (200V/div.) e corrente (10A/div.) na rede monofásica. Horizontal: 50ms/div.

4.4.b Resposta Transitória com Carga Não-Linear

Este teste refere-se à conexão de uma carga não-linear (ponte retificadora + carga resistiva) que dada a sua potência, está consumindo da rede 700 W.

Em um determinado instante a carga é triplicada, Fig. 4.13. Neste instante, a ação do controlador PI do “link” CC faz com que o sistema altere o ponto de operação através da atualização de β . Da mesma forma que no item 4.3.a, a fonte CC fornece 500 W e sua corrente não se altera, conforme se observa na figura. Isto indica o desejado desacoplamento entre os controles dos diferentes conversores.

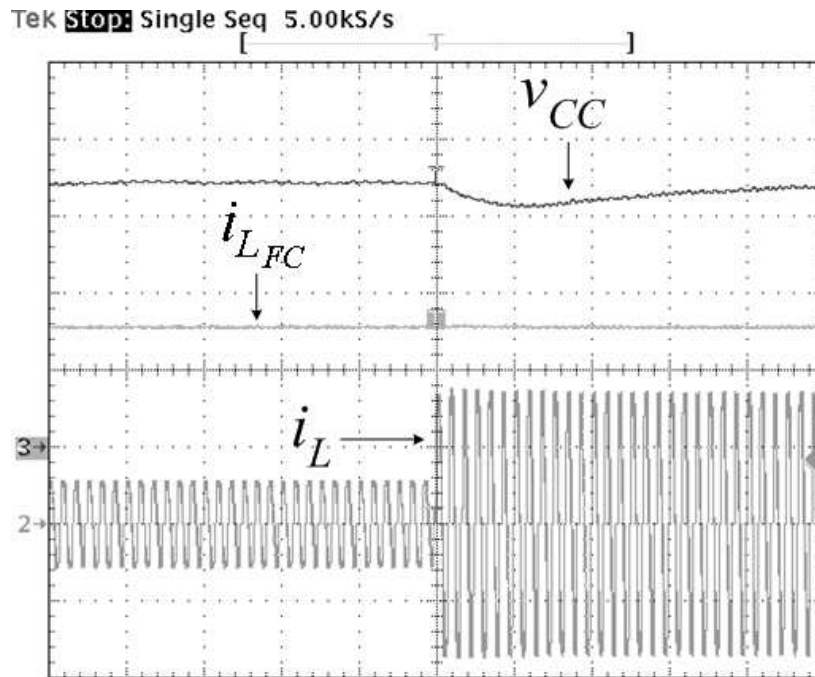


Fig. 4.13 – Tensão no “link” CC (100V/div.), corrente drenada da fonte CC (5A/div.) e corrente na carga (5A/div.). Horizontal: 100ms/div.

4.4.c Partida de Motor de Indução

Em outro teste, um motor de indução de ½ CV sem carga foi conectado aos terminais do CEP sem que houvesse nenhum tipo de partida suave. No instante em que ocorre a inserção do motor, tanto a corrente proveniente da rede monofásica quanto a tensão do barramento CC sofrem alterações. Essas alterações podem ser mensuradas como um $\Delta\beta$ e, de acordo com a estratégia adotada de somente alterar o defasamento entre i_{fonte} e v_{fonte} , a amplitude de v_{AB} permanece inalterada, Fig. 4.14. Não se observa nenhum indício de desmagnetização do GI.

4.5 GI E REDE MONOFÁSICA COM DISTÚRBIOS

Distúrbios na rede monofásica serão considerados nas análises que seguem: o

ilhamento, degrau de frequência de 0,5% em relação ao valor nominal (0,3 Hz) e variação numa taxa de 1 Hz/s (0,3 Hz em 300 ms).

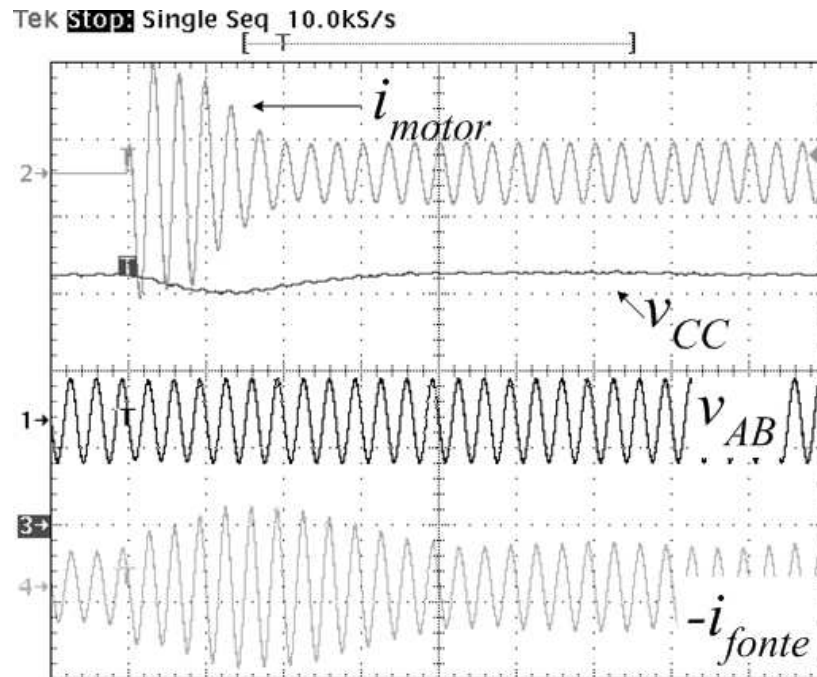


Fig. 4.14 – Corrente no motor (5A/div.), tensão no “link” CC (100V/div.), tensão nos terminais do CEP (500V/div.) e corrente na rede monofásica (10V/div.). Horizontal: 50ms/div.

4.5.a Falha na Rede Monofásica (Ilhamento)

O sistema tem em seus terminais uma carga que absorve cerca de 1000 W da rede monofásica quando uma situação de ilhamento é detectada. Após o controle receber esta informação, o mesmo muda a referência de tensão, que variava de acordo com a tensão da rede monofásica, para um valor fixo (220 V). Com isso, a energia para alimentar a carga é proveniente do GI e da fonte CC, caso esta esteja disponível, como ilustra a Fig. 4.15.

As oscilações que são observadas na V_{AB} são devidas à rápida transição que conecta a fonte CC para suprir a carga.

Após o retorno da rede monofásica uma outra rotina de controle detecta o seu retorno e, após 1 s, fecha o relé de estado sólido re-conectando o sistema, Fig 4.16.

Caso o sistema esteja enviando energia para a rede é preciso que se tenha uma carga variável conectada ao “link” CC ou ao barramento CA de forma que o sistema seja capaz de absorver o excesso de potência.

Caso a demanda seja superior à capacidade de geração local é preciso alguma

estratégia de rejeição seletiva de cargas.

Observa-se finalmente que, durante o ilhamento, é clara a presença residual de componentes na alta frequência de chaveamento, sinal este usado na detecção do ilhamento.

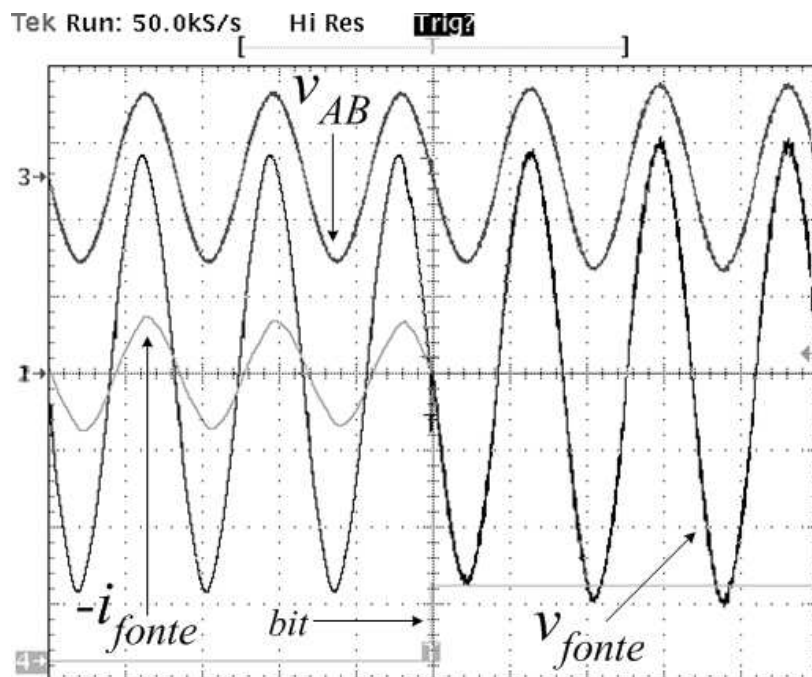


Fig. 4.15 – Tensão no barramento CA (250V/div.), corrente na rede monofásica (10A/div.), tensão na rede monofásica (100V/div.) e bit detector de falha. Horizontal: 10ms/div.

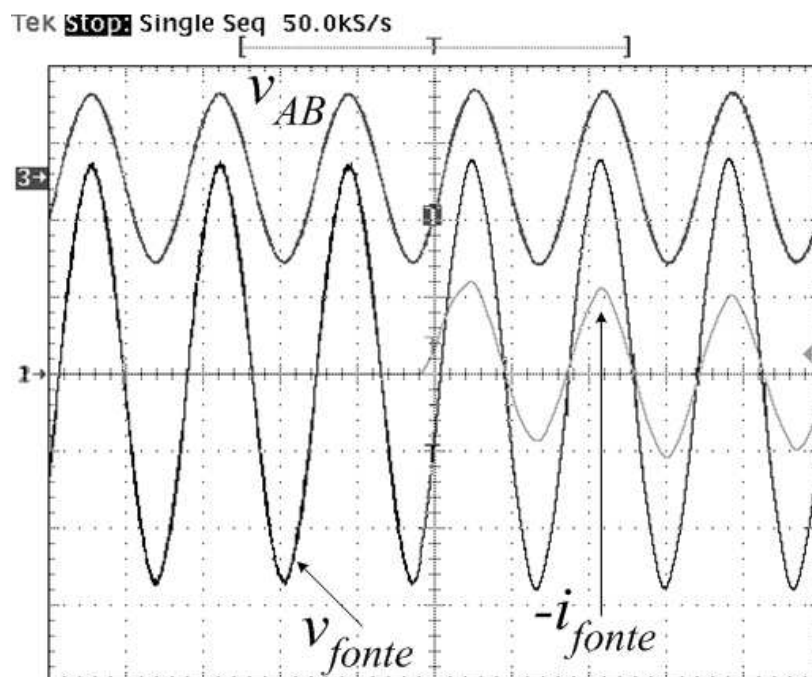


Fig. 4.16 – Tensão no barramento CA (250V/div.), corrente na rede monofásica (10A/div.) e tensão na rede monofásica (100V/div.). Horizontal: 10ms/div.

4.5.b Variação em Frequência

Para verificar a operação do PLL, duas situações distintas foram ensaiadas. A primeira, seguindo a norma ANSI/IEEE std 944-1986 [45] na qual foi imposto ao sistema uma variação de 0,5% ($\Delta f = 0,3$ Hz) na frequência do sistema numa taxa de 1 Hz/s. Para o segundo teste foi imposto um degrau de 0,5% ($\Delta f = 0,3$ Hz) na frequência do sistema.

A Fig. 4.17 mostra a potência absorvida durante o teste de variação de frequência. Observa-se que há um pequeno Δp_{fonte} antes do distúrbio que é produzido pelo ajuste do ângulo β . A tensão v_{AB} é imune a este ajuste devido ao método empregado.

Na Fig. 4.18 tal distúrbio em Δp_{fonte} é mais acentuado devido à variação instantânea da frequência e a resposta lenta do controle em ajustar o ângulo β .

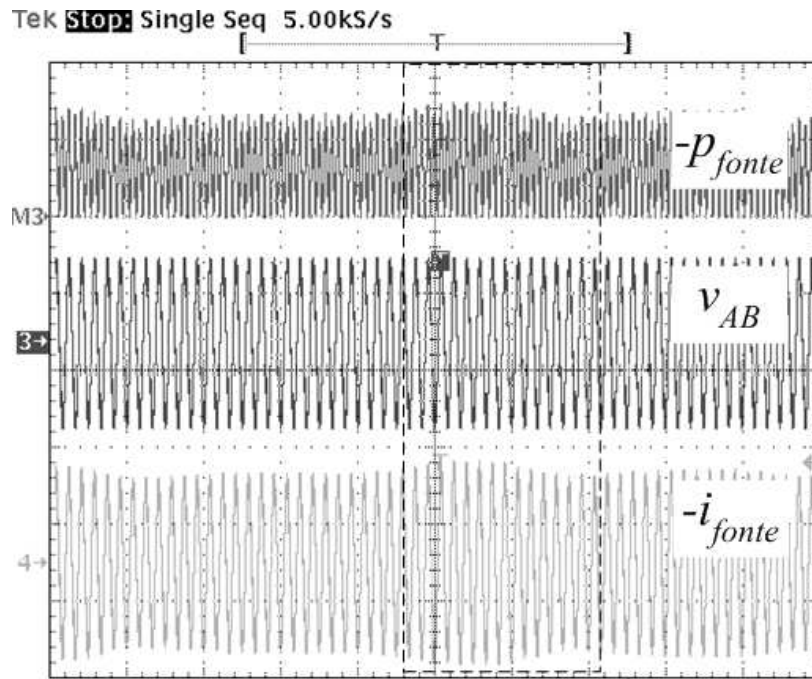


Fig. 4.17 – Potência instantânea absorvida da rede monofásica (2500W/div.), tensão na rede monofásica (250V/div.) e corrente na rede monofásica (10A/div.). Horizontal: 100ms/div.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados dois algoritmos: um baseado na escolha das amostras e outro, em um controlador do tipo PLL para sincronização. A diferença entre ambos está no fato do algoritmo que usa PLL realizar o cálculo do ângulo β de forma mais precisa do que aquele que usa a escolha das amostras.

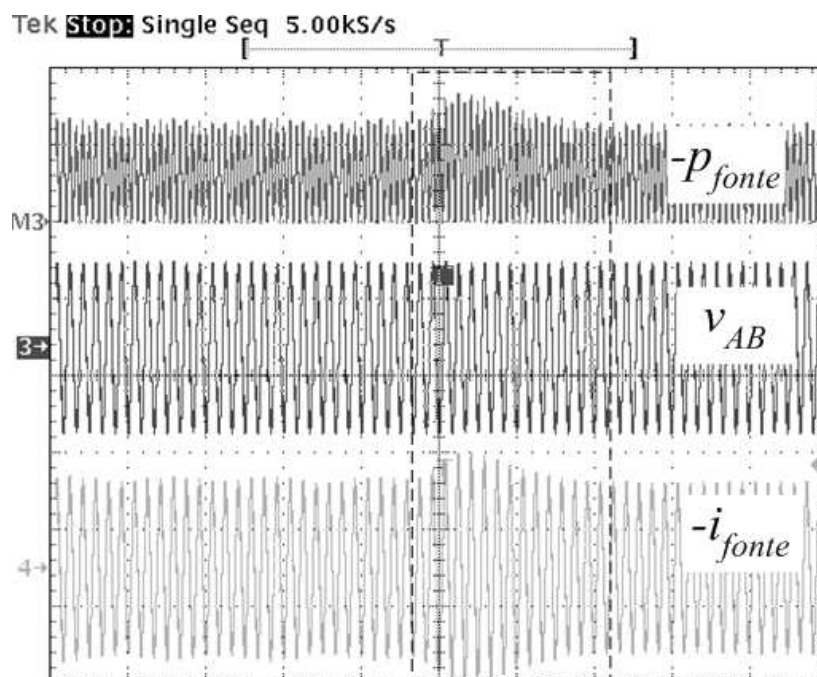


Fig. 4.18 – Potência instantânea absorvida da rede monofásica (2500W/div.), tensão na rede monofásica (250V/div.) e corrente na rede monofásica (10A/div.). Horizontal: 100ms/div.

A resolução no ajuste do ângulo da tensão V_{AB} , no entanto, fica limitada pela frequência de chaveamento do CEP.

Em seguida, foram apresentados diversos testes na presença de cargas lineares e não-lineares tanto em regime permanente quanto sob transitórios. Sob carga não-linear é importante ressaltar a importância de filtros sintonizados cujo objetivo é reduzir a THD da tensão no barramento ao qual o CEP é conectado

Houve também um teste que apresenta uma situação a 4 fios cujo principal empecilho é o controle inadequado das tensões no secundário do transformador, ocasionando com isso, tensões no secundário dependentes das correntes que circularão pelo transformador.

Os resultados apresentados com a inclusão da fonte CC com o intuito de aumentar a capacidade geradora do sistema foram resultados importantes apresentados nesta tese.

Todos resultados encontram-se de acordo com as expectativas decorrentes da modelagem e simulação comprovam a capacidade do sistema em regular a tensão local, compensar distorções e potência reativa e controlar o fluxo de potência entre as diversas fontes.

CAPÍTULO 5

5.1 CONVERSÃO MONO-TRIFÁSICA INTERATIVA COM A LINHA

Neste capítulo o sistema até então discutido é apresentado de uma forma diferente, ou seja, o GI e a fonte CC foram retirados. Tem-se, então, um sistema com alimentação monofásica e cargas trifásicas, Fig. 5.1.

As principais características desta proposta são que a conversão mono-trifásica se faz de forma interativa com a rede, sem necessidade de dupla conversão (retificação e inversão) garantindo-se também, a qualidade da tensão trifásica e da corrente na rede monofásica.

Nos itens 5.2 e 5.3 o algoritmo utilizado para o ajuste de fase da tensão foi àquele associado à escolha das amostras, enquanto que a partir dos itens 5.4 o algoritmo foi àquele associado ao controlador PLL.

5.2 CARGA LINEAR EM REGIME PERMANENTE

Aqui o sistema (frequência da fundamental igual a 50 Hz) está alimentando uma carga resistiva equilibrada com P_r igual a 1800 W. A Fig. 5.2 apresenta a tensão de fase v_A e sua referência. Devido ao controle utilizado, o erro é quase nulo.

O fator de potência medido entre V_{fonte} e I_{fonte} resultou em 0,99 e a THD iguais a 2,2% e 2,28%, respectivamente. Já para V_{AB} a THD encontrado foi 0,9%, ou seja, melhor do que o da rede.

Na Fig. 5.3 são apresentadas as tensões trifásicas produzidas pelo inversor. Como

esperado, tais tensões estão balanceadas e defasadas 120° .

Na Fig. 5.4, como a carga absorve energia da rede monofásica, o resultado é um β negativo entre a tensão de linha nos terminais do inversor e a tensão da rede monofásica. O sinal mostrado é a saída do conversor D/A, onde 2,5 V corresponde a 0° (canal 3).

Como esperado, a tensão aplicada à carga é senoidal e tanto a corrente quanto a tensão da rede monofásica apresentam a mesma distorção.

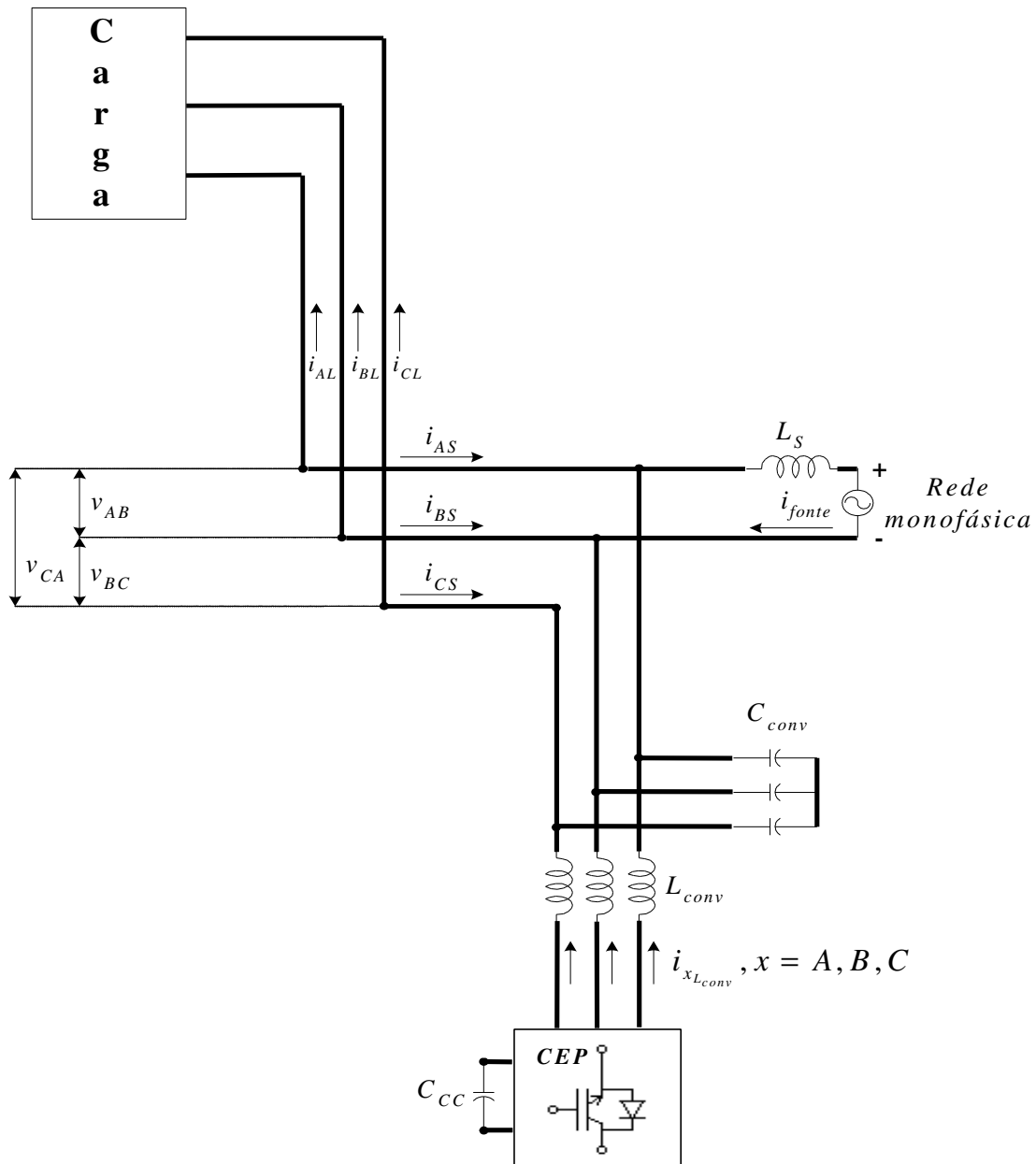


Fig. 5.1 – Circuito de potência para conversão mono-trifásica interativa com a linha.

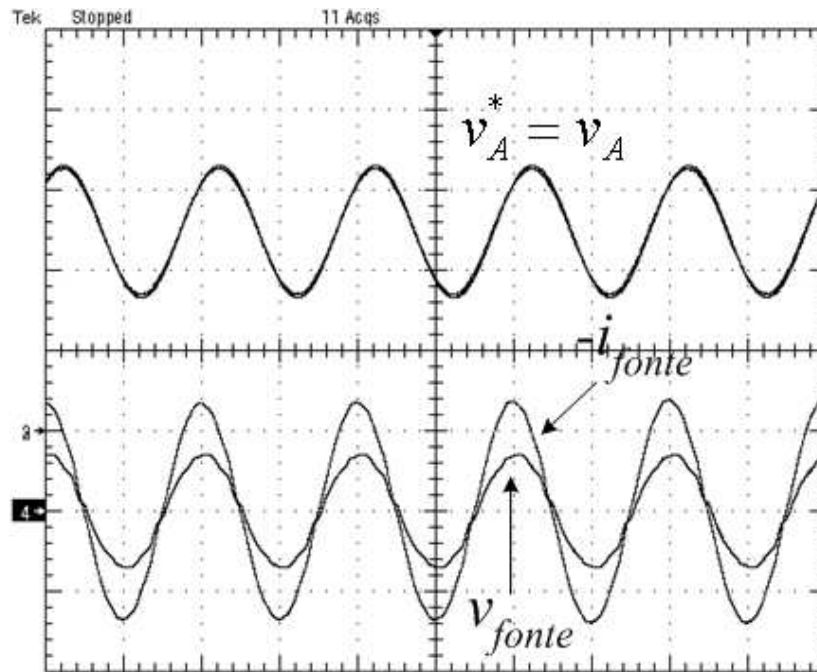


Fig. 5.2 – Tensão de referência e tensão filtrada nos terminais do CEP (180V/div.). Tensão (360V/div.) e corrente (10A/div.) na rede monofásica. Horizontal: 10ms/div.

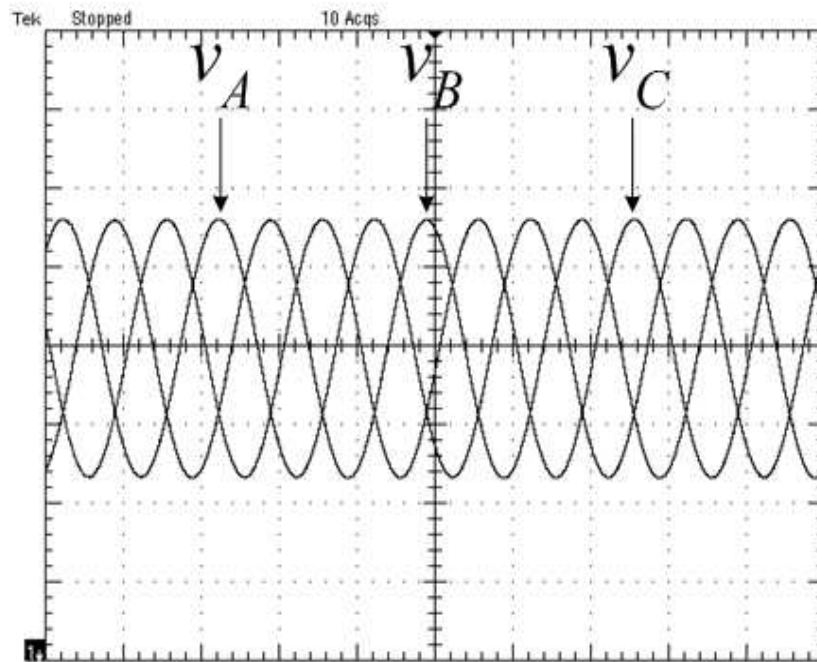


Fig. 5.3 – Tensões trifásica nos terminais do CEP (90V/div.). Horizontal: 10ms/div.

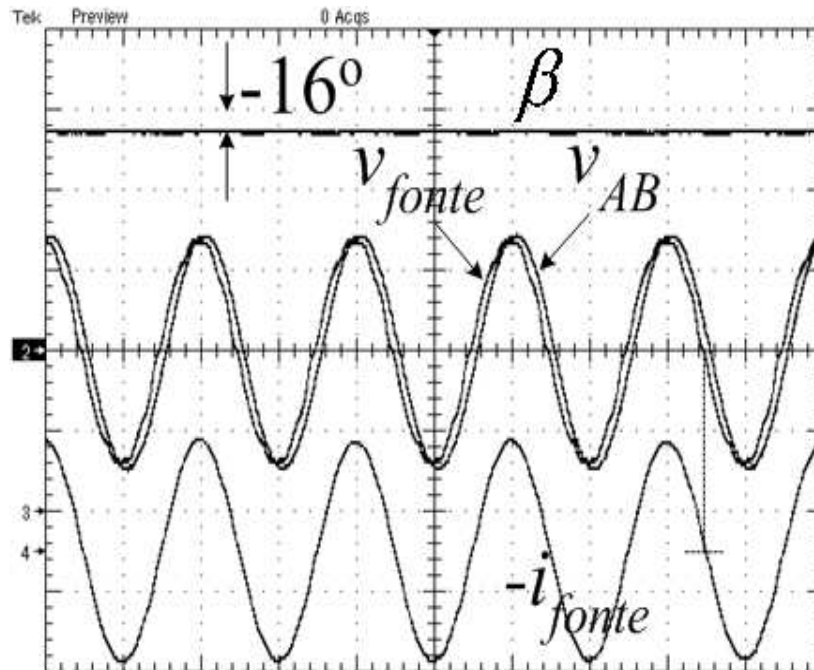


Fig. 5.4 – Ângulo β , tensão nos terminais do CEP e na rede monofásica (180V/div.). Corrente na rede monofásica (10A/div.). Horizontal: 10ms/div.

5.3 RESPOSTA TRANSITÓRIA COM CARGA LINEAR

Para testar o comportamento dinâmico do sistema, uma carga linear monofásica de 500 W foi conectada entre as fases A e B. No momento em que tal carga é inserida ocorre uma pequena redução na tensão do barramento CA ao qual o CEP é conectado. Tal afundamento é rapidamente compensado pela atuação do controle da tensão CA ou seja, um aumento de carga resulta em aumento da potência média absorvida da rede que resulta em novos valores de ângulo e amplitude de v_{AB} .

As Figs. 5.5 e 5.6 mostram o desacoplamento conseguido entre os controles da tensão CA (que é ajustado visando obter em regime permanente, o FP unitário na rede monofásica) e o controle da tensão do barramento CC, o qual faz ajustes transitórios no ângulo β de modo a regular a referida tensão. Isso significa que um erro de tensão no “link” CC produzirá um $\Delta\beta$ que será utilizado apenas para atualizar o defasamento, enquanto que a amplitude é mantida inalterada. Aqui também os resultados estão baseados em 50 Hz.

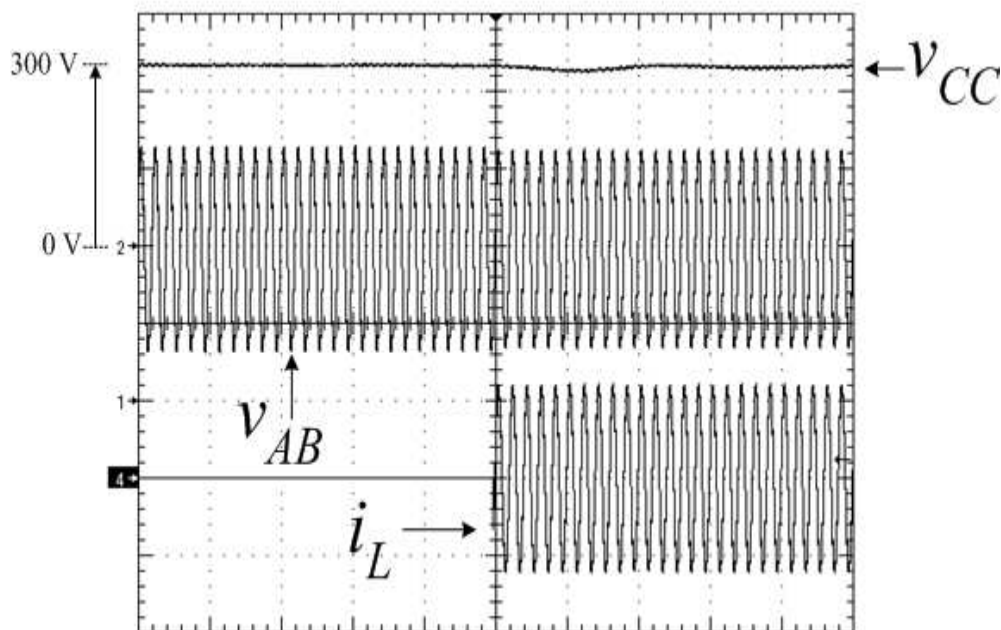


Fig. 5.5 – v_{CC} (180V/div.), tensão nos terminais do CEP (200V/div.) e corrente de carga (2A/div.). Horizontal: 100ms/div.

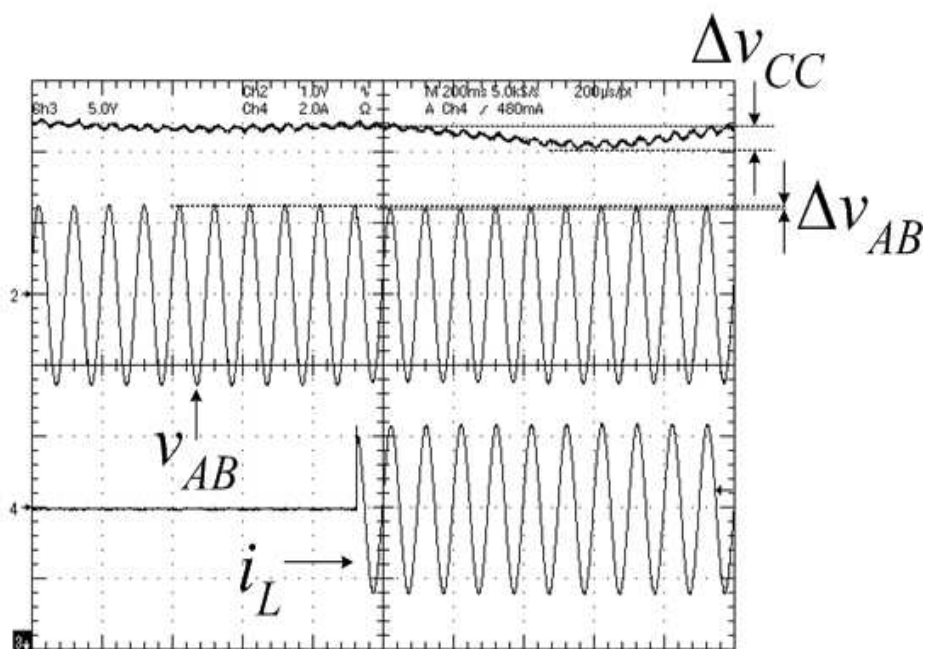


Fig. 5.6 – v_{CC} (45V/div.), tensão nos terminais do CEP (200V/div.) e corrente de carga (2A/div.). Horizontal: 40ms/div.

5.4 PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO

Em outro teste, um motor de indução de ½ CV sem carga foi conectado aos terminais do CEP sem que houvesse nenhum tipo de partida suave. No instante em que ocorre a inserção do motor, tanto a corrente proveniente da rede monofásica quanto a tensão do

barramento CC sofrem alterações. Essas alterações podem ser mensuradas como um $\Delta\beta$ e, de acordo com a estratégia adotada de somente alterar o defasamento entre i_{fonte} e v_{fonte} , a amplitude de v_{AB} , no entanto, permanece praticamente inalterada, Fig. 5.7.

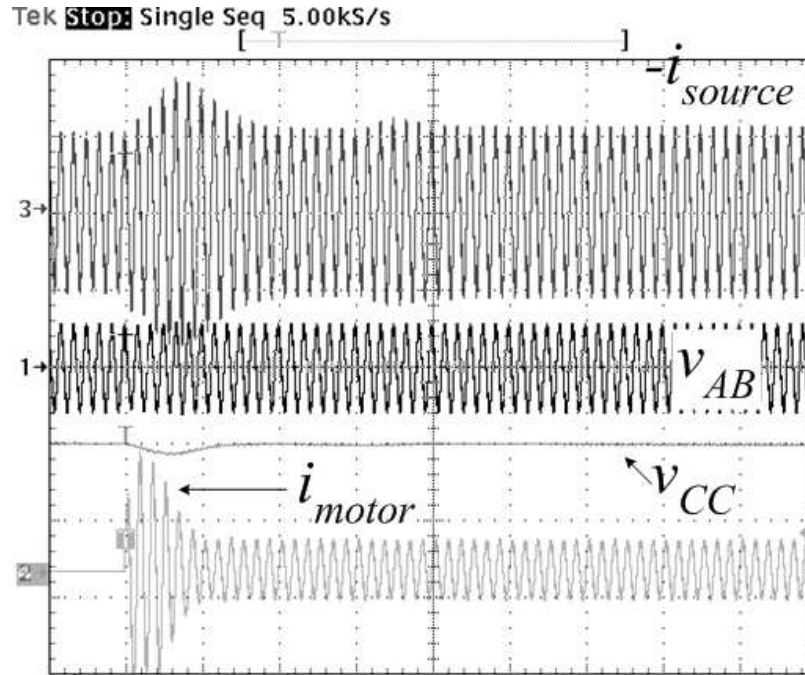


Fig. 5.7 – Corrente na rede monofásica (10V/div.), tensão nos terminais do CEP (500V/div.), tensão no “link” CC (200V/div.) e corrente no motor (5A/div.). Horizontal: 100ms/div.

5.5 CARGA NÃO-LINEAR EM REGIME PERMANENTE

Para verificar o comportamento do sistema frente a cargas não-lineares, utilizou-se um retificador trifásico não controlado composto por um capacitor de 1 mF e um banco de resistências. A potência total solicitada pela carga foi de 1,7 kW.

As Figs. 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11 mostram a corrente absorvida pela carga e a tensão no barramento do CEP. O interessante a se observar neste teste é o efeito do filtro de 5ª harmônica presente na malha de controle da tensão CA que reduz em 8 vezes a presença deste harmônico na tensão do barramento.

A THD na corrente de carga foi de 60%. Na tensão do barramento a THD e o FP, sem filtro, foram respectivamente de 6% e 0,98. Já com filtro, foram obtidos valores de 3,8% e 0,99. Caso seja necessário, poderão ser incluídos filtros seletivos em outras frequências para diminuir ainda mais a THD.

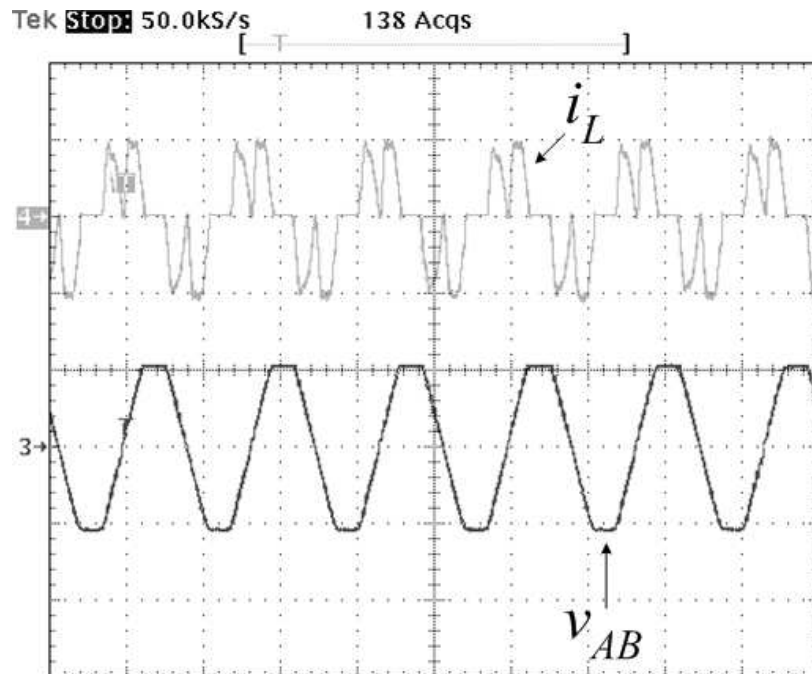


Fig. 5.8 – Corrente de carga (5A/div.) e tensão no barramento do CEP (250V/div.). Horizontal: 10ms/div. Sem compensação da 5ª harmônica.

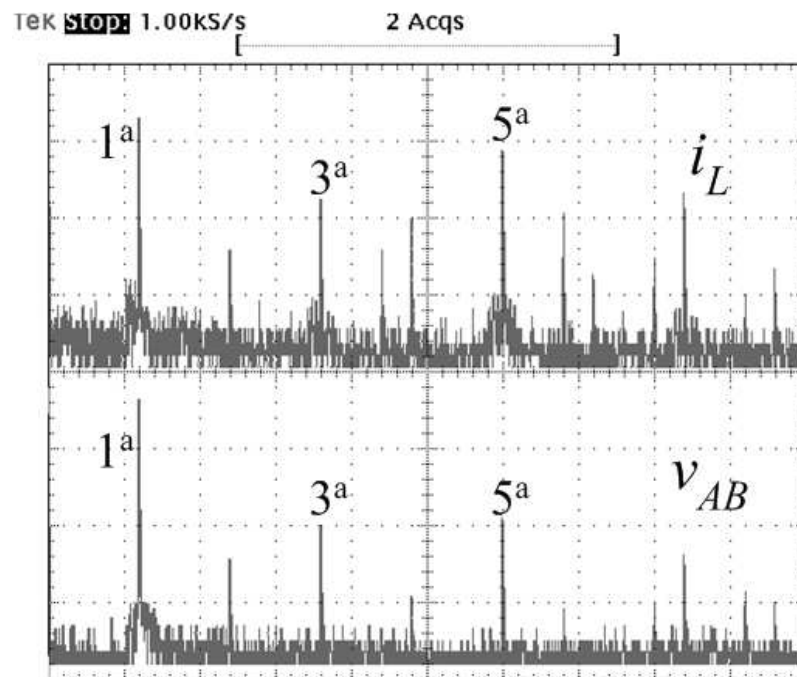


Fig. 5.9 – Espectro de Corrente de carga (20db/div.) e tensão no barramento do CEP (20db/div.). Horizontal: 50Hz. Sem compensação da 5ª harmônica.

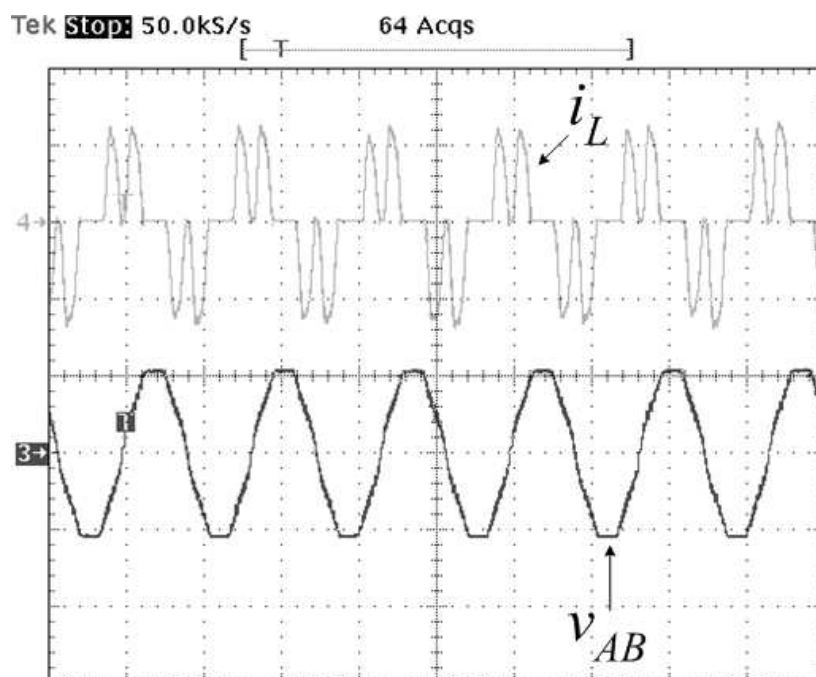


Fig. 5.10 – Corrente de carga (5A/div.) e tensão no barramento do CEP (250V/div.). Horizontal: 10ms/div. Com compensação da 5ª harmônica.

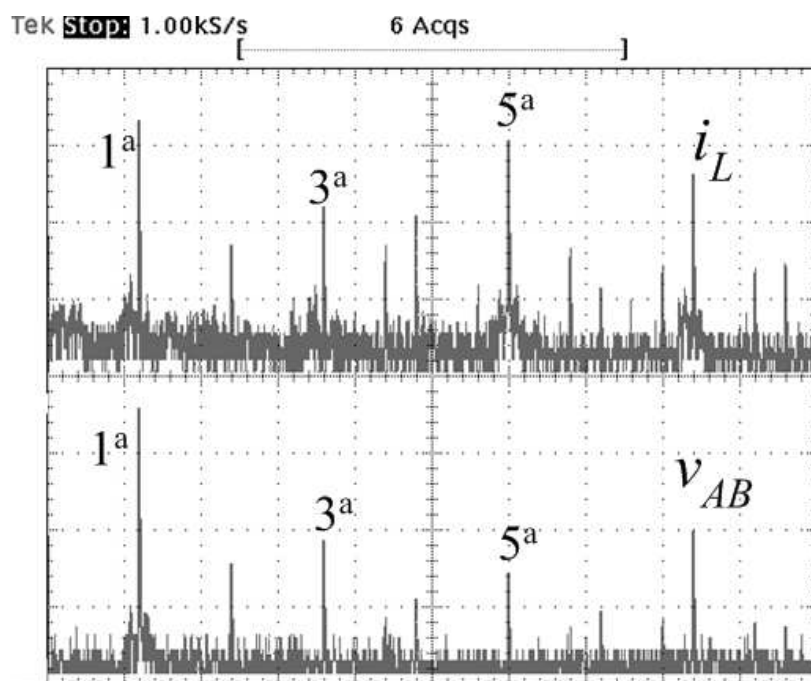


Fig. 5.11 – Espectro de Corrente de carga (20db/div.) e tensão no barramento do CEP (20db/div.). Horizontal: 50Hz. Com compensação da 5ª harmônica.

5.6 RESPOSTA TRANSITÓRIA DE CARGA NÃO-LINEAR

Nesta situação, Fig. 5.12, o sistema possui um carregamento (retificador não controlado + banco de resistências) de cerca de 1300 W. Em um determinado instante a

carga é aumentada em 60%. O controle da tensão do barramento CC do CEP identificou tal variação e rapidamente alterou β para que o sistema absorvesse da rede monofásica a energia adicional. Após este degrau de carga, o FP e a THD da tensão do barramento são 0,99 e 1,2%, respectivamente.

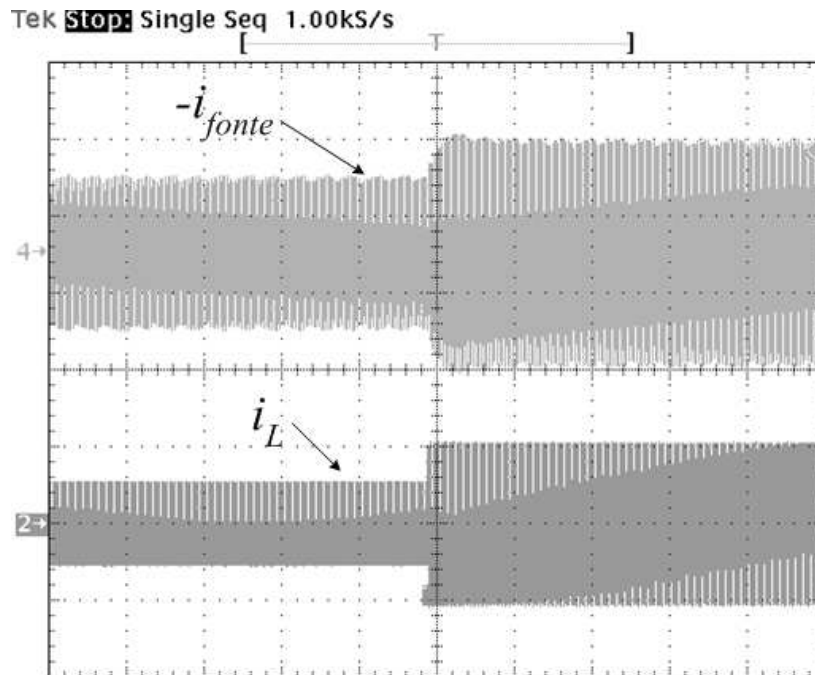


Fig. 5.12 – Corrente na rede monofásica (10A/div.) e corrente de carga (5A/div.). Horizontal: 500ms/div.

5.7 FLUXO DE POTÊNCIA ATRAVÉS DO CEP

Quando uma carga trifásica equilibrada, neste caso a carga é resistiva, estiver conectada ao barramento do CEP o mesmo é capaz de alimentá-la de forma que somente 1/3 da potência total solicitada pela carga, circulará pelo conversor. Ou seja, dos 2300 W fornecidos pela rede monofásica, as fases “A” e “B” do conversor absorvem juntas 760 W enquanto que, a fase “C” injeta 650 W, Tabela 5.1.

Com isso, o valor do rendimento do conversor foi de aproximadamente 85% enquanto que para a conversão mono-trifásica interativa com a linha obteve-se 94%.

Em um sistema com dupla conversão há perdas nos dois conversores o que resulta em um rendimento inferior à conversão mono-trifásica interativa com a linha.

Tabela 5.1 - medidas realizadas em regime permanente.

P_{AConv} (W)	P_{BConv} (W)	P_{Cconv} (W)	$P_{dissipada_{Conv}}$ (W)	P_{fonte} (W)
520	260	-650	130	2300

5.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado um sistema de conversão mono-trifásico interativo com a linha em diversas situações de operação. Também aqui foi mostrada a melhora da THD da tensão quando são utilizados filtros seletivos.

Outro ponto importante a ser observado é quando uma carga equilibrada estiver conectada ao barramento trifásico. Em tal situação, pelo CEP circula apenas uma parcela da potência solicitada pela carga.

Outro fator importante é a alta qualidade da energia drenada da rede monofásica que sempre apresentou FP muito próximo da unidade, assim como as demais características do sistema foram mantidas.

CAPÍTULO 6

6.1 CONCLUSÕES

Esta tese apresenta como foco principal a conexão direta de um gerador de indução trifásico a uma rede monofásica. Tal conexão faz com que apareçam desequilíbrios tanto nas tensões quanto nas correntes da máquina de indução.

Para que tal problema seja eliminado é proposto inserir um conversor em derivação entre o GI e a rede monofásica de forma a criar um barramento estabilizado em tensão e frequência. Há dois modos de operação para este sistema, em relação ao fluxo de potência ativa: modo $P_G + P_{CC} > P_L$ e modo $P_G + P_{CC} < P_L$. O primeiro é caracterizado por cargas de pequeno porte, ou seja, GI e fonte CC são capazes de alimentá-las. Já no segundo modo, a rede monofásica contribui para suprir o déficit de energia elétrica.

Como o controle é baseado na imposição de tensões ao barramento CA, é possível injetar ou absorver energia da rede monofásica com $FP = 1$. Para tal, foi dimensionada uma indutância L_S que permita $FP = 1$ com a menor variação na tensão eficaz do barramento CA, em toda a faixa de potência de projeto.

Outro ponto importante a ser considerado é a operação isolada ou seja, situações de ilhamento. O sistema é capaz de detectá-la e corretamente gerenciar para que o consumidor não sofra prejuízo no abastecimento de energia. A detecção utiliza um filtro passa banda que informa ao processador digital a presença de “ripple” sobre a tensão no lado da rede monofásica que identifica o ilhamento.

São também apresentados procedimentos para o projeto adequado dos controladores

das malhas de tensão e corrente CA, da malha de tensão do “link” CC e também a malha de controle que estabelece o sincronismo com a rede monofásica (PLL).

Uma análise dos diferentes compensadores e da impedância do conversor é apresentada para diferentes estruturas de controle. Com o uso de filtros seletivos na malha de controle da tensão CA ocorre uma diminuição significativa na impedância do CEP em frequências selecionadas pelo filtro seletivo. Com isso, amplia-se a capacidade de compensação do conversor (CEP) quando alimenta cargas não-lineares sem que ocorra deterioração da tensão de saída.

Para o PI que controla a tensão do “link” CC é apresentado um método de projeto que é baseado no balanço de potência do CEP, proporcionando o controle de V_{CC} apenas alterando o ângulo β . Para finalizar, foi projetado um controlador PI para controlar a corrente consumida pela fonte CC. Optou-se por um controle em corrente pois o CEP já regula a tensão CC e, com controle de corrente, garante-se a operação da fonte CC em um ponto de trabalho adequado.

Mostra-se também o comportamento do barramento CA sob carga linear e não linear. Observou-se que o controle apresenta uma boa capacidade de compensação, porém, sob carga não-linear com elevada THD, a compensação não é total, uma vez que em um sistema real têm-se os efeitos do método de discretização, dos atrasos do “holder”, o efeito do truncamento cujas operações no processador digital são realizadas em ponto fixo.

Para o controle da fase da tensão CA são apresentados dois algoritmos: um baseado na escolha das amostras e outro, em um controlador do tipo PLL. O algoritmo que usa PLL possui uma resolução muito maior para gerar as referências do conversor do que aquele que usa a escolha das amostras. Porém, a resolução efetiva do sistema está relacionada com a frequência de chaveamento que para ambos os casos é a mesma.

No algoritmo em que se utilizou o PLL, foi incluída uma estratégia de gerenciamento para tratar do ilhamento.

Finalmente, o sistema foi estudado como um conversor mono-trifásico interativo com a linha o qual por não processar a totalidade da potência, apresenta-se como uma alternativa de alto rendimento e que garante a qualidade da energia fornecida à carga.

Como seqüência do trabalho pode-se citar:

- ✓ Implementar um gerenciador de cargas para atuar em situações de ilhamento ou quando a estratégia de controle não for capaz de estabelecer os necessários fluxos de potência,
- ✓ Estudar o sistema para funcionamento a 4 fios,
- ✓ Estudar a conexão trifásica – trifásica em sistema de maior porte,
- ✓ Estudar uma nova estratégia de controle que melhore a THD quando cargas não-lineares estão conectadas. Estratégias como alocação dinâmica de pólos, estimadores para determinar a corrente capacitiva podem ser empregados para tais fins,
- ✓ Outros métodos para gerenciar o ilhamento,
- ✓ Uso de outros tipos de sistemas de processamento digital, como FPGA, para que limitações encontradas neste tipo de aplicação sejam facilmente superadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] I. Panahi, A. Mohammed and Z. Yu: “DSP Excel in Motor-Control Applications”. EDN Magazine, Elsevier-Cahners Publishing, pp. 111-118, Aug., 1997.
- [2] E. G. Marra and J. A. Pomilio: “Self-Excited Induction Generator Controlled by a VS-PWM Bi-Directional Converter for Rural Applications”. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 877-883, 1999.
- [3] D. E. Bassett and M. F. Potter: “Capacitive Excitation for Induction Generators”. AIEE Transactions, Vol. 54, pp. 540-543, 1935.
- [4] C. F. Wagner: “Self-Excitation of Induction Motors”. AIEE Transactions, Vol. 58, pp. 47-51, Feb., 1939.
- [5] E. G. Marra and J. A. Pomilio: “Self-Excited Induction Generator Controlled by a VS-PWM Converter Providing High Power-Factor Current to a Single-Phase Grid”. IEEE IECON’98, pp. 703-708, 1998.
- [6] R. Q. Machado E. G. Marra and J. A. Pomilio: “Balanced Operation of Three-Phase Cage Induction Generator Directly Connected to Single-Phase Utility Grid”. COBEP’99, pp. 76-81, 1999.
- [7] M. G. Simões and F. A. Farret “Renewable Energy Systems: Design and Analysis with Induction Generators”, CRC Press, 2004, ISBN: 0849320313.

-
- [8] Série de estudos e informações hidrológicas e energéticas. ANEEL - Agência nacional de energia elétrica, 1998.
 - [9] R. Q. Machado: “Controle por DSP de Conversores de Potência para Acionamento de Gerador de Indução Conectado à Rede Monofásica”. FEEC-UNICAMP - Campinas-SP, dissertação de mestrado, 2000.
 - [10] P. N. Enjeti and A. Rahman: “A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Coast ac Motor Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 4, pp. 806-813, Jul/Nov, 1993.
 - [11] D.-C. Lee, T.-Y. Kim, G.-M. Lee and J.-K. Seok: “Low-Cost Single-Phase to Three-Phase PWM AC/DC/AC Converters without Source Voltage Sensor”, IEEE ICIT’02, pp. 792-797, 2002.
 - [12] G. A. Covic, G. L. Peters and J. T. Boys: “An Improved Single Phase to Three Phase Converter for Low Cost AC Motor Drives”, IEEE PEDS’95, pp. 549-554, 1995.
 - [13] E. R. C. da Silva, S. B. de Souza Filho and F. A. Coelho: “A Single Phase to Three Phase Soft-Switched Converter, Isolated and with Active Input Current Shaping”, IEEE PESC’95, pp. 1252-1257, 1995.
 - [14] T. Ohnishi: “PWM Control Method for Single-Phase to Three-Phase Converter with a Three-Phase Switching Power Module”, IEEE PESC’98, pp. 464-469, 1998.
 - [15] E. N. Tshivhilinge and M. Malengret: “A Practical Control of a Cost Reduced Single-Phase to There-Phase Converter”, IEEE ISIE’98, pp. 445-449, 1998.
 - [16] H. Douglas and M. Malengret: “Symmetrical PWM with a Split-Capacitor Single-Phase to Three-Phase Converter for Rural Electrification”, IEEE ISIE’98, pp. 289-293, 1998
 - [17] S. B. Bekiarov and A. Emadi: “A New On-Line Single-Phase to Three-Phase UPS Topology with Reduced Number of Switches”, IEEE PESC’03, pp. 451-456, 2003.
 - [18] S. A. O. da Silva, P. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo and P. F Seixas: “A Three-
-

Phase Line-Interactive UPS System Implementation with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Capabilities”, IEEE IAS’01, pp. 2389 – 2396, 2001.

[19] L. Xu, O. Anaya-Lara, V. G. Agelidis and E. Acha: “Development of Prototype Custom Power Devices for Power Quality Enhancement”. IEEE ICHQP’00, pp. 775 – 783, 2000.

[20] W. A. Moncrief: “Practical Application and Selection of Single-Phase to Three-Phase Converters”. IEEE Rural Electrical Power Conference, pp. D3-1/D3-9, 1996.

[21] T. F. Chan: “Effect of Rotational Direction on the Performance of a Three-Phase Induction Generator Connected to a Single-Phase Power System”. IEEE IEMDC, pp. MB1-6.1-MB1-6.3, 1997.

[22] M. O. Durham, R. Ramakumar, “Power System Balancers for an Induction Generator”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 6, pp. 1067-1072, Nov. 1987.

[23] E. G Marra: “Gerador de Indução Associado a Inversor PWM Operando com Freqüência Constante”. FEEC-UNICAMP - Campinas-SP, tese de doutorado, 1999.

[24] V. M. Pereira: “Estudo e Modelagem Dinâmica de Gerador de Indução Acionado por Máquina de Combustão Interna com Controle de Tensão e de Freqüência por Meio de Inversor PWM”. FEEC-UNICAMP - Campinas-SP, tese de doutorado, 2003.

[25] R. Q. Machado, S. Buso, J. A. Pomilio and F. P. Marafão: “Three-Phase to Single-Phase Direct Connection for rural co-generation systems”, IEEE APEC’04, in CD, 2004.

[26] R. Q. Machado, J. A. Pomilio, S. Buso and F. P. Marafão: “Eletronic Control of a Three-Phase Induction Generator Directly Connected to a Single-Phase Feeder”, COBEP’03, pp. 651-656, 2003.

[27] Estudos de Cargas para Redes Monofilares com Retorno por Terra - MRT. RER 03.

-
- [28] Norma para Fornecimento de Energia Elétrica pelo Sistema Monofásico com Retorno por terra - MRT. NE 08. CELPE.
 - [29] Resolução que estabelece de Forma Atualizada e Consolidada, as Disposições Relativas à Conformidade dos Níveis de Tensão de Energia Elétrica em Regime Permanente – Resolução N° 505 da Agência nacional de Energia Elétrica – ANEEL, 2001.
 - [30] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electrical Power Systems. IEEE 1547TM - 2003.
 - [31] G. A. O’Sullivan and J. A. O’Sullivan: “Low-Cost Photovoltaic Inverters Incorporating Application-Specific Integrated Circuits”, Abacus Controls, Inc. Model 753-4-200 Sunverter, 1993.
 - [32] R. Q. Machado, S. Buso, and J. A. Pomilio: “A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System”, IEEE PESC’04, pp. 753-758, 2004.
 - [33] S. Buso, S. Fasolo, and P. Mattavelli: “Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, pp. 1846-1854, Nov/Dec, 2001.
 - [34] P. Mattavelli: “A Closed-loop Selective Harmonics Compensation for Active Filters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, pp. 81-89, Jan/Feb, 2001.
 - [35] AN401-17: “Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401”. Analog Devices Inc. 2000.
 - [36] J. O Krah. and J. Holtz: “High-Performance Current Regulation and Efficient PWM Implementation for Low-Inductance Servo Motors”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp. 1039-1049, Sep/Oct, 1999.
 - [37] L. Rossetto and S. Buso. “PWM Line Voltage Regulator with Integrated PFC”, IEEE PESC, in CD, 2003.
 - [38] F. Fuga: “Realizzazione di un Controllo Digitale per UPS trifase Utilizzando
-

l'ADMC401". DEI-UNIPD. Padova-Italia, tesi di Laurea, 1999.

[39] S. Fasolo: "Svilupo e Realizzazione di Tecniche di Controllo Digitale per Applicazioni in Elettronica di Potenza". DEI-UNIPD. Padova-Italia, tesi di dottorato, 2000.

[40] Y. Dote and R. G. Hoft: "Intelligent Control-Power Electronics Systems". Oxford University Press, 1998.

[41] G. Spiazzi. P. Mattavelli and L. Rossetto. "Methods to Improve Dynamic Response of Power Factor Pre-regulator: an Overview", EPE'95, pp. 754-759, 1995.

[42] Implementation of PID and Deadbeat Controllers with the TMS320 Family, Application Report: SPRA083, Texas Instruments, 1997.

[43] Implementing Triple Conversion Single-Phase On-line UPS Using TMS320C240, Application Report: SPRA589A, Texas Instruments, 1999.

[44] R. Q. Machado, S. Buso, and J. A. Pomilio: "Three-Phase Induction Generator and DC Source Connected to a Single-Phase Feeder", INDUSCON'04, in CD, 2004.

[45] IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations ANSI/IEEE Std 944 - 1986.

ANEXO 1

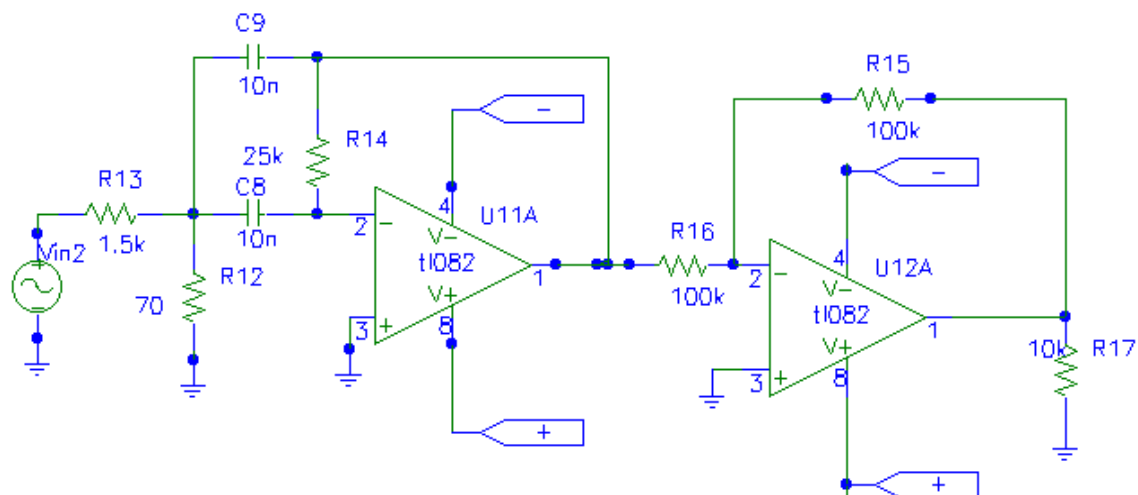


Fig. A.1 – Filtro passa banda.

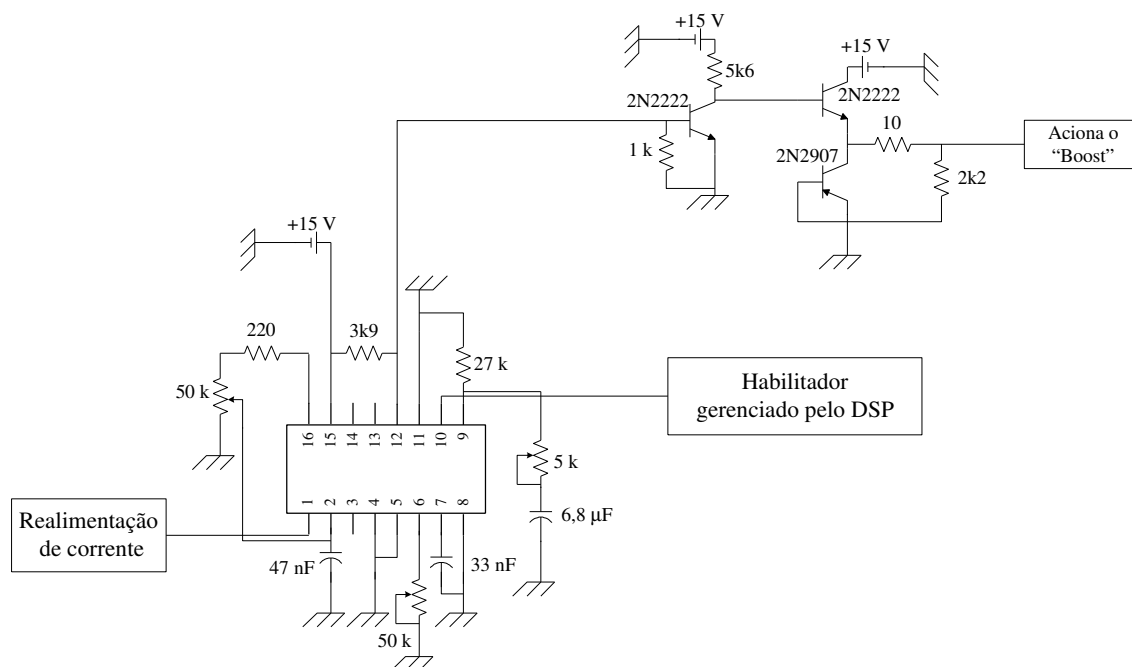


Fig. A.2 – Circuito para controle do "boost".

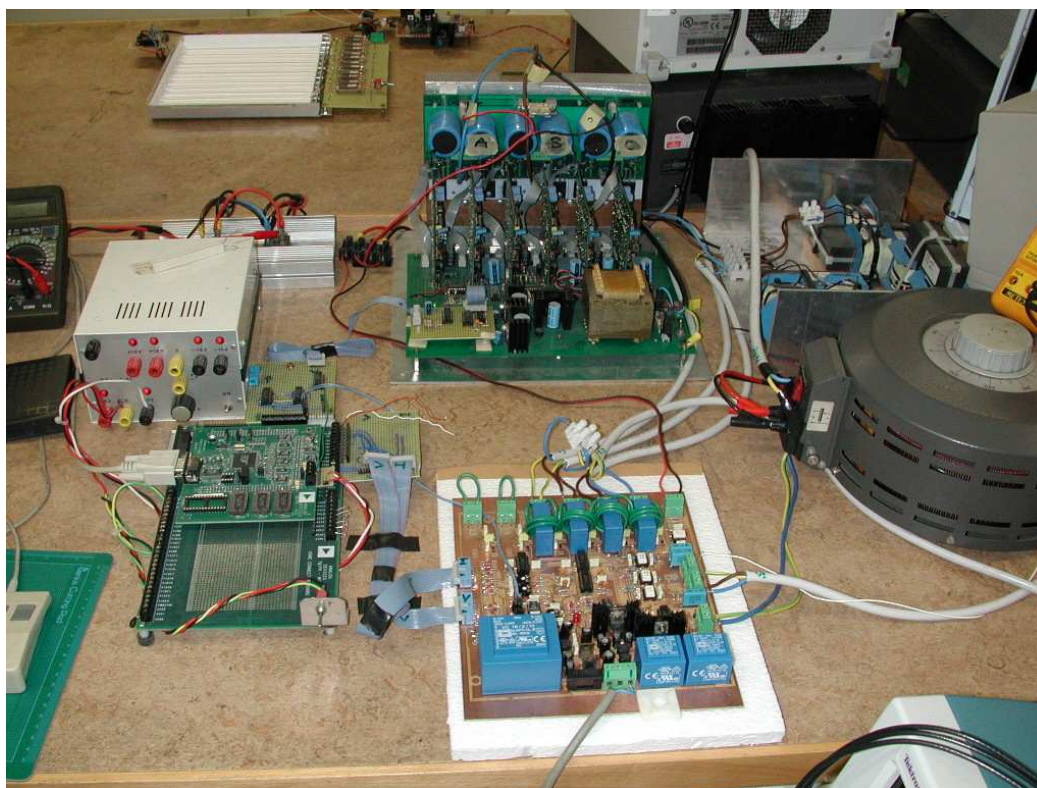
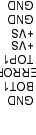


Fig. A.3 – Foto da montagem do sistema durante estágio na Unipd Itália.



Fig. A.4 – Modelo do IGBT utilizado.



S:\DES. ORIGINAIS\DES. NO PROTEL\MONTAGEM CONJ\Esquemas Eléctricos Conjuntos\Aquis\08624410.ddb - Documentos\PROTEL



- com lógica **ERROR** fechar J3 e não montar o circuito.
- com lógica **ERROR** abrir J3 e montar o circuito.

J1 e J2 - abertos para usar IGBTs em paralelo com placa auxiliar PDG

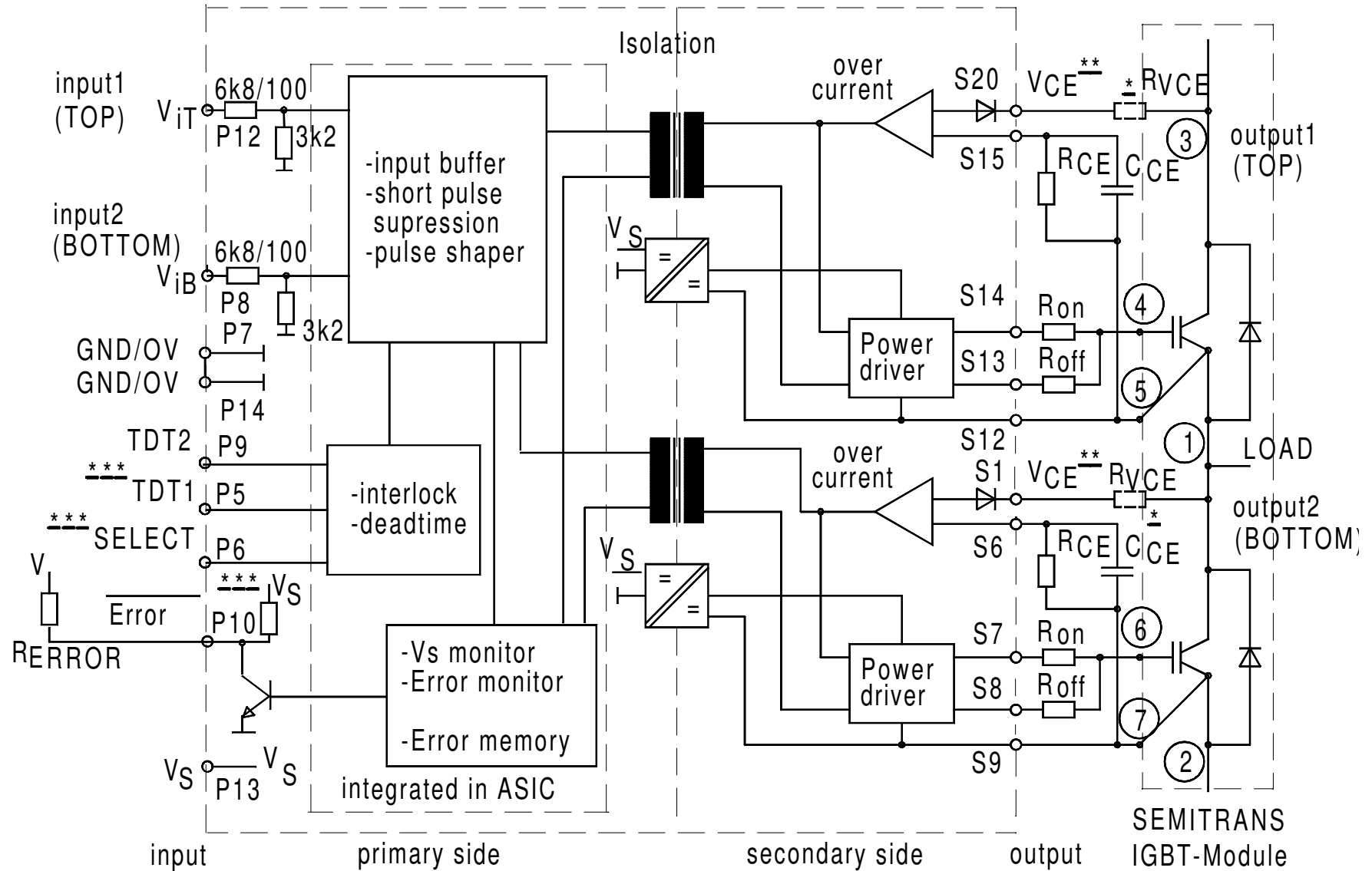
fechados quando não existir componentes em paralelo, ou quando os resistores dos componentes em paralelo estiverem nesta placa.

J3 - fechar para sinal de ERROR (não montar R1, R2, R3, R4 e Q1).

abrir para sinal de ERROR normal (montar R1, R2, R3, R4 e Q1).

J4 - interliga o ponto GND/0V ao pino um (1) do conector

APLICAÇÃO: GENERICICO				DIMENSÕES SEM TOLERÂNCIAS CONF.		ACABAMENTO		ESC.	PESO				
FEITO DE: CONFORME ESTRUTURA								LIQ.		BRUTO			
								MAT. PRIMA					
					DATA	NOME		DENOMINAÇÃO PIM SKPC 22/2B 6R8/5R6 REV. 00					
				DES.	11/12/01	LISANDRA							
				VERIF.	11/12/01	CLÓVIS							
				APROV.	11/12/01	CLÓVIS							
				SEMIKRON SEMIKRON Semicondutores Ltda. Av. Inocência Seráfico 6300 06366-900 Carapicuíba SP-Brasil				REF.					
								NÚMERO		EDIÇÃO		FOLHA	
								67317400		00		1	
00	7506	11/12/01	LFA									1 / 1 FLS	
REV.	AP/MODIFICAÇÃO	DATA	NOME	ORIGEM:	GRUPO 420		SUBSTITUI		ED				



* When SKHI22B is driving 1700V IGBTs, a 1k Ω / 0,4W R_{VCE} -resistor must be connected in series to the V_{CE} input.

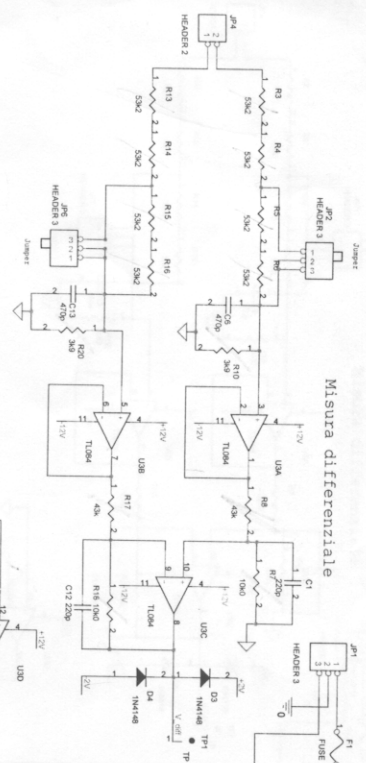
** The V_{CE} -terminal is to be connected to the IGBT collector C. If the V_{CE} -monitoring is not used, connect S1 to S9 or S20 to S12 respectively.

*** Terminals P5 and P6 are not existing for SKHI22A/21A; internal pull-up resistor exists in SKHI22A/21A only.

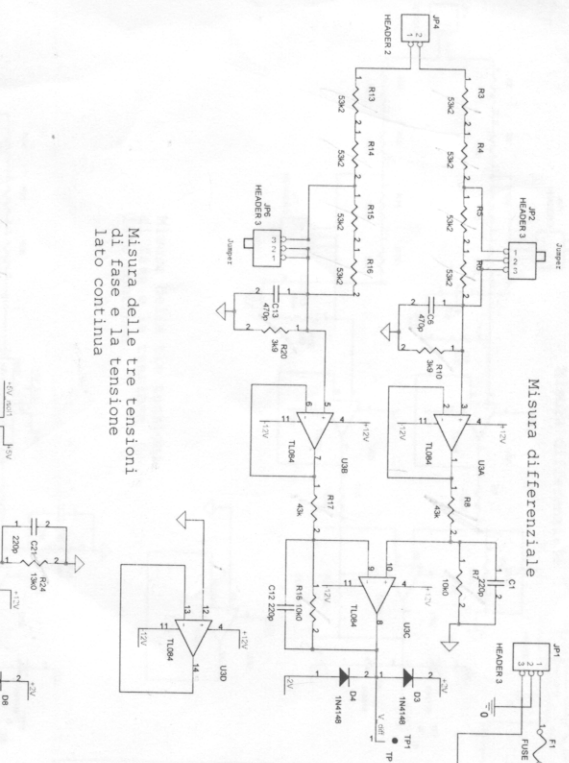
1-7 Connections to SEMITRANS GB-module

Fig. 1 Block diagram of SKHI 22 A / B / 21 A

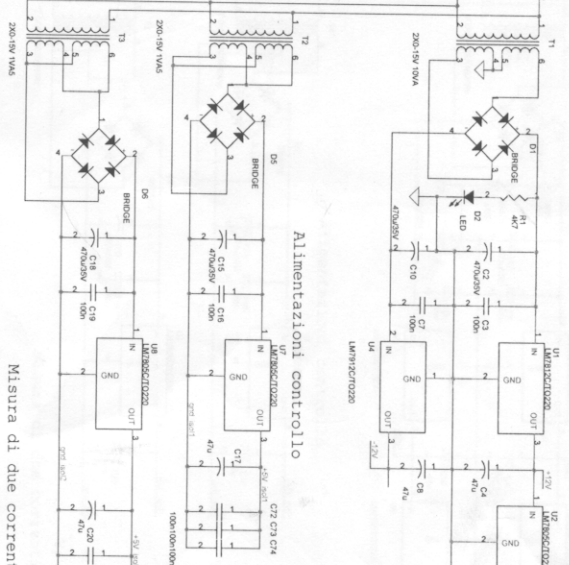
Misura differenziale



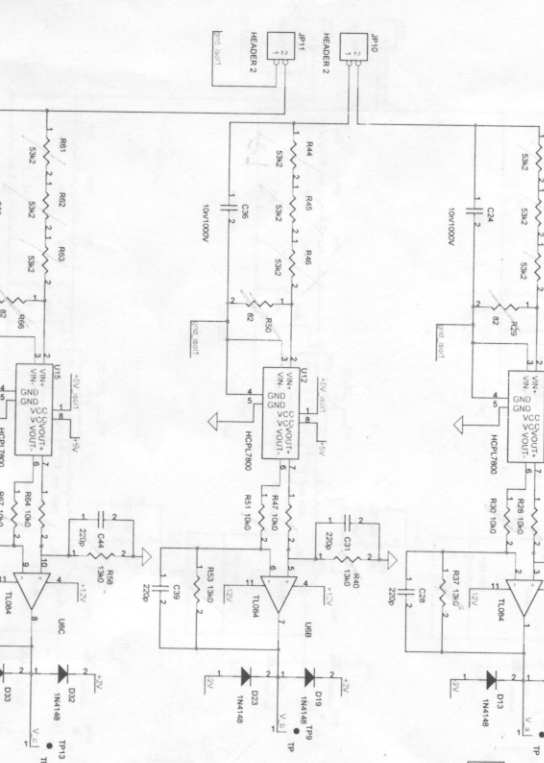
Misura delle tre tensioni di fase e la tensione lato continua



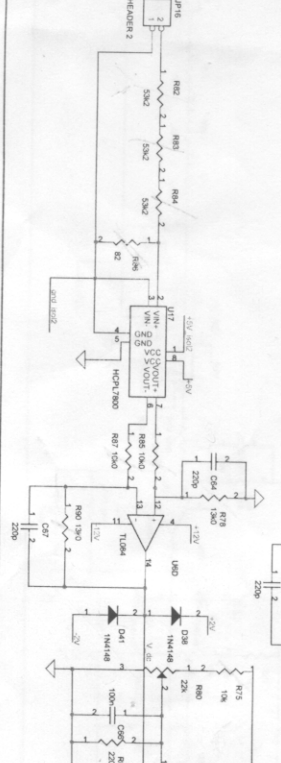
Alimentazioni controllo



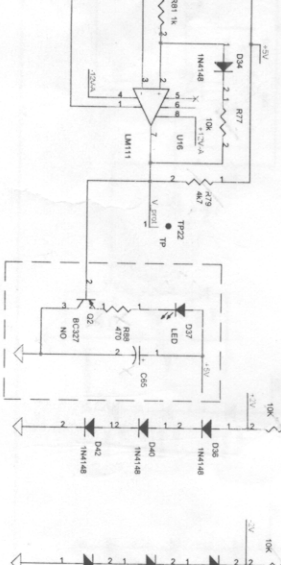
Misura di due correnti trifase



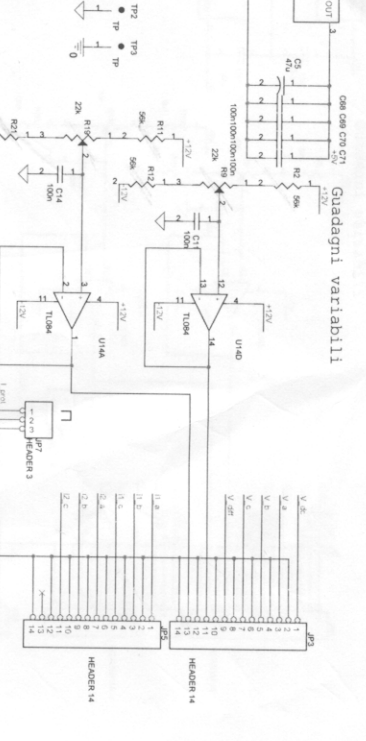
Segnale di sovratensione



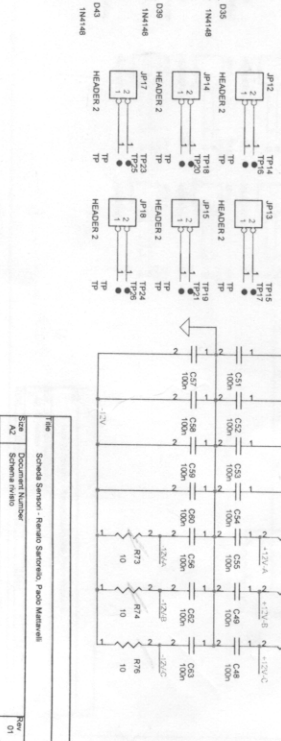
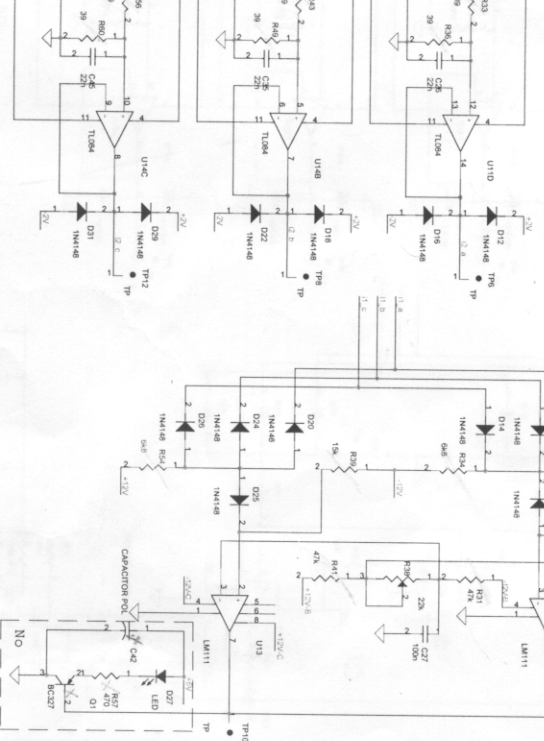
Generazione limiti per AD



Guadagni variabili



Segnale di sovracorrente



Rev	Descrizione	Rev	Descrizione
01	Schema elettrico	01	Schema elettrico
02	Schema elettrico	02	Schema elettrico
03	Schema elettrico	03	Schema elettrico
04	Schema elettrico	04	Schema elettrico
05	Schema elettrico	05	Schema elettrico
06	Schema elettrico	06	Schema elettrico
07	Schema elettrico	07	Schema elettrico
08	Schema elettrico	08	Schema elettrico
09	Schema elettrico	09	Schema elettrico
10	Schema elettrico	10	Schema elettrico

ANEXO 2

```

.MODULE/RAM/SEG=USER_PM1/ABS=0x0060      Main_Test;

{ ****
*
* Application: Using the ADC block with the ADC401
*
* File: Main.dsp
*
* Description: main program file
* Purpose      : Using single update mode
*
* Author       : Ricardo CBA'04
* Version      : 3.0
* Date         : 26/03/2004
* Modification History: none
*
* ****
}

{ ****
* Include General System Parameters and Libraries
* ****
}
#include <main.h>;
#include <pwm.h>;
#include <adc401.h>;
#include <trigono.h>;
#include <dac401.h>;
#include <mathfun.h>;
#include <lowpass.h>;
/*#include <t_buffer.h>; */

{ ****
* Constants Defined in the Module
* ****
}
.CONST corr      = 0x6666;          { agiuste dove 2 V sarebbeb 1 pu      }
.CONST Gfeed     = 0x5ff6;          { Costanti per il ff di tensione e corrente }
.CONST KCL_CONST = 0x4ccd;          { Costanti per init_db;49e6 ;Kcl = 0.6 .65 }
.CONST MAX_DC    = 0x3e9a;          { Costanti di saturazione Duty Cycle massimo }
.CONST MIN_DC    = 0x0066;          { Costanti di saturazione Duty Cycle minimo }
.CONST DB_HYST_THRES = 0x0106;      { pari a 100 mA                      }
.CONST DB_DEAD_TIME = 0x00f6;      { Tempo morto diviso 2:                }
                                   { 2/100 *0.5 = 0.01 = 00a3            }

.CONST DFT_ORDER = 200;
.CONST UNO       = 0x7fff;

{.....costanti-definizione della ETU.....}
.CONST ETUCNFG_MASK = 0x0055;
.CONST ETUCTRL_MASK = 0x0003;
.CONST RISOL        = 0x0021;

{.....costanti di satura per shift a sx - considero il caso fino a 4 shift.....}
.CONST SAT_MAX0 = 0x4000;

.CONST SAT_MIN0 = 0xbfff;

.CONST SAT_MAXdc = 0x00ff;

.CONST SAT_MINdc = 0xff00;

.CONST ang_MAX0 = 0x08ff;

.CONST ang_MIN0 = 0xf700;

.CONST SAT_f1 = 0x0032;

.CONST SAT_f2 = 0xffcd;

{..... PI Corrente - 330V .....}
.CONST KPIint = 0x0d27; { FCLi = 1000 Hz mfi = 70 gradi archivio pivufc.m }
.CONST KPIprop = 0x0a07; { KPIprop = 3,xxxx /4 }

```

```

{..... PI Tensione - 330V .....}
.CONST      KPVint  = 0x053e;      { FCLv = 100 Hz mfi = 70 gradi archivio pivufc.m      }
.CONST      KPVprop = 0x44c9;      { KPVprop = 3.xxxx /4                      }

{..... PI Tensione DC - 330V .....}
.CONST      KPdcint = 0x00E4; { FCLdc = 1.7 Hz mfdc = 75 gradi archivio piccu KPdcint/64 }
.CONST      KPdcprop = 0x0A22; { KPdcprop = 0.xxxx *4                      }

{..... PI per aggancio di ase.....}
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      kpf;      { parte proporzionale                      }
.INIT kpf: 0x048f;
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      kif;      { parte integrale                      }
.INIT kif: 0x008f;

{ *****
* Global Routines Defined in this Module ( .Entry )
* ***** }
{ None }

{ *****
* Global Variables Defined in this Module ( .Global )
* ***** }
{ None }

{ *****
* Local Variables Defined in ETU Interrupt Service Routine
* ***** }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      chi;
.INIT chi: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      retorna;
.INIT retorna: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      pico;
.INIT pico: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      ilha;
.INIT ilha: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      res_tm;
.INIT res_tm: 0x6a00;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      step;
.INIT step: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      zz;
.INIT zz: 199;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      increm;
.INIT increm: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      V1;
.INIT V1: 0x0000;
{ *****
* Local Variables Defined in this Module
* ***** }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      vab;      {Tensione vab prodotta dall'inverter}
.INIT vab: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      ttex1;
.INIT ttex1: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      aspettare;
.INIT aspettare: 0x7fff;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      aspettare1;
.INIT aspettare1: 0x7fff;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1      sal;

```

ANEXO 2

```

.INIT sal: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  x1;                {reattanza della rete    15,613 mH      }
.INIT x1: 0x1500;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  vdc[2];              {Vlink DC + 0 = ref, + 1 = misur.      }
.INIT vdc: 0x7502,0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  bi[4];               {filtro fir              }
.INIT bi: 0x0000,0x0000,0x0000,0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  bi3[4];              {filtro fir              }
.INIT bi3: 0x0000,0x0000,0x0000,0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  bi5[4] ;            {filtro fir              }
.INIT bi5: 0x0000,0x0000,0x0000,0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM2  uscita[8];          {output per il DAC1...8    }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  z1;                  {index - 200 cicli della rete 50 Hz  }
.INIT z1: 0;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  z2;                  {index - 200 cicli della rete 50 Hz  }
.INIT z2: 0;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  vrms2;               {valore rms - tensione della rete    }
.INIT vrms2: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  ang;                 {angolo di sfasamento in gradi      }
.INIT ang: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  angdc;               {angolo proveniente del DC link      }
.INIT angdc: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  angtot;              { angolo proveniente del DC link      }
.INIT angtot: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  cosang;              {cos d'angolo di sfasamento in gradi }
.INIT cosang: 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  ving[3];             {riferimento di tensione            }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  vusc[2];             {riferimento in alphabeta            }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  vabc[3];             {campioni di tensione   abc          }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  vm[2];               {campioni di tensione   alphabeta    }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  is[3];               {campioni di corrente   uscita       }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  isusc[2];            {campioni di corrente alphabeta      }
                                     {uscita dell'inverter                }
                                     {dopo i condensatori di filtraggio    }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  ir[2];               {riferimento in alphabeta            }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  iG[3];               {campioni di corrente del GI + caric}

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  err[2];              {errore ingressante nel PI           }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  PWM_Out[3];          {valori di uscita a PWM duty cycle   }

.VAR/DM/RAM/circ          cof[200];            {coefficienti                       }

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  pg[2];               {pg Pot. ist + 0, Pot. media + 1     }

{ ----- for fir filter ----- }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  dft_in;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1  dft_inla;

```

```

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1    ret;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1    ress;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1    res;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1    dft_out;

.VAR/RAM/PM/CIRC            Filt_Coef[DFT_ORDER];

.VAR/RAM/DM/CIRC            DFT_Data[DFT_ORDER];

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1    dft_dataptr;
.INIT dft_dataptr: 0x0000;

#include <dft.dat>;

{ ----- for iir filter ----- }
.VAR/RAM/PM/SEG=USER_PM2/CIRC Coef1[5];
.INIT Coef1: 0x3169df, 0x00da0a, 0x99eb64, 0x012667, 0x34e7d4;

.VAR/RAM/DM/CIRC            Data1[6];

.VAR/RAM/DM/CIRC            Data2[6];

.VAR/RAM/DM                ptr[2];

.VAR/RAM/DM                scale[2];
.INIT scale: 1, 1;

.VAR/RAM/PM/SEG=USER_PM2/CIRC Coef5[5];
.INIT Coef5: 0x2c1333, 0x00d8c4, 0x9ce750, 0x071d7d, 0x3c0943;
/* .INIT Coef3: 0x2e4a7a, 0x00d988, 0x9b1bf1, 0x038734, 0x38be1e; */
.VAR/RAM/DM/CIRC            Data5[6];

.VAR/RAM/DM/CIRC            Data55[6];

.VAR/RAM/DM                pt5[2];

.VAR/RAM/DM                scale5[2];
.INIT scale5: 1, 1;

.VAR/RAM/PM/SEG=USER_PM2/CIRC Coef3[5];
.INIT Coef3: 0x2e4a7a, 0x00d988, 0x9b1bf1, 0x038734, 0x38be1e;

.VAR/RAM/DM/CIRC            Data3[6];

.VAR/RAM/DM/CIRC            Data33[6];

.VAR/RAM/DM                pt3[2];

.VAR/RAM/DM                scale3[2];
.INIT scale3: 1, 1;

{ ----- for 16 bit precision lowpass filter ----- }
.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM2 F11st[1*3];
.INIT F11st: 0x000900, 0x000900, 0x7fef00;           { A0, A1, B0 - 1 Hz           }

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM2 F1st[1*3];
.INIT F1st: 0x005600, 0x005600, 0x7f5500;           { A0, A1, B0 - 10 Hz          }

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 F1st_Delay[1*2];
.INIT F1st_Delay: 0x0000, 0x0000;                    { Ik, Uk - 1 Hz per la integrale rms }

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 F[1*2];
.INIT F: 0x0000, 0x0000;                             { Ik, Uk - 1 Hz per il Pmedio      }

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 Fa[1*2];
.INIT Fa: 0x0000, 0x0000;                             { Ik, Uk - 10 Hz per il PI uscita  }

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 Fb[1*2];
.INIT Fb: 0x0000, 0x0000;                             { Ik, Uk - 10 Hz per il PI uscita  }

```

```

.INIT Fb: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  Fdc[1*2];          { Ik, Uk - 10 Hz per il DC link      }
.INIT Fdc: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  Faa[1*2];          { Ik, Uk - 10 Hz per il filtro iir  }
.INIT Faa: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  Fbb[1*2];          { Ik, Uk - 10 Hz per il filtro iir  }
.INIT Fbb: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  F1[1*2];           { Ik, Uk - 10 Hz per il V campionato }
.INIT F1: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  F2[1*2];           { Ik, Uk - 10 Hz per il V campionato }
.INIT F2: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  Ff[1*2];           { Ik, Uk - 10 Hz per la ten della rete}
.INIT Ff: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  F11[1*2];          { Ik, Uk - 10 Hz per il i campionato }
.INIT F11: 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1  F22[1*2];          { Ik, Uk - 10 Hz per il i campionato }
.INIT F22: 0x0000, 0x0000;
{ ----- for PI ----- }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      prop_ia;            { parte proporzionale - alpha      }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      prop_ib;            { parte proporzionale - beta      }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      kp;                  { parte proporzionale              }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      ki;                  { parte integrale                  }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      minteg_ia;           { parte integrale - memoria alpha  }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      minteg_ib;           { parte integrale - memoria beta   }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mia;                 { parte integrale - m. alpha di corr.}
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mib;                 { parte integrale - m. beta di corr. }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mva;                 { parte integrale - m. alpha di tens.}
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mvb;                 { parte integrale - m. beta di tens. }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mdc;                 { parte integrale - dc link        }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      mintegf;             { parte integrale - memoria di freq. }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      lim_int_ia;           { parte integrale - limite din.    }
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3      lim_int_ib;           { parte integrale - limite din.    }
.VAR/DM/RAM                    iref_pi[2];          { uscita del PI                    }

{ ----- deriv ----- }
.VAR/DM/RAM                    da_alfbet[2];
.INIT da_alfbet: 0x0000, 0x0000;

.VAR/DM/RAM                    deriv[2];

{ ***** }
{ Macros Service Routine }
{ ***** }

.MACRO cpi(%0,%1,%2,%3);
    ax0 = %0;
    Write_dm(kp,ax0);
    ax0 = %1;
    Write_dm(ki,ax0);

```

```

Copy_dm(%2,minteg_ia);
Copy_dm(%3,minteg_ib);
    call PI;
Copy_dm(minteg_ia,%2);
Copy_dm(minteg_ib,%3);
.ENDMACRO;

.MACRO cpidc(%0,%1,%2);
    ax0 = %0;
    Write_dm(kp,ax0);
    ax0 = %1;
    Write_dm(ki,ax0);
    Copy_dm(%2,minteg_ia);
    call PIdc;
    Copy_dm(minteg_ia,%2);
.ENDMACRO;

{ ****
{ Start of program code
{ ****

Startup:
    call INIT_VAR;
    PWM_Init(PWMSYNC_ISR, PWMTRIP_ISR);
        AY0 = 0x04a2;
        AR = DM(PICMASK);
        AR = AR OR AY0;
        DM(PICMASK) = AR;
        WRITE_DM(ETUCONFIG,ETUCNFG_MASK);
    WRITE_DM(ETUDIVIDE, risol);
    I4 = ETU_INT_ADDR;
    MR0 = ^ETU_ISR;
    CALL PUT_VECTOR;

    I4 = PIO1_INT_ADDR;
    MR0 = ^PIO1_ISR;
    CALL PUT_VECTOR;

    I4 = PIO2_INT_ADDR;
    MR0 = ^PIO2_ISR;
    CALL PUT_VECTOR;

    IFC = 0x80;
    ay0 = 0x200;
    ar = IMASK;
    ar = ar or ay0;
    IMASK = ar;

    ADC_Init;

    DAC_Init;

    i2 = ^cof;
    l2 = %cof;
    m2 = 1;
    call INIT_SYS;
    Filter_1st_Init(F1st_Delay);
    Filter_1st_Init(F);
    Filter_1st_Init(Fa);
    Filter_1st_Init(Fb);
    Filter_1st_Init(Fdc);
    /*Filter_1st_Init(Faa);*/
    /*Filter_1st_Init(Fbb);*/
    Filter_1st_Init(F1);
    Filter_1st_Init(F2);
    Filter_1st_Init(Ff);
    /*Filter_1st_Init(F11);*/
    /*Filter_1st_Init(F22);*/

```

```

    AR = DM(PIODATA);
    AR = setBIT 3 OF AR;
    DM(PIODATA) = AR;
    WRITE_DM(ETUCTRL, ETUCTRL_MASK);
    ar = dm(PIODATA);           { per calcolare il tempo del programma      }
    ar = setbit 6 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;

AR = DM(PIODATA);
    AR = setBIT 10 OF AR;
    DM(PIODATA) = AR;

MAIN: nop;                      { wait for interrupt to occur      }
    JUMP MAIN;

RTS;

{ ***** }
{ PWM Interrupt Service Routine }
{ ***** }
PWMSYNC_ISR:
    ar = dm(PIODATA);           { per calcolare il tempo del programma      }
    ar = setbit 0 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;

{ ***** }
{ Calcolo del riferimento senza armoniche }
{ ***** }
    DAC_Pause;                  { required only when I1, M1 or L1 is used }
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    ADC_Read(ADC2, Offset_0to3); { use ADC2 converter on ADCM401 }
    my0 = 0xa631;
    mx0 = ar;
    mr = mx0*my0 (SU);
    dm(dft_in)= mrl;

{ ----- fir - filter ----- }

    ar = dm(dft_in);
    call DFT_Filter;
    dm(dft_out) = mrl;

{ ***** }
{ Campionamenti di va, vc, ias, ics, e vdc (tensione misurata del DC link ) }
{ ***** }

    DAC_Pause;                  { required only when I1, M1 or L1 is used }

    ADC_Read(ADC1, Offset_0to3); { use ADC1 converter on ADCM401 }
    dm(vabc + 0) = ar;

    ADC_Read(ADC3, Offset_0to3); { use ADC3 converter on ADCM401 }
    dm(vabc + 2) = ar;          { inverte il segnale del campionamento }

    ax0 = dm(vabc + 0);
    ay0 = dm(vabc + 2);
    af = ax0 + ay0;
    ar = - af;
    dm(vabc + 1) = ar;

    ADC_Read(ADC4, Offset_4to7); { use ADC4 converter on ADCM401 }
    dm(is + 0) = ar;

    ADC_Read(ADC5, Offset_4to7); { use ADC5 converter on ADCM401 }
    dm(is + 1) = ar;

    ax0 = dm(is + 0);
    ay0 = dm(is + 1);

```

```

    af = ax0 + ay0;
    ar = - af;
    dm(is + 2) = ar;

    ADC_Read(ADC6, Offset_4to7);          { use ADC6 converter on ADCM401          }
        dm(iG + 1) = ar;
    ax0 = ar;

    ADC_Read(ADC7, Offset_4to7);          { use ADC7 converter on ADCM401          }
        dm(iG + 2) = ar;
    ay0 = ar;
    af = ax0 + ay0;
    ar = - af;
    dm(iG + 0) = ar;
{.....Voltage PI error calculation for the DC link.....}
    { calcolo dell'errore tra riferimento e uscita }
    ar = dm(z1);          { index per 1 ciclo della rete          }
    ar = ar -1;
    dm(z1) = ar;

    if ge jump saltoc3;
    ar = dm(z2);          { index per 200 cicli della rete          }
    ar = ar -1;
    dm(z2) = ar;
    if ge jump saltoc30;
    ADC_Read(ADC0, Offset_0to3);          { use ADC0 converter on ADCM401          }
    dm(vdc + 1) = ar;
    ax0 = dm(vdc + 0);
    ay0 = dm(vdc + 1);
    ar = ax0 - ay0;
    dm(err + 0) = ar;          { per il DC link          }
    dm(ttex1) = ar;
    cpidc(KPdcprop,KPdcint,mdc);
    ar = 0;
    dm(z2) = ar;
saltoc30:nop;
    ar = 0;
    dm(z1) = ar;
saltoc3:nop;

{*****}
{definizione dei riferimenti}
{*****}

    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    ar = dm(increm);
    sin(ar);
    dm(V1) = ar;
    dis ar_sat;
    ar = dm(increm);
    ay0 = 326;
    ar = ar + ay0;
    dm(increm) = ar;
    ena ar_sat;
    ar = dm(z2);
    ar = ar -1;
    dm(z2) = ar;
    if ge jump rifl;
        AR = DM(PIODATA);

        AR = tglBIT 3 OF AR;
        DM(PIODATA) = AR;
        ar = 199;
        dm(z2) = ar;
        ar = 0;
        dm(increm) = ar;
rifl:
    nop;

    ar = dm(dft_out);
    ar = abs ar;

```

```

    dm(ret) = ar;
    ax0 = ar;
    ay0 = dm(dft_inla);
    ar = ax0 - ay0;
    if lt jump a1;
    ax0 = ar;
    ay0 = 0x005f;
    ay1 = 0x0010;
    ar = ax0 - ay1;
    if lt jump a2;
        ar = ax0 - ay0;
    if gt jump a2;
    ax0 = dm(ret);
    dm(ress) = ax0;
a2:    jump a3;
a1:    ar = dm(ress);
    dm(res) = ar;
a3:    ar = dm(ret);
    dm(dft_inla) = ar;

    dis ar_sat;
    mx0 = dm(V1);
    my0 = dm(res);
    mr = mx0*my0 (SS);
    ar = mrl;
    dm(V1) = ar;
    ax0 = dm(res);
    dm(pico) = ax0;
{ ***** }
{ calcolo dei riferimenti }
{ ***** }

    call rms;
    call potist;
        call potmed;
    call angol;

    ar = dm(ilha);
    ar = tstbit 2 of ar;
    if eq jump ilha1;
    ar = 0;
    dm(V1) = ar;

    ar = 0x7fff;
    dm(cosang) = ar;
    ax0 = dm(res_tm);
    ay0 = 0x001e;
    ar = ax0 + ay0;
    dm(res_tm) = ar;
    ay0 = ar;
    ax0 = 0x6e00;
    ar = ax0 - ay0;
    ar = tstbit 15 of ar;
    if eq jump ilha2;
    ar = 0x6e00;
    dm(res_tm) = ar;
    jump ilha3;
ilha2:    ar = dm(res_tm);
ilha3:    dm(res) = ar;

    ax0 = dm(aspettare);
    ay0 = 0x0001;
    ar = ax0 - ay0;
    dm(aspettare) = ar;
    if ge jump aspp;

    AR = DM(PICMASK);
    ar = setbit 8 of ar;
    DM(PICMASK) = AR;
aspp:

```

```

ilhal:      nop;
            ar = dm(retorna);
            ar = tstbit 2 of ar;
            if eq jump asppl;
            ax0 = dm(aspettare1);
            ay0 = 0x0001;
            ar = ax0 - ay0;
            dm(aspettare1) = ar;
            if ge jump asppl;
            AR = DM(PIODATA);
            AR = SETBIT 6 OF AR;
            DM(PIODATA) = AR;
            ar = 0x0000;
            dm(retorna) = ar;
asppl: nop;

{ *****
{ Atualizzazione del PWM
{ *****

{ ----- Veref - definizione -----}

    dis ar_sat;
    ax0 = dm(increm);
    ay0 = 0x4000;
    ar = ax0 + ay0;
    ayl = dm(angtot);
    ar = ar + ayl;
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    sin(ar);

    mx0 = ar;
    my0 = dm(res);
    mr = mx0*my0 (SS);
    ar = mrl;

    call ampiezz;

    dm(ving + 0) = ar;

{ ----- Vbref - definizione ----- }

    dis ar_sat;
    ax0 = dm(increm);
    ay0 = 0x9556;
    ar = ax0 + ay0;

    ayl = dm(angtot);
    ar = ar + ayl;
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    sin(ar);

    mx0 = ar;
    my0 = dm(res);
    mr = mx0*my0 (SS);
    ar = mrl;

    call ampiezz;

    dm(ving + 1) = ar;

{ ----- Vcref - definizione ----- }

    dis ar_sat;
    ax0 = dm(increm);
    ay0 = 0xeaab;
    ar = ax0 + ay0;

```

```

    ayl = dm(angtot);
    ar = ar + ayl;
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    sin(ar);

    mx0 = ar;
    my0 = dm(res);
    mr = mx0*my0 (SS);
    ar = mrl;

    call ampiezz;

    dm(ving + 2) = ar;
    ena ar_sat;
{ ----- riferimento di tensione -----}
    i0 = ^ving;
    i2 = ^vusc;
    call CLARKE_SVM;
{ ----- campioni di tensione -----}

    i0 = ^vabc;
    i2 = ^vm;
    call CLARKE_SVM;

    ax0 = dm(ving + 0);
    ay0 = dm(ving + 1);
    ar = ax0 - ay0;
    dm(vab) = ar;

{ ----- campioni di corrente -----}

    i0 = ^is;
    i2 = ^isusc;
    call CLARKE_SVM;

{.....Voltage PI error calculation in alphabeta.....}
    { calcolo dell'errore tra riferimento e uscita }

    ax0 = dm(vusc + 0);
    ay0 = dm(vm + 0);
    ar = ax0 - ay0;
    dm(err + 0) = ar;          { Nel sistema alphabeta          }

    ax0 = dm(vusc + 1);
    ay0 = dm(vm + 1);
    ar = ax0 - ay0;
    dm(err + 1) = ar;

    cpi(KPVprop,KPVint,mva,mvb);

    ar = dm(iref_pi + 0);
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    Filter_1st(Fa,F1st);          { compute output          }
    ax0 = dm(iref_pi + 0);
    ay0 = mrl;
    ar = ax0 - ay0;
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    ar = dm(iref_pi + 1);
    Set_DAG_registers_for_math_function;
    Set_DAG_registers_for_trigonometric;
    Filter_1st(Fb,F1st);          { compute output          }
    ax0 = dm(iref_pi + 1);
    ay0 = mrl;
    ar = ax0 - ay0;
    dm(iref_pi + 1) = ar;

{ -----zero crossing of the Vsource----- }

```

```

    ax0 = dm(dft_out);
    ar = tstbit 15 of ax0;
    if eq jump tb11;
    ar = dm(PIODATA);           { per calcolare il tempo del programma      }
    ar = clrbit 11 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;
    jump tb111;
tb11: ar = dm(PIODATA);         { per calcolare il tempo del programma      }
    ar = setbit 11 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;
tb111: nop;
{ ----- iir - filter ----- }

    m5 = 1;
    m1 = 1;
    mx0 = dm(err + 0);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef1;
    i0 = dm(ptr + 0);
    se = dm(scale + 0);

    ar = dm(err + 0);
    sr = ashift ar by 2 (l0);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ay1 = 0x7fff;
    call biir;
    dm(ptr + 0) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 0);
    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    mx0 = dm(err + 1);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef1;
    i0 = dm(ptr + 1);
    se = dm(scale + 1);

    ar = dm(err + 1);
    sr = ashift ar by 2 (l0);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ay1 = 0x7fff;
    call biir;
    dm(ptr + 1) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 1);
    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 1) = ar;

{ ----- ii3 - filter ----- }
/*
    m5 = 1;
    m1 = 1;
    mx0 = dm(err + 0);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef3;
    i0 = dm(pt3 + 0);
    se = dm(scale3 + 0);

    ar = dm(err + 0);
    sr = ashift ar by 0 (l0);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ay1 = 0x7fff;

```

```

    call bii3;
    dm(pt3 + 0) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 0);

    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    mx0 = dm(err + 1);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef3;
    i0 = dm(pt3 + 1);
    se = dm(scale3 + 1);

    ar = dm(err + 1);
    sr = ashift ar by 0 (lo);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ayl = 0x7fff;
    call bii3;
    dm(pt3 + 1) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 1);

    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 1) = ar;
    */
{ ----- ii5 - filter ----- }
    /*
    m5 = 1;
    m1 = 1;
    mx0 = dm(err + 0);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef5;
    i0 = dm(pt5 + 0);
    se = dm(scale5 + 0);

    ar = dm(err + 0);
    sr = ashift ar by 0 (lo);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ayl = 0x7fff;
    call bii5;
    dm(pt5 + 0) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 0);
    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    mx0 = dm(err + 1);
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    i5 = ^Coef5;
    i0 = dm(pt5 + 1);
    se = dm(scale5 + 1);

    ar = dm(err + 1);
    sr = ashift ar by 0 (lo);
    mx0 = sr0;

    ay0 = 0x8001 ;
    ayl = 0x7fff;
    call bii5;
    dm(pt5 + 1) = i0;
    ay0 = dm(iref_pi + 1);
    ar = ar + ay0;
    dm(iref_pi + 1) = ar;
    */
    ar = dm(iref_pi + 0);
    /*Set_DAG_registers_for_math_function;

```

```

Set_DAG_registers_for_trigonometric;
Filter_1st(Faa,F11st);                                { compute output }
ax0 = dm(iref_pi + 0);
ay0 = mrl;
ar = ax0 - ay0;
dm(iref_pi + 0) = ar;*/

ar = dm(iref_pi + 1);
/*Set_DAG_registers_for_math_function;
Set_DAG_registers_for_trigonometric;
Filter_1st(Fbb,F11st);                                { compute output }
ax0 = dm(iref_pi + 1);
ay0 = mrl;
ar = ax0 - ay0;
dm(iref_pi + 1) = ar;*/

{-----derivata della tensione di riferimento-----}
{ calcolo della corrente capacitiva }

ax0 = dm(vusc + 0);
ay0 = dm(da_alfbet + 0);
ar = ax0 - ay0;
dm(da_alfbet + 0) = ax0;
sr = ashift ar by 4 (lo);
my0 = 0xf513;
mr = sr*my0 (SU);
dm(deriv + 0) = mrl;
my0 = 0x00f6;
mr = mrl*my0 (SU);

ax0 = dm(iref_pi + 0);
af = pass mrl;
ar = ax0 - af;
dm(iref_pi + 0) = ar;

ax0 = dm(vusc + 1);
ay0 = dm(da_alfbet + 1);
ar = ax0 - ay0;
dm(da_alfbet + 1) = ax0;
sr = ashift ar by 4 (lo);
my0 = 0xf513;
mr = sr*my0 (SU);
dm(deriv + 1) = mrl;
my0 = 0x00f6;
mr = mrl*my0 (SU);

ax0 = dm(iref_pi + 1);
af = pass mrl;
ar = ax0 - af;
dm(iref_pi + 1) = ar;

{.....Current PI error calculation in alphabeta.....}
{ calcolo dell'errore tra riferimento e uscita }

/*ar = dm(vusc + 0);
dm(iref_pi + 0) = ar;*/
ar = dm(iref_pi + 0);
ax0 = ar;
dm(ir + 0) = ar;
ay0 = dm(isusc + 0);
ar = ax0 - ay0;
dm(err + 0) = ar;                                { nel sistema alphabeta }

/*ar = dm(vusc + 1);
dm(iref_pi + 1) = ar;*/
ar = dm(iref_pi + 1);
ax0 = ar;
dm(ir + 1) = ar;
ay0 = dm(isusc + 1);
ar = ax0 - ay0;
dm(err + 1) = ar;

```

```

    cpi(KPIprop,KPIint,mia,mib);
{-----feedfoward della tensione-----}

    mx0 = dm(vusc + 0);
    my0 = 0x4ff6;
    mr = mx0*my0 (SU);
    ax0 = mrl;
    ay0 = dm(iref_pi + 0);
    ar = ax0 + ay0;
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    mx0 = dm(vusc + 1);
    my0 = 0x4ff6;
    mr = mx0*my0 (SU);
    ax0 = mrl;
    ay0 = dm(iref_pi + 1);
    ar = ax0 + ay0;
    dm(iref_pi + 1) = ar;

    /*ar = dm(vusc + 0);
    dm(iref_pi + 0) = ar;

    ar = dm(vusc + 1);
    dm(iref_pi + 1) = ar;*/

    mx0 = dm(iref_pi + 0);    dm(ph + 0) = mx0;
    mx0 = dm(iref_pi + 1);    dm(ph + 1) = mx0;
    dis ar_sat;
    call SVM;
    i3 = ^is;
    call CALC_DC_COMP;
    ar = dm(PWM_out + 0); dm(PWMCHA) = ar;
    ar = dm(PWM_out + 1); dm(PWMCHB) = ar;
    ar = dm(PWM_out + 2); dm(PWMCHC) = ar;

    DAC_Resume;

{ ***** }
{ PLOT on the DAC }
{ ***** }
    my0 = corr;                                { agiuste 2 V - 1 pu }

    mx0 = dm(is + 2);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 3) = mrl;

    mx0 = dm(ving + 2);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 4) = mrl;

    mx0 = dm(ving + 1);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 5) = mrl;

    mx0 = dm(ving + 0);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 6) = mrl;

    mx0 = dm(dft_out);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 7) = mrl;

    mx0 = dm(dft_out);
    mr = mx0*my0 (SS);
    dm(uscita + 8) = mrl;

    dis ar_sat;

    my0 = dm(uscita + 3);    DAC_Put(3, my0);
    my0 = dm(uscita + 4);    DAC_Put(4, my0);
    my0 = dm(uscita + 5);    DAC_Put(5, my0);

```

```

my0 = dm(uscita + 6);          DAC_Put(6, my0);
my0 = dm(uscita + 7);          DAC_Put(7, my0);
my0 = dm(uscita + 8);          DAC_Put(8, my0);

DAC_Update;
ar = dm(PIODATA);              { fine del calcolo del tempo del programma }
ar = clrbit 0 of ar;
dm(PIODATA) = ar;
ar = dm(PIODATA);              { fine del calcolo del tempo del programma }
ar = setbit 8 of ar;

dm(PIODATA) = ar;

rti;

{ ***** }
{ PWM Trip Interrupt Service Routine }
{ ***** }
PWMTRIP_ISR:
    ar = dm(PIODATA);          { fine del calcolo del tempo del programma }
    ar = clrbit 8 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;
aspetta:nop;                   { wait for interrupt to occur }
    JUMP aspetta;

rti;

{ ***** }
{ PWM Event Time Unit Interrupt Service Routine }
{ ***** }
ETU_ISR:
    /*AR = DM(PIODATA);
    AR = setBIT 2 OF AR;
    DM(PIODATA) = AR; */

    ax1 = dm(etustat);
    ar = tstbit 0 of ax1;
    if eq jump c1;
        ax0 = dm(etua0);
        ay0 = dm(etua1);
        ar = ax0 - ay0;
        dm(chi) = ar;
        ar = abs ar;
        ay0 = 5000;
        ar = ar - ay0;
        if gt jump fine;
        ar = dm(chi);
        jump prog;
c1:    ax0 = dm(etua0);
        ay0 = dm(etua1);
        ar = ax0 - ay0;
        dm(chi) = ar;
        ar = abs ar;
        ay0 = 5000;
        ar = ar - ay0;
        if gt jump fine;
        ar = dm(chi);

prog:  dm(err + 0) = ar;

    call PIfreq;
    ay0 = ar;
    ax0 = 1083;
    ar = ax0 + ay0;

    satura_AR(1074,1092);
    dm(PWMTM) = ar;

fine: WRITE_DM(ETUCTRL, ETUCTRL_MASK);
    /*AR = DM(PIODATA);
    AR = clrBIT 2 OF AR;

```

```

    DM(PIODATA) = AR;*/
RTI;
{ ****
{ PIO1 Interrupt Service Routine
{ ****
PIO1_ISR:
    ar = dm(PIODATA);
    ar = clrbit 6 of ar;
    dm(PIODATA) = ar;
    ar = 0;
    ar = setbit 2 of ar;
    dm(ilha) = ar;
    ar = 0x6e00;
    dm(res_tm) = ar;

    ar = 0x7fff;
    dm(aspettare) = ar;

    ar = 0x0000;
    dm(mintegf) = ar;

    AR = DM(PICMASK);
    ar = clrbit 7 of ar;
    DM(PICMASK) = AR;

RTI;
{ ****
{ PIO2 Interrupt Service Routine
{ ****
PIO2_ISR:
    AR = DM(PIODATA);
    AR = CLRBIT 10 OF AR;
    DM(PIODATA) = AR;

    ar = 0x0000;

    dm(ilha) = ar;

    ar = 0x7fff;
    dm(aspettare1) = ar;

    AR = DM(PICMASK);
    ar = clrbit 8 of ar;
    DM(PICMASK) = AR;

    ar = 0x7fff;
    dm(retorna) = ar;

    /* AR = DM(PICMASK);
    ar = setbit 7 of ar;
    DM(PICMASK) = AR; */
    AR = DM(PICMASK);
    ar = setbit 5 of ar;
    DM(PICMASK) = AR;

RTI;

{ ****
{ After a shutdown - restart the PWM.
{ ****
/*RESTART_PWM:
    cntr = H#3FF ;
    do Wait20 until ce;
Wait20:    NOP;
    IFC = 0X80;
    PWM_Init (PWMSYNC_ISR, PWMTRIP_ISR);
    call INIT_VAR;
    { wait 80us
    { clear IRQ2 interupt

```

```

rti;*/

{*****}
{INIT_VAR Service Routine}
{*****}
INIT_VAR:
    dis m_mode;
    ena ar_sat;

    I0 = ^Pwm_Out;
    MX0 = KCL_CONST;
    ay0 = MAX_DC;
    ay1 = MIN_DC;
    srl = 0x00;          /* abilita la compensazione dei tempi morti */
    ax0 = DB_HYST_THRES;
    ax1 = DB_DEAD_TIME;
    call INIT_SVM;
    i6 = ^cof;
    l6 = %cof;
    m6 = 1;
    dm(sal) = i6;

    ar=0;                {.....inizializza DFT.....}
    m1=1;
    i0 = ^dft_data;

    cntr = DFT_ORDER-1;
    do clearFIR until ce;
clearFIR: dm (i0,m1) = ar;

    i0 = ^dft_data;
    dm(dft_dataptr) = i0;

rts;

{*****}
{INIT_SYS Service Routine}
{*****}
INIT_SYS:
    l5 = 5;
    l0 = 6;
    m5 = 1;
    m1 = 1;          /* vedi biir.h */
    m0 = 1;

    i0 = ^Data1;
    dm(ptr + 0) = i0;
    cntr = %Data1;
    ar = 0;
    do azzerar0 until ce;
azzerar0: dm(i0,m1) = ar;

    l5 = 5;
    l0 = 6;
    m5 = 1;
    m1 = 1;          /* vedi biir.h */
    m0 = 1;
    i0 = ^Data2;
    dm(ptr + 1) = i0;
    cntr = %Data2;
    do azzerar1 until ce;
azzerar1: dm(i0,m1) = ar;

    l5 = 5;
    l0 = 6;
    m5 = 1;
    m1 = 1;
    m0 = 1;

    i0 = ^Data5;
    dm(pt5 + 0) = i0;

```

```

        cntr = %Data5;
        ar = 0;
        do azzera5 until ce;
azzera5:          dm(i0,m1) = ar;

        l5 = 5;
        l0 = 6;
        m5 = 1;
        m1 = 1;
        m0 = 1;
        i0 = ^Data55;
        dm(pt5 + 1) = i0;
        cntr = %Data55;
        do azzera55 until ce;
azzera55:        dm(i0,m1) = ar;

l5 = 5;
l0 = 6;
m5 = 1;
m1 = 1;
m0 = 1;

        i0 = ^Data3;
        dm(pt3 + 0) = i0;
        cntr = %Data3;
        ar = 0;
        do azzera3 until ce;
azzera3:        dm(i0,m1) = ar;

        l5 = 5;
        l0 = 6;
        m5 = 1;
        m1 = 1;
        m0 = 1;
        i0 = ^Data33;
        dm(pt3 + 1) = i0;
        cntr = %Data33;
        do azzera33 until ce;
azzera33:        dm(i0,m1) = ar;

rts;

{*****}
{PI Service Routine}
{*****}
PI:
{.....ALPHA.....}
        mx0 = dm(err + 0);          { carica l'errore ALPHA }
        my0 = dm(kp);               { carica il guadagno proporzionale che è già diviso }
                                   { cioè è già scalonato }

                                   { scalato nell progetto }
        mr = mx0 * my0 (SS);        { MR = kp*Verr(k) }
        if mv sat mr;              { satura se necessario (-1/+1) }

        ar = mrl;
        satura_AR(SAT_MIN0,SAT_MAX0);

        sr = ashift mrl by 2 (L0);  { multiplico per 2 (o il valore scelto) la parte }
                                   { proporzionale per scalare }
                                   { il guadagno kp }

        dm(prop_ia) = sr0;
{.....}
{.....Calcola il limite della parte integrale = 1-|2_n*kp*Verr| .....}

        ax0 = 0x4000;              { carico la costante 1 }
        af = abs sr0;              { AF = |2_n*kp*Verr| }
        ar = ax0 - af;             { calcola il limite }
        dm(lim_int_ia)= ar;        { salva in memoria }
        af = pass sr0;             { AF é la parte proporzionale }

```

```

ar = dm(err + 0);
sr = ashift ar by 0 (LO);           { divido per 2_n (o quanto voglio) l'errore }
                                     { per scalare il guadagno ki -vedi dopo }
                                     { l'errore ora é in SR0! }
my0 = dm(ki);                       { carica la costante integrale - NON scalata }

mrl = dm(minteg_ia);               { pre-carica minteg(k-1) - memoria integral }
mr = mr + sr0 * my0 (SS); {SR0!!} { minteg(k) = minteg(k-1) + ki*Verr(k) }

if mv sat mr;                       { satura se necessario }

{.....Saturazione parte integrale.....}
dis ar_sat;
ar = pass af;                       { AF = |2_n*kp*Verr| }
if lt jump sat_neg_ia;
ax0 = mrl;
ay0 = dm(lim_int_ia);
ar = ax0 - ay0;

if ge jump sat_int_ia;
ar = pass ax0;

jump end_ia;
sat_neg_ia:
ax0 = mrl;

ay0 = dm(lim_int_ia);
ar = - ay0;
ay0 = ar;
ar = ax0 - ay0;
if lt jump sat_int_ia;
ar = pass ax0;

jump end_ia;
sat_int_ia:
ar = pass ay0;
end_ia:
ena ar_sat;
dm(minteg_ia) = ar;                 { salva per il prossimo giro }
ar = ar + af;
dm(iref_pi + 0) = ar;               { uscite dell PI_I per la SVM }

{.....BETA.....}

mx0 = dm(err + 1);                 { carica l'errore BETA }
my0 = dm(kp);                      { carica il guadagno proporzionale che è già diviso }
                                     { scalata }

                                     { scalato nel progetto }
mr = mx0 * my0 (SS);               { MR = kp*Verr(k) }
if mv sat mr;                      { satura se necessario (-1/+1) }

}

ar = mrl;
satura_AR(SAT_MIN0, SAT_MAX0);

sr = ashift mrl by 2 (LO);          { multiplico per 4 (o il valore scelto) la parte }
                                     { proporzionale per scalare }
                                     { il guadagno kp }

dm(prop_ib) = sr0;

{.....Calcola il limite della parte integrale = 1-|2_n*kp*Verr| .....}

ax0 = 0x4000;                      { Carico la costante 1 }
af = abs sr0;                      { AF = |2_n*kp*Verr| }
ar = ax0 - af;                     { calcola il limite }
dm(lim_int_ib) = ar;               { salva in memoria }
af = pass sr0;                    { AF é la parte proporzionale }

ar = dm(err + 1);

```

```

    sr = ashift ar by 0 (LO);          { divido per 2_n (o quanto voglio) l'errore }
                                       { per scalare il guadagno ki -vedi dopo      }
                                       { L'errore ora sta in SR0!                }
    my0 = dm(ki);                      { carica la costante integrale - NON scalata }

    mrl = dm(minteg_ib);               { pre-carica minteg(k-1) - memoria integral }
    mr = mr + sr0 * my0 (SS); {SR0!!} { minteg(k) = minteg(k-1) + ki*Verr(k)      }

    if mv sat mr;                      { satura se necessario                      }

{.....Saturazione parte integrale.....}
    dis ar_sat;                        { AF = |2_n*kp*Verr|                      }
    ar = pass af;
    if lt jump sat_neg_ib;
    ax0 = mrl;
    ay0 = dm(lim_int_ib);
    ar = ax0 - ay0;
    if ge jump sat_int_ib;
    ar = pass ax0;
    jump end_ib;
sat_neg_ib:
    ax0 = mrl;
    ay0 = dm(lim_int_ib);
    ar = - ay0;
    ay0 = ar;
    ar = ax0 - ay0;
    if lt jump sat_int_ib;
    ar = pass ax0;
    jump end_ib;
sat_int_ib:
    ar = pass ay0;
end_ib: nop;
    ena ar_sat;
    dm(minteg_ib) = ar;                { salva per il prossimo giro          }
    ar = ar + af;
    dm(iref_pi + 1) = ar;              { uscite dell PI_I per la SVM          }

rts;

Pidc:
{.....PIDC.....}
    mx0 = dm(err + 0);                { carica l'errore ALPHA                }
    my0 = dm(kp);                     { carica il guadagno proporzionale che è già diviso }
                                       { cioè è già scalonato                  }

    mr = mx0 * my0 (SS);               { scalato nell progetto                }
    if mv sat mr;                     { MR = kp*Verr(k)                      }
                                       { satura se necessario (-1/+1)          }

    ar = mrl;
    satura_AR(SAT_MINdc, SAT_MAXdc);

    sr = ashift mrl by 2 (LO);          { multiplico per 2 (o il valore scelto) la parte }
                                       { proporzionale per scalare             }
                                       { il guadagno kp                         }
    dm(prop_ia) = sr0;

{.....Calcola il limite della parte integrale = 1-|2_n*kp*Verr| .....}

    ax0 = 0x00ff;                     { carico la costante 1                  }
    af = abs sr0;                      { AF = |2_n*kp*Verr|                    }
    ar = ax0 - af;                     { calcola il limite                    }
    dm(lim_int_ia)= ar;                { salva in memoria                     }
    af = pass sr0;                     { AF é la parte proporzionale           }

    ar = dm(err + 0);

    sr = ashift ar by -0 (LO);          { divido per 2_n (o quanto voglio) l'errore }
                                       { per scalare il guadagno ki -vedi dopo      }

```

```

my0 = dm(ki);                                { l'errore ora é in SR0! }
mr1 = dm(minteg_ia);                          { carica la costante integrale - NON scalata }
mr = mr + sr0 * my0 (SS); {SR0!!} { minteg(k) = minteg(k-1) + ki*Verr(k) }

if mv sat mr;                                { satura se necessario }

{.....Saturazione parte integrale.....}
dis ar_sat;
ar = pass af;                                { AF = |2_n*kp*Verr| }
if lt jump sat_neg_iadc;
ax0 = mr1;
ay0 = dm(lim_int_ia);
ar = ax0 - ay0;

if ge jump sat_int_iadc;
ar = pass ax0;

jump end_iadc;
sat_neg_iadc:
ax0 = mr1;

ay0 = dm(lim_int_ia);
ar = - ay0;
ay0 = ar;
ar = ax0 - ay0;
if lt jump sat_int_iadc;
ar = pass ax0;

jump end_iadc;
sat_int_iadc:
ar = pass ay0;
end_iadc:
ena ar_sat;
dm(minteg_ia) = ar;                          { salva per il prossimo giro }
ar = ar + af;

ax0 = 0x6600;
ay0 = dm(vdc + 1);
ar = ax0 - ay0;
if gt jump vv1;

/*ar = 0;
dm(minteg_ia)=ar;*/
ar = dm(prop_ia);
vv1:
/*satura_AR(ang_MIN0,ang_MAX0);
Set_DAG_registers_for_math_function;
Set_DAG_registers_for_trigonometric;
Filter_1st(Fdc,F1st);                        { compute output }
ar = mr1;*/
dm(angdc) = ar;                              { uscite dell PI_I per la }
rts;

PIfreq:
{.....PIDC.....}
mx0 = dm(err + 0);                          { carica l'errore ALPHA }
my0 = dm(kpf);                              { carica il guadagno proporzionale che è già diviso }

{ cioè è già scalonato }

{ scalato nell progetto }
mr = mx0 * my0 (SS);                        { MR = kp*Verr(k) }
if mv sat mr;                              { satura se necessario (-1/+1) }

ar = mr1;
satura_AR(SAT_f2,SAT_f1);

sr = ashift mr1 by 0 (LO);                  { multiplico per 2 (o il valore scelto) la parte }
{ proporzionale per scalare }
{ il guadagno kp }

```

```

        ar = ax0 - ay0;
        if lt jump valr;
        mrl = ax0;
valr: dm(vrms2) = mrl;

rts;

{*****}
{CALCOLO DELLA POTENZA Istantanea - Power Service Routine}
{*****}
potist:    mx0 = dm(ving + 0);
           my0 = dm(iG + 0);
           mr = mx0*my0 (SS);                {va*ias}
           mx0 = dm(ving + 1);
           my0 = dm(iG + 1);
           mr = mr + mx0*my0 (SS);           { va*ias + vb*ibs}
           mx0 = dm(ving + 2);
           my0 = dm(iG + 2);
           mr = mr + mx0*my0 (rnd);          { va*ias + vb*ibs + vc*ics}
           dm(pg + 0) = mrl;

rts;

{*****}
{CALCOLO DELLA POTENZA MEDIA - Av. Power Service Routine}
{*****}
potmed:    ar = dm(pg + 0);
           Set_DAG_registers_for_math_function;
           Set_DAG_registers_for_trigonometric;
           Filter_1st(F,F11st);              { compute output}
           /*mrl = 0x5a84;*/
           ar = - mrl;
           dm(pg + 1) = ar;

rts;

{*****}
{ARCO TANGENTE - ANGOLO DI SFASAMENTO - Def. Service Routine}
{*****}
angol:    mx0 = dm(pg + 1);                    { potenza media}
           ax0 = mx0;

           ar = tstbit 15 of ax0;
           if eq jump apos;
           ar = mx0;
           ar = abs ar;
           mx0 = ar;
apos:    my0 = dm(xl);
           mr = mx0*my0 (SS);
           ar = mrl;

           ax1 = dm(vrms2);
           signed_division(ar,0x0000,ax1);
           sr = lshift ar by 1 (lo);
           atan(0,sr0);
           dm(ang) = ar;
           ax0 = dm(pg + 1);                    { potenza media}
           ar = tstbit 15 of ax0;
           if eq jump apos1;
           ax0 = dm(ang);
           ar = - ax0;
           dm(ang) = ar;
apos1:    nop;

           ax0 = dm(ang);
           ay0 = dm(angdc);
           ar = ax0 - ay0;
           /*ar = ax0;*/
           dm(angtot) = ar;

```

```

        ar = dm(ang);
        ar = abs ar;
        cos(ar);
        dm(cosang) = ar;

rts;

{*****}
{CALCOLO DELLA'AMPIEZZA DEL RIFERIMENTO PER IL PWM - Amp. Service Routine}
{*****}
ampiezz:ax1 = dm(cosang);
        my0 = ar;
        mx0 = 0x49E6;                                {1/sqrt(3)}
        mr = mx0*my0 (ss);
        signed_division(mr1,0x0000,ax1);
        ar = mr1;

rts;

{*****}
{DFT_FILTER Service Routine}
{*****}

DFT_Filter:
        push sts;
        ena ar_sat;
        mx0 = ar;
        i0 = dm(dft_dataptr);
        call fir;
        dm(dft_dataptr) = i0;
        dis ar_sat;
        pop sts;

rts;

fir:  i5=Filt_Coef;
        l5=%Filt_Coef;
        m5=1;
        l0=%Filt_Coef;
        m1=1;

        dm(i0,m1) = mx0;
        mr = 0, mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);

        cntr=%Filt_coef-1;
        do dftcalc until ce;
dftcalc:  mr = mr + mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);

/* Ultima moltiplicazione:
u(k)*****/
/* Per non avere loop algebrici, e sufficiente non eseguirla, ovvero porre *****/
/* my0 = 0;
*****/
        my0 = 0;
        mr = mr + mx0 * my0 (rnd);
        if mv sat mr;

rts;

biir:      push sts;
        dis ar_sat, dis m_mode;

        dm(i0,m1) = mx0;                                /* salva u(k) */
        modify(i0,m1);                                /* e salta un posto.. dopo i0 punta magicamente a u(k-2) */
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);
        mr = mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* B2 * u(k-2) */
        dm(bi + 0) = mx0; dm(bi + 1) = my0;
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);
        mr = mr + mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* ... - A2 * y(k-2) */
        dm(bi + 2) = mx0; dm(bi + 3) = my0;                    /* ... + B1 * u(k-1) */
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);                    /* ... - A1 * y(k-1) */

```

```

mr = mr + mx0 * my0 (ss);                                /* ... + B0 * u(k) */

if mv sat mr;
ar = mrl;
none = ar - ay0;
if lt ar = pass ay0;
none = ar - ay1;
if gt ar = pass ay1;
ax0 = ar;

ena m_mode;
mr = 0;
mx0 = dm(bi + 0); my0 = dm(bi + 1);
mr = mx0 * my0 (su);
mx0 = dm(bi + 2); my0 = dm(bi + 3);
mr = mr - mx0 * my0 (su);

if mv sat mr;
ar = mrl;
none = ar - ay0;
if lt ar = pass ay0;
none = ar - ay1;
if gt ar = pass ay1;

ayl = dm(bi + 0);
ar = ar - ayl;
ayl = dm(bi + 2);
ar = ar + ayl;
af = ar + ayl;
ar = ax0 + af;
dm(i0,m1) = ar;
dis m_mode;
pop sts;

rts;

bii5:    push sts;
dis ar_sat, dis m_mode;

dm(i0,m1) = mx0;                                /* salva u(k) */
modify(i0,m1);                                /* e salta un posto.. dopo i0 punta magicamente a u(k-2) */
mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);
mr = mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* B2 * u(k-2) */
dm(bi5 + 0) = mx0; dm(bi5 + 1) = my0;
mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);                                /* ... - A2 * y(k-2) */
mr = mr + mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* ... + B1 * u(k-1) */
dm(bi5 + 2) = mx0; dm(bi5 + 3) = my0;
mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);                                /* ... - A1 * y(k-1) */
mr = mr + mx0 * my0 (ss);                                /* ... + B0 * u(k) */

if mv sat mr;
ar = mrl;
none = ar - ay0;
if lt ar = pass ay0;
none = ar - ay1;
if gt ar = pass ay1;
ax0 = ar;

ena m_mode;
mr = 0;
mx0 = dm(bi5 + 0); my0 = dm(bi5 + 1);
mr = mx0 * my0 (su);
mx0 = dm(bi5 + 2); my0 = dm(bi5 + 3);
mr = mr - mx0 * my0 (su);

if mv sat mr;
ar = mrl;
none = ar - ay0;
if lt ar = pass ay0;
none = ar - ay1;
if gt ar = pass ay1;

```

```

    ayl = dm(bi5 + 0);
    ar = ar - ayl;
    ayl = dm(bi5 + 2);
    ar = ar + ayl;
    af = ar + ayl;
    ar = ax0 + af;
    dm(i0,m1) = ar;
    dis m_mode;
    pop sts;

rts;

bii3:    push sts;
        dis ar_sat, dis m_mode;

        dm(i0,m1) = mx0;          /* salva u(k) */
        modify(i0,m1);           /* e salta un posto.. dopo i0 punta magicamente a u(k-2) */
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);
        mr = mx0 * my0 (ss),      mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* B2 * u(k-2) */
        dm(bi3 + 0) = mx0; dm(bi3 + 1) = my0;
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* ... - A2 * y(k-2) */
        mr = mr + mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* ... + B1 * u(k-1) */
        dm(bi3 + 2) = mx0; dm(bi3 + 3) = my0;
        mx0 = dm(i0,m1), my0 = pm(i5,m5);    /* ... - A1 * y(k-1) */
        mr = mr + mx0 * my0 (ss);           /* ... + B0 * u(k) */

        if mv sat mr;
        ar = mrl;
        none = ar - ay0;
        if lt ar = pass ay0;
        none = ar - ayl;
        if gt ar = pass ayl;
        ax0 = ar;

        ena m_mode;
        mr = 0;
        mx0 = dm(bi3 + 0); my0 = dm(bi3 + 1);
        mr = mx0 * my0 (su);
        mx0 = dm(bi3 + 2); my0 = dm(bi3 + 3);
        mr = mr - mx0 * my0 (su);

        if mv sat mr;
        ar = mrl;
        none = ar - ay0;
        if lt ar = pass ay0;
        none = ar - ayl;
        if gt ar = pass ayl;

        ayl = dm(bi3 + 0);
        ar = ar - ayl;
        ayl = dm(bi3 + 2);
        ar = ar + ayl;
        af = ar + ayl;
        ar = ax0 + af;
        dm(i0,m1) = ar;
        dis m_mode;
        pop sts;

rts;

.ENDMOD;

```
