ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES

MONOFÁSICO-TRIFÁSICO

Ulisses de Araújo Miranda

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph.D.

Profa. Maria Dias Bellar, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
MARÇO DE 2007

MIRANDA, ULISSES DE ARAUJO

Análise e Implementação de Conversores Monofásico-Trifásico [Rio de Janeiro] 2007

XII, 101 p. 29,7cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Eletrificação rural
2. Conversão monofásica-trifásica
3. Controle de conversores

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Dedico este trabalho
aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, por me dar saúde e disposição para conquistar meus propósitos e por me abençoar com uma família e amigos maravilhosos.

Agradeço aos meus pais, Valdir e Maria do Rosário, por sempre me darem amor e dedicação. Aos meus irmãos Thales e Thaís por estarem ao meu lado.

Agradeço à minha amada Daniele, pelo seu amor, carinho, paciência e compreensão.

Aos amigos da Família ELEPOT, por fazerem com que os dias no laboratório sejam sempre agradáveis e por sempre estarem dispostos a ajudar, qualquer seja o problema.

Por último, um agradecimento especial ao meu mestre e amigo Mauricio Aredes, por tornar possível a concretização deste trabalho.

Muito obrigado a todos!

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES MONOFÁSICO-TRIFÁSICO

Ulisses de Araújo Miranda

Março/2007

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

No processo de eletrificação no Brasil as áreas urbanas foram privilegiadas em detrimento das áreas rurais. Como conseqüência a qualidade da energia nas zonas rurais é muito baixa, caracterizada principalmente pelo sistema de distribuição monofásico, por ser o mais barato. Este fator representa um limitador das atividades rurais que fomentam o desenvolvimento sócio-econômico.

O objetivo deste trabalho é analisar as topologias de conversores eletrônicos viáveis de serem aplicadas na disponibilização de energia trifásica a partir da rede monofásica disponível.

São estudados conversores de dois tipos: um para alimentação direta de motores trifásicos e outro para ser utilizado na distribuição de energia. Ambos possuem controle de corrente de entrada, possibilitando que esta seja senoidal e com fator de potência unitário, além de manter a tensão trifásica de saída regulada.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF SINGLE-PHASE TO THREE-PHASE CONVERTERS

Ulisses de Araújo Miranda

March/2007

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electrical Engineering

During the electrification process in Brazil, the urban areas have been privileged in detriment of the rural ones. As consequence, these areas have a low power quality and its main characteristic is the single-phase distribution system, since it is the cheapest one. This system represents a factor that limits the rural activities.

The objective of this work is to analyze the topologies of power electronics converters that allows three-phase loads being fed from a single-phase system.

Two type of converters are studied: one for direct feeding of three-phase motors and another one to be used in the energy distribution system. Both have power factor control capability and are able to keep the three-phase voltage regulated, despite input voltage oscillations.

Sumário

LISTA DE FIGURAS **ix**

LISTA DE TABELAS **xii**

1 Introdução **1**
1.1 Motivação . . . 2
1.1.1 Histórico da Eletrificação Rural no Brasil . . . 2
1.1.2 Características dos Sistemas de Distribuição Rural . . . 4
1.1.3 Identificação do Problema . . . 7
1.1.4 Soluções Existentes . . . 9
1.2 Objetivo . . . 12
1.3 Estrutura do Trabalho . . . 13

2 Topologias do Monotri **14**
2.1 Estado da Arte em Eletrônica de Potência . . . 15
2.2 Conversor Monofásico-Trifásico para o Acionamento de Motores . . . 16
2.2.1 Topologia A1 - Proposta por Enjeti . . . 17
2.2.2 Topologia A2 - Proposta por Jacobina . . . 18
2.2.3 Comparativo entre as Topologias . . . 19
2.3 Monotri para a Eletrificação Rural . . . 19
2.4 Conclusões Parciais . . . 21

3 Retificador **22**
3.1 Topologias . . . 23
3.1.1 Retificador em Meia-Ponte . . . 23
3.1.2 Retificador em Ponte Completa . . . 25
3.2 Controle . . . 26
3.2.1 Controle de Tensão . . . 28
3.2.2 *PLL* . . . 29
3.2.3 Controle de Corrente . . . 32
3.2.4 Chaveamento *PWM* . . . 41
3.3 Conclusões Parciais . . . 48

4 Inversor **49**
4.1 Topologias . . . 50
4.2 Inversor em Ponte Completa . . . 50
4.2.1 *SPWM* Trifásico . . . 51
4.3 Inversor com Dois Ramos Ativos . . . 54
4.4 Inversor a Quatro Fios . . . 55
4.4.1 Filtro Trifásico de Saída . . . 59
4.4.2 Controle de Queda de Tensão e Desequilíbrio . . . 62
Queda de tensão na indutância de comutação . . . 62
Influência do Tempo Morto . . . 63
4.5 Conclusões Parciais . . . 68

5 Implementação e Resultados **69**
5.1 Protótipo . . . 70
5.1.1 Conversor . . . 70
5.1.2 Processador Digital . . . 71
5.1.3 Placas de Interface . . . 72
5.2 Resultados . . . 73
5.2.1 Topologias para Acionamento . . . 73
5.2.2 Monotri para a Eletrificação Rural . . . 79
5.3 Análise dos Resultados . . . 89
5.3.1 Acionamento de Motores . . . 89
5.3.2 Eletrificação Rural . . . 90
5.4 Conclusões Parciais . . . 91

6 Conclusão Geral **93**
6.1 Conclusão . . . 94
6.2 Continuidade da Pesquisa . . . 96

Referências Bibliográficas **97**

Lista de Figuras

1.1 Conversor rotativo 10
1.2 Conversores estáticos convencionais 11
1.3 Conversor estático baseado em eletrônica de potência 11
1.4 Idealização do conversor monofásico-trifásico aplicado na eletrificação rural 12

2.1 Inversor de freqüência 16
2.2 Topologia A1 - Proposta por P. N. Enjeti e A. Rahman 17
2.3 Topologia A2 - Proposta por Cursino Brandão Jacobina et. al. 18
2.4 Monotri para a eletrificação rural com neutro a partir do ponto central dos capacitores 20
2.5 Monotri para a eletrificação rural com o neutro a partir do quarto ramo do inversor. 20

3.1 Retificador em Meia-Ponte 24
3.2 Modos de operação do Retificador Meia-Ponte 24
3.3 Retificador em Ponte Completa 25
3.4 Modos de operação do Retificador em Ponte Completa 26
3.5 Circuito equivalente dos retificadores *PFC* 26
3.6 Diagrama fasorial dos retificadores *PFC* 27
3.7 Diagrama de blocos do controle dos retificadores PFC 28
3.8 Estrutura do *PLL* 29
3.9 *PLL* proposto por Karimi e Iravani 30
3.10 $u(t)$ - entrada, $y(t)$ - saída e $u1(t)$ - fundamental da entrada 31
3.11 *PLL* com variação de amplitude na entrada 31
3.12 Sistema de eixos 33
3.13 Transformação de eixo 33
3.14 Transformações *dq* monofásicas 34
3.15 Transformação *dq* monofásica proposta 34
3.16 Controle Vetorial Monofásico 37
3.17 Modelo Completo - Início do chaveamento do retificador 38
3.18 Modelo Completo - Entrada da carga 38
3.19 Controle Vetorial Simplificado 40

3.20 Modelo simplificado - Início do chaveamento do retificador 41
3.21 Modelo simplificado - Entrada da carga 41
3.22 Um ramo do inversor *PWM* 42
3.23 Modulação *SPWM* 43
3.24 Inversor monofásico em ponte completa 45
3.25 Saída do *PWM* bipolar 45
3.26 *SPWM* Unipolar 46
3.27 Saída do *PWM* unipolar modificado 47

4.1 Estados de chaveamento do inversor trifásico em ponte completa . . . 52
4.2 *SPWM* trifásico 53
4.3 Inversor trifásico com dois ramos ativos 54
4.4 Composição do sistema trifásico com duas fontes de tensão 55
4.5 Tensões resultantes para o inversor com dois ramos 56
4.6 Inversor trifásico com quatro ramos ativos. 57
4.7 Inversor quatro ramos: tensões 58
4.8 Controle do inversor a quatro ramos. 59
4.9 Sinais de controle do inversor a quatro ramos 60
4.10 Filtro passa baixas. 60
4.11 Diagrama de Bode do filtro passa-baixas. 61
4.12 Circuito equivalente do inversor com o filtro passa-baixas. 63
4.13 Diagrama fasorial. 63
4.14 Diagrama de blocos do controle de compensação de queda de tensão nos indutores 64
4.15 Efeito provocado na tensão pelo tempo morto. 65
4.16 Controle do inversor a quatro ramos. 66
4.17 Controle de compensação do efeito do tempo morto. 67

5.1 Módulo de *IGBTs* SKM 200GB 124D 71
5.2 Diagrama simplificado do TMS320F2812 72
5.3 Topologia A1 - Tensão e corrente monofásicas e tensão do elo CC. (CH1: v_s ;CH2: i_s [10:1];CH3: V_{CC}) 76
5.4 Topologia A2 - Tensão e corrente monofásicas e tensão do elo CC. (CH1: v_s ;CH2: i_s [10:1];CH3: V_{CC}) 76
5.5 Topologia A1 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 60Hz.. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω) 77
5.6 Topologia A2 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 60Hz.. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω) 77
5.7 Topologia A1 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 30Hz. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω) 78

5.8 Topologia A2 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 30Hz. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω) 78
5.9 Operação do Monotri em vazio. (CH1: v_s; CH2: i_s; CH3: v_{CC}) 79
5.10 Operação do Monotri em carga trifásica nominal. (CH1: v_s; CH2: i_s; CH3: v_{CC}) 80
5.11 Regulação do elo CC no início do chaveamento. (CH1: v_{CC}; CH2: v_s; $CH3: i_s$) 80
5.12 Regulação do elo CC no ligamento de carga trifásica nominal. (CH1: i_s; CH2: v_{CC}) 81
5.13 Influência da variação de v_{CC} nas tensões de saída. (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c; CH4: i_s) 81
5.14 Tensões em vazio. (CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C) 82
5.15 Tensões com carga monofásica na fase A. (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c) 83
5.16 Tensões com carga bifásica nas fases A e B. (CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C) 84
5.17 Tensões com carga trifásica equilibrada. (CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C) 85
5.18 Correntes com carga monofásica na fase A. (CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n) 86
5.19 Correntes com carga bifásica nas fases A e B. (CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n) 86
5.20 Correntes com carga trifásica equilibrada. (CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n) 87
5.21 Tensões e corrente de linha com carga nominal. (CH1: v_{ac}; CH2: i_a; CH3: v_{bc}; CH4: i_b) 87
5.22 Tensão trifásica de saída, com variação da tensão de entrada (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c; CH4: v_s) 88
5.23 Corrente e tensão de entrada, durante a variação da tensão (CH1: i_s; CH2: v_s 88

Lista de Tabelas

1.1 Número de estabelecimentos agropecuários - Por Estados 3
1.2 Número de estabelecimentos agropecuários - Por Região 4
1.3 Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAA 4 AWG . 6
1.4 Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAA 1/0 AWG 7
1.5 Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAZ 3x2,25mm 7
1.6 Distribuição de potência dos transformadores existentes nos sistemas de distribuição. 8
1.7 Equipamentos elétricos existentes no meio rural 9

2.1 Comparativo entre as topologias para acionamento 19

3.1 Topologias dos retificadores 23
3.2 Espectro harmônico em função de m_a 44
3.3 Combinações do *PWM* Unipolar 47

4.1 Topologias dos inversores 50
4.2 Estados do chaveamento do inversor trifásico 51

5.1 Protótipo: componentes passivos 70
5.2 Características do motor de indução 74
5.3 Características do gerador CC 74
5.4 Especificação da topologia A1 75
5.5 Resultados dos testes para o estágio inversor 82
5.6 Limites de harmônicos para tensões inferiores a 69kV. 89
5.7 Desempenho da entrada das topologias para acionamento 89
5.8 Desempenho da saída das topologias para acionamento 90
5.9 Resultados obtidos para as tensões trifásicas: valor eficaz e *THD*. . . 91
5.10 Resultados obtidos para as tensões trifásicas: fator de desequilíbrio. . 91

Capítulo 1

Introdução

Este primeiro capítulo tem como objetivo situar o leitor no contexto do trabalho. Ele começa apresentando um breve histórico da eletrificação rural no Brasil e, em seguida, expõe as características do sistema de distribuição rural que serviram como ponto de partida deste trabalho. Por último, são apresentadas as descrições dos capítulos seguintes.

1.1 Motivação

1.1.1 Histórico da Eletrificação Rural no Brasil

O Brasil possui uma grande dívida social com a sua população, que ressalta da análise quanto ao índice de acesso à energia elétrica. Cerca de 12 milhões de habitantes não têm fornecimento de energia elétrica, dos quais 10 milhões estão situados no meio rural [1].

Um histórico sobre o processo de eletrificação rural no Brasil pode ser encontrado no relatório **Energia e Desenvolvimento Sustentável** [1]. São Paulo possui o primeiro registro de eletrificação rural, no ano de 1923. No Rio Grande do Sul, na década de 40, surgiram as primeiras cooperativas de eletrificação rural, que buscavam a eletrificação de pequenos povoados. A participação efetiva de governos estaduais neste processo se iniciou no ano de 1957, com a criação do Serviço Especial de Eletrificação Rural (SEER) no Estado de São Paulo. Em 1970, o Ministério da Agricultura, por intermédio do Instituto Nacional de Colonização Agrária (INCRA) impulsionou o processo de eletrificação rural com a implantação de sistemas de distribuição de energia elétrica. Somente em 1976 a Eletrobrás cria o Departamento de Eletrificação Rural e lança o seu primeiro programa para a área, logo seguido por um segundo programa no ano seguinte.

Seguindo as tendências de queda de investimento do setor elétrico, a Eletrobrás, na década de 80, extingue o seu Departamento de Eletrificação Rural e é prontamente seguida pela maioria das concessionárias de energia elétrica. Nessa década houve uma estagnação do processo de eletrificação rural. Na década de 90, o setor elétrico nacional passa por uma profunda mudança estrutural: agora há a atuação da iniciativa privada como financiadora e até mesmo executora de projetos de construção de plantas térmicas e hidráulicas de energia que visam melhorar a oferta de energia no Brasil.

Segundo os dados do Censo Agropecuário realizado pelo IBGE nos anos de 1995 e 1996 [2], o atual grau de fornecimento de energia elétrica a estabelecimentos agropecuários no Brasil é equivalente ao existente nos Estados Unidos na década de 40, o que corresponde a um atraso de meio século! As tabelas 1.1 e 1.2 ilustram

este estado da eletrificação rural o Brasil.

Tabela 1.1: Número de estabelecimentos agropecuários - Por Estados

ESTADO	TOTAL	COM ENERGIA		SEM ENERGIA	
DISTRITO FEDERAL	2.458	2.286	(93%)	172	(7%)
GOIÁS	111.791	68.751	(61%)	43.040	(39%)
MATO GROSSO DO SUL	49.423	29.653	(60%)	19.770	(40%)
MATO GROSSO	78.762	25.237	(32%)	53.525	(68%)
ACRE	23.788	2.896	(12%)	20.892	(88%)
RORAIMA	7.476	1.276	(17%)	6.200	(83%)
AMAPÁ	3.349	569	(17%)	2.780	(83%)
AMAZONAS	83.289	5.080	(6%)	78.209	(94%)
PARÁ	206.404	4.448	(71%)	191.956	(29%)
RONDÔNIA	76.956	18.084	(23%)	58.872	(77%)
TOCANTINS	44.913	4.985	(11%)	39.928	(89%)
ALAGOAS	115.064	27.040	(23%)	88.024	(77%)
BAHIA	699.126	90.187	(13%)	608.939	(87%)
CEARÁ	339.602	96.446	(28%)	243.156	(72%)
MARANHÃO	367.192	22.091	(6%)	345.101	(94%)
PARAÍBA	146.539	58.615	(40%)	87.924	(60%)
PERNAMBUCO	258.630	95.175	(37%)	163.455	(63%)
PIAUÍ	208.111	14.983	(7%)	193.128	(93%)
RIO GRANDE DO NORTE	91.376	31.067	(34%)	60.309	(66%)
SERGIPE	99.774	26.879	(27%)	72.895	(73%)
RIO GRANDE DO SUL	429.958	309.569	(72%)	120.389	(28%)
SANTA CATARINA	203.347	170.608	(84%)	32.739	(16%)
PARANÁ	369.875	258.912	(70%)	110.963	(30%)
ESPÍRITO SANTO	73.288	56.431	(77%)	16.857	(23%)
MINAS GERAIS	496.677	270.192	(54%)	226.485	(46%)
RIO DE JANEIRO	53.680	30.812	(57%)	22.868	(43%)
SÃO PAULO	218.016	160.512	(74%)	57.504	(26%)

Fonte: IBGE - Censo Agropecuário 1995/1996 [2]

Com o objetivo de reverter este quadro, o Governo Federal lançou no final de 1999 o programa "Luz no Campo", que almejava levar a energia elétrica a 100% da população brasileira em um prazo de 5 anos. O projeto baseava-se na parceria entre

Tabela 1.2: Número de estabelecimentos agropecuários - Por Região

REGIÃO	TOTAL	COM ENERGIA		SEM ENERGIA	
CENTRO-OESTE	242.434	125.927	(52%)	116.507	(48%)
NORTE	446.175	47.338	(11%)	398.837	(89%)
NORDESTE	2.325.414	462.483	(20%)	1.862.931	(80%)
SUL	1.003.180	739.089	(74%)	264.091	(26%)
SUDESTE	841.661	517.947	(62%)	323.714	(38%)
BRASIL	4.858.864	1.892.784	(39%)	2.966.080	(61%)

Fonte: IBGE - Censo Agropecuário 1995/1996 [2]

o Ministério das Minas e Energia, os estados e concessionárias de energia. Em 2003, este programa foi substituído pelo programa "Luz para Todos" com prazo até 2008 para o fornecimento de energia a toda a população.

1.1.2 Características dos Sistemas de Distribuição Rural

De maneira geral, a chegada da energia nas áreas rurais traz uma série de benefícios à sociedade de maneira geral, como por exemplo:

- redução do êxodo rural;
- aumento da quantidade e a qualidade da produção rural;
- ampliação do mercado consumidor de energia.

Porém, no que tange à distribuição de energia, as áreas rurais possuem características bem distintas das áreas urbanas. No meio rural, as cargas possuem baixa demanda, além de se localizarem distantes umas das outras. Estes fatores tornam estas áreas pouco atrativas financeiramente do ponto de vista das concessionárias, porém, devido às políticas adotadas pelo governo e descritas anteriormente, elas se viram obrigadas a atender integralmente estes consumidores. Essa obrigação fez com que as concessionárias buscassem projetos para sistemas de distribuição mais baratos.

Recentemente foi realizado pelo CEPEL um estudo comparativo dos custos entre várias topologias utilizadas na distribuição rural [3], no qual são considerados diversos fatores que influenciam o custo de um sistema de distribuição, tais como: cabos, postes e cruzetas, sistema de proteção, estação transformadora, sistemas de aterramento, mão-de-obra e perdas de energia.

Por meio da análise de um caso-base foi possível chegar a valores reais, possibilitando a comparação dos custos entre vários sistemas de distribuição rural. Este caso-base possui as seguintes características:

- Comprimento total: 9,9km;
- Número de consumidores: 14;
- Potência instalada média: 10kVA (monofásica e bifásica) e 15kVA (trifásica);
- Resistência de aterramento: 20Ω;
- Custo da energia, para os cálculos de perda: R$0,096 / kWh;
- Vida útil da linha: 30 anos;
- Custo do Homem-hora: R$10,00;
- Cotação do dólar (em 30/11/2001): US$ 1 = R$ 2,53.

As tabelas 1.3, 1.4 e 1.5 mostram os custos principais para diversos sistemas, com diferentes tipos de cabos: CAA 4 AWG, CAA 1/0 AWG e CAZ 3x2,25mm respectivamente. Os custos apresentados na tabela são referenciados ao sistema trifásico com condutor neutro, onde:

1F - Sistema monofásico com retorno pela terra;

1F-N - Sistema monofásico com cabo neutro;

2F - Sistema bifásico;

2F-N - Sistema bifásico com cabo neutro;

3F - Sistema trifásico;

3F-N - Sistema trifásico com cabo neutro;

C_1 - Custo de aquisição dos cabos, postes e estruturas;

C_2 - Custo de aquisição das estações transformadoras e dos seus respectivos sistemas de aterramento;

C_3 - Custo de aquisição dos dispositivos de proteção;

C_4 - Custo das perdas totais de energia considerando toda a vida útil da linha: perdas nos cabos, no solo, no aterramento, no núcleo e no enrolamento dos transformadores.

C_5 - Custos de mão-de-obra de montagem da rede, transporte de material e de pessoal, de administração e eventuais despesas.

Custo Total sem Perdas - Custo total desconsiderando o custo de perdas de energia (C_4).

- (%) - Custo percentual em relação ao sistema trifásico com neutro;
- (R$) - Custo em Real;
- ($\frac{R\$}{Cons.}$) - Custo em Real por consumidor.

Custo Total - Idem ao item anterior, considerando agora os custos com perda de energia (C_4).

Tabela 1.3: Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAA 4 AWG

SISTEMA	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	Custo Total sem Perdas			Custo Total		
	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)
1F	43	53	36	60	59	52	52835	3774	52	59788	4271
1F-N	56	53	36	60	66	59	60441	4317	59	67370	4812
2F	67	58	69	63	75	68	69558	4968	68	76902	5493
2F-N	81	58	69	63	83	76	77267	5519	74	84594	6042
3F	86	100	100	100	90	91	93543	6682	92	105121	7509
3F-N	100	100	100	100	100	100	102310	7308	100	113889	8135

Fonte: Análise econômica de redes rurais [3]

A análise destes dados mostra que a opção pela utilização de redes de distribuição monofásicas acarreta em uma economia média de 50% em relação ao custo do

Tabela 1.4: Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAA 1/0 AWG

SISTEMA	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	Custo Total sem Perdas			Custo Total		
	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)
1F	35	53	36	59	54	45	63952	4568	46	70805	5057
1F-N	54	53	36	59	65	57	81162	5797	58	87972	6284
2F	60	58	69	63	71	63	89709	6408	63	96985	6928
2F-N	78	58	69	63	83	76	107534	7681	75	114806	8200
3F	81	100	100	100	90	88	124539	8896	89	136083	9720
3F-N	100	100	100	100	100	100	141356	10097	100	152900	10921

Fonte: Análise econômica de redes rurais [3]

Tabela 1.5: Custos de redes de distribuição rural utilizando o cabo CAZ 3x2,25mm

SISTEMA	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	Custo Total sem Perdas			Custo Total		
	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)	(%)	(R$)	($\frac{R\$}{Cons.}$)
1F	49	53	36	58	62	55	48797	3486	55	55817	3987
1F-N	65	53	36	57	71	63	55998	4000	63	62999	4500
2F	68	58	69	70	76	68	60051	4289	68	68559	4897
2F-N	81	58	69	67	84	75	66199	4729	74	74419	5316
3F	87	100	100	100	92	93	82354	5882	94	94536	6753
3F-N	100	100	100	100	100	100	88503	6322	100	100684	7192

Fonte: Análise econômica de redes rurais [3]

sistema de distribuição trifásico. Objetivando esta economia, as concessionárias de energia utilizaram redes monofásicas com condutor neutro e monofásicas com retorno pelo solo na disponibilização de energia elétrica no meio rural. A tabela 1.6 reflete esta opção. Pelo estudo apresentado em [4], pode-se perceber que cerca de 90% dos transformadores instalados por algumas concessionárias pesquisadas são monofásicos.

1.1.3 Identificação do Problema

No passado, o sistema monofásico se mostrou suficiente para atender à grande maioria das cargas existentes no meio rural. Porém, com o desenvolvimento do setor agropecuário ocorrido nos últimos anos, as regiões rurais passaram a demandar

Tabela 1.6: Distribuição de potência dos transformadores existentes nos sistemas de distribuição.

Trafos		Concessionária				Total
		CELESC	COPEL	RGE	CEMIG	
MONOFÁSICOS	5 KVA	10.323	35.978	8.872	88.002	143.175
	10 KVA	28.507	46.700	10.335	123.235	208.777
	15 KVA	7.555	14.116	3.581	66.703	91.955
	25 KVA	1.679	1.935	732	11.602	15.948
	37,5 KVA	-	-	-	5.897	5.897
	Total	48.064	98.729	23.520	295.439	465.752
TRIFÁSICOS	15 KVA	1.066	7.028	2.441	7.821	17.816
	30 KVA	2.037	6.118	2.848	7.807	18.810
	45 KVA	1.942	2.187	1.709	4.225	10.063
	75 KVA	-	1.764	488	3.993	6.245
	>100 KVA	-	-	-	155	155
	Total	5.045	17.097	7.486	23.461	63.089

Fonte: Levantamento das características dos sistemas brasileiros de distribuição rural no âmbito do programa nacional de eletrificação rural luz no campo [4]

energia de melhor qualidade. Esse desenvolvimento se caracterizou principalmente pela intensa mecanização das propriedades rurais. A tabela 1.7 mostra alguns dos equipamentos elétricos utilizados atualmente no meio rural.

Esses equipamentos são, na sua maioria, baseados em motores elétricos. Há casos ainda em que são necessários motores de potência elevada, como o bombeamento de água em poços muito profundos e em sistemas de irrigação. Neste ponto, o sistema monofásico representa um fator limitante no uso do equipamento. Os motores monofásicos além de estarem limitados a uma potência máxima de 12,5CV, possuem um menor rendimento e o conjugado pulsante.

Um outro problema típico dos sistemas de distribuição rural é a qualidade da energia, deteriorada por duas características deste tipo de sistema: tratam-se de longas redes radiais e que possuem grandes variações de carga. Além dos afundamentos naturais provocados pela queda de tensão nos alimentadores, as redes são freqüentemente submetidas a afundamentos momentâneos de tensão, resultantes

Tabela 1.7: Equipamentos elétricos existentes no meio rural

Equipamentos	Faixa de Potência (CV)
Picadeira	1,5 - 5,0
Ensiladeira	5,0 - 15,0
Desintegrador	1,5 - 2,0
Debulhador	2,0 - 15,0
Triturador de Grãos	2,0 - 10,0
Ordenhadeira Mecânica	0,75 - 3,0
Resfriador de Leite	1,0 - 2,0
Misturador de Ração	1,0 - 5,0

Fonte: Levantamento das características dos sistemas brasileiros de distribuição rural no âmbito do programa nacional de eletrificação rural luz no campo [4]

de curtos-circuitos ou devido à partida de motores em outros consumidores do mesmo ramal. Como conseqüência, há uma grande variação no valor da tensão ao longo do dia.

1.1.4 Soluções Existentes

Devido às conhecidas vantagens dos motores trifásicos, e em alguns casos à impossibilidade de se usar motores monofásicos face à limitação de potência, tem-se optado por motores trifásicos alimentados por equipamentos que convertem o sistema monofásico em um sistema trifásico.

No Brasil, a utilização deste tipo de conversor começou a ser notada no final da década de 70. Estes conversores são de dois tipos: rotativos e estáticos.

Os conversores rotativos consistem de um motor de indução em vazio, com capacitores atuando para balancear as fases do sistema trifásico que irá alimentar os demais motores, conforme mostrado na figura 1.1. A potência desse motor deve ser igual à soma das potências dos motores a serem acionados para garantir seu desempenho.

As principais desvantagens dos conversores rotativos são o grande volume e a

necessidade de manutenção constante, devido às partes móveis do conversor.

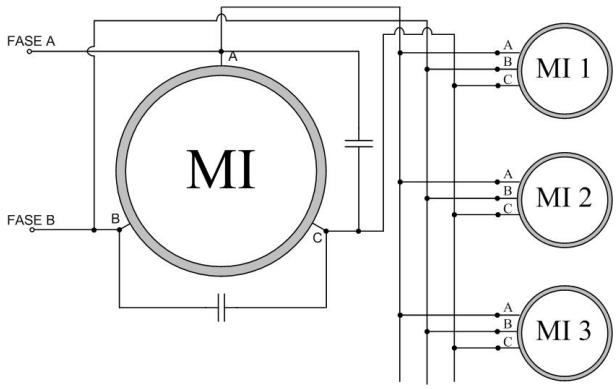
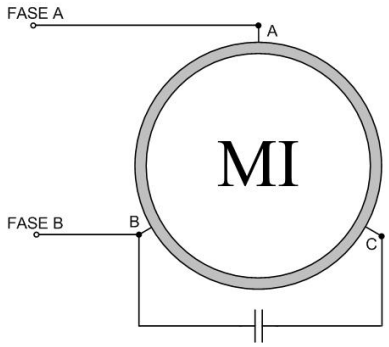


Figura 1.1: Conversor rotativo

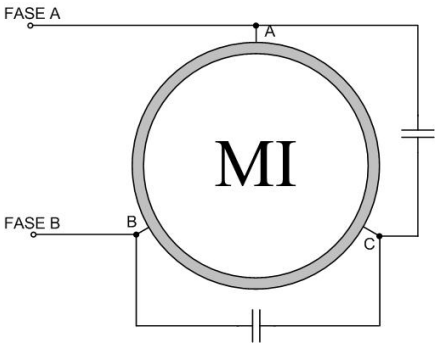
Os conversores estáticos eram compostos somente por elementos passivos, como transformadores, capacitores e reatores, conforme mostrado na figura 1.2. Atualmente figuram também no mercado os conversores estáticos baseados em chaves eletrônicas de potência, conforme a figura 1.3.

Todos estes conversores apresentados têm em comum o fato de serem exclusivos para acionamento de motores, não podendo ser aplicados em outros tipos de cargas, sejam elas trifásicas, bifásicas ou monofásicas. E, com exceção do conversor estático baseado em eletrônica de potência, não possuem controle da corrente de partida nem garantem tensões trifásicas reguladas nos terminais do motor, em especial quando há variações na tensão entregue pela concessionária, ocorrência comum nas redes monofásicas rurais.

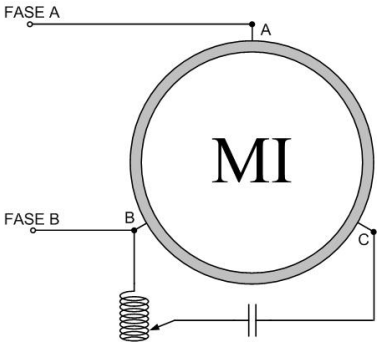
No que tange ao aspecto da qualidade de energia, representada principalmente pelos afundamentos de tensão, as concessionárias optam em geral, pela instalação de reguladores de tensão no lado de alta tensão dos transformadores monofásicos de distribuição. Ou ainda, como solução mais barata, a instalação de bancos de capacitores no lado de baixa tensão.



(a) Conversor estático com um capacitor



(b) Conversor estático com dois capacitores



(c) Conversor estático com autotransformador

Figura 1.2: Conversores estáticos convencionais

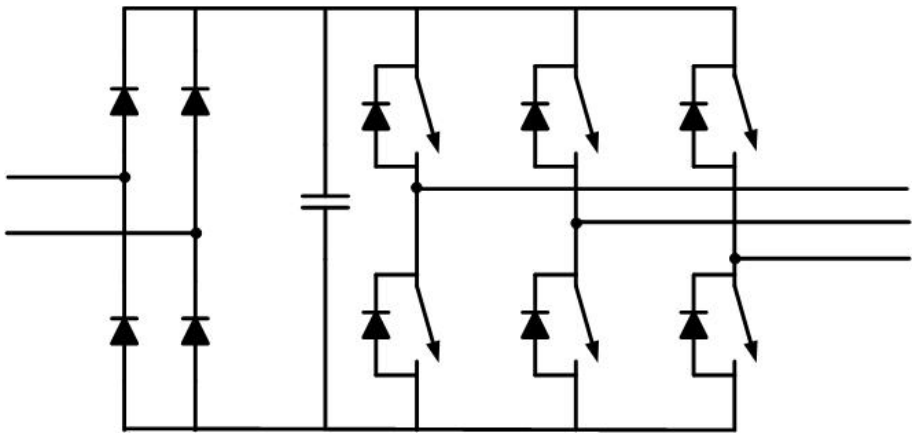


Figura 1.3: Conversor estático baseado em eletrônica de potência

1.2 Objetivo

As soluções utilizadas atualmente no meio rural atendem somente a um problema de cada vez, ou seja, reguladores ou banco de capacitores para afundamentos de tensão e conversores para acionar motores trifásicos. Este trabalho propõe uma solução única para os dois problemas: a utilização de um conversor baseado em chaves eletrônicas de potência, neste trabalho denominado Monotri, visando converter o sistema monofásico fornecido pela concessionária em um sistema trifásico com neutro. Esta solução é ilustrada na figura 1.4. São encontradas na literatura técnica diversas publicações sobre conversores monofásico para trifásico, porém a grande maioria para o acionamento de motores. A principal contribuição deste trabalho é o estudo do conversor na eletrificação rural e a validação através de um protótipo laboratorial.

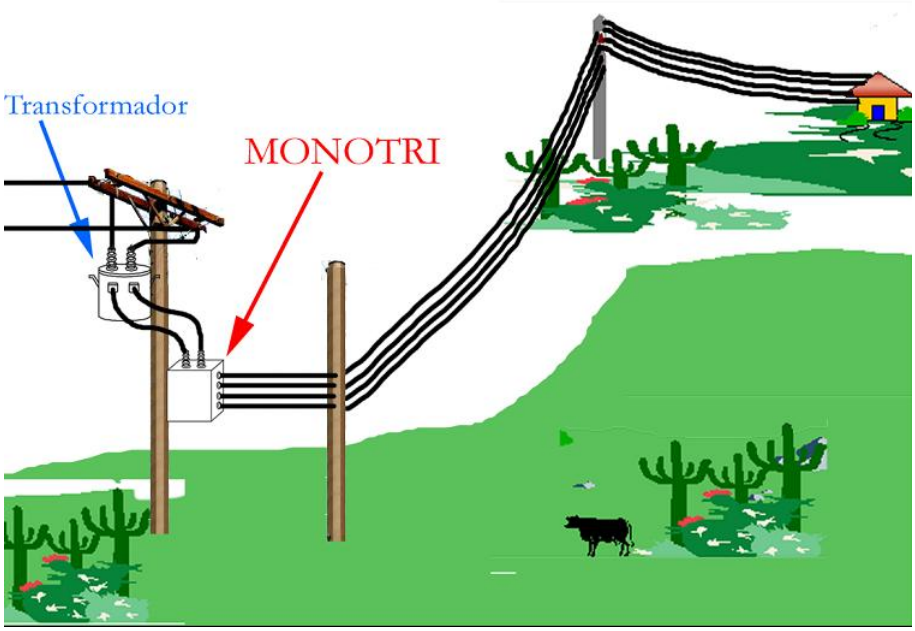


Figura 1.4: Idealização do conversor monofásico-trifásico aplicado na eletrificação rural

O Monotri é capaz de manter reguladas as tensões trifásicas independentemente de variações na entrada monofásica, além de poder alimentar cargas trifásicas, bifásicas e monofásicas simultaneamente. Além disso, é capaz de drenar da rede monofásica corrente senoidal com fator de potência unitário independentemente da carga alimentada no lado trifásico.

Trata-se de uma solução viável a ser adotada pelas concessionárias de energia. Para o desenvolvimento de uma solução viável para o consumidor final, são estudadas também neste trabalho algumas topologias reduzidas [1] de conversores monofásico-trifásicos, exclusivas para o acionamento de motores. A escolha das topologias reduzidas visa permitir a construção de um conversor mais barato e de menor volume. Todas as topologias estudadas neste trabalho possuem a capacidade de realizar a partida suave do motor e também de controlar o fator de potência na entrada monofásica, e, apesar de serem topologias já publicadas, nenhuma delas é utilizada comercialmente até o presente momento.

1.3 Estrutura do Trabalho

No segundo capítulo é feita uma revisão das várias topologias existentes de conversores monofásico-trifásico, sendo apresentadas tanto a topologia selecionada para o Monotri para a eletrificação rural quanto as topologias a serem estudadas para o acionamento.

Conhecidas as topologias, o terceiro capítulo analisa o estágio retificador, responsável pela conversão da tensão monofásica na tensão contínua que será entregue ao inversor.

O inversor é abordado no quarto capítulo, onde discute-se ainda o seu controle, além da influência do filtro de saída na tensão.

Uma vez estudados todos os componentes do Monotri, no quinto capítulo são apresentados os resultados da operação de protótipos para cada topologia apresentada.

O sexto capítulo encerra o trabalho apresentando as conclusões e propostas para a continuidade da pesquisa.

[1] São chamadas de topologias reduzidas aquelas que possuem terminais compartilhados entre a entrada e a saída

Capítulo 2

Topologias do Monotri

Neste capítulo é feito inicialmente um breve histórico mostrando a evolução da eletrônica de potência. Em seguida apresentam-se as diversas configurações do Monotri. A seleção das topologias que são apresentadas foi feita com base em vários estudos comparativos entre topologias já conhecidas.

2.1 Estado da Arte em Eletrônica de Potência

A idealização do Monotri, conforme descrito em 1.2, só foi possível devido ao desenvolvimento das chaves semicondutoras de potência ocorrido nos últimos anos. A eletrônica de potência surgiu a partir da criação do tiristor em 1957. Porém, o nome Eletrônica de Potência foi usado formalmente pela primeira vez em 1968, na revista *Spectrum* do *IEEE* (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*). Durante a década de 60, muitos trabalhos foram desenvolvidos, e já na década de 70 grande parte dos sistemas de acionamento com controles eletromecânicos havia sido substituída por sistemas baseados em tiristores. Em 1981 foi criado, dentro do Programa de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ, o grupo de estudos em Eletrônica de Potência. O crescimento e a importância desta área levaram o *IEEE* a criar a Sociedade de Eletrônica de Potência (*PELS - Power Electronics Society*)em 1985. No Brasil, a Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência foi criada em 1990.

Apesar das vantagens do uso dos tiristores convencionais, outros dispositivos de chaveamento de potência foram sendo desenvolvidos ao longo dos últimos anos. A partir da metade da década de 80, começaram a surgir os dispositivos híbridos utilizando a tecnologia bipolar (dos transistores de junção) e a tecnologia *MOS* (*Metal Óxido Semicondutor*). Estes novos dispositivos apresentam como vantagens a baixa perda de condução, a alta velocidade de chaveamento e a baixa potência de controle. Nesta linha tecnológica, o principal dispositivo híbrido é o *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

Com esse desenvolvimento, a eletrônica de potência está presente em diversas áreas, desde aplicações residenciais de baixa potência como modernas geladeiras e condicionadores de ar, até aplicações na área de transmissão de energia como a transmissão em corrente contínua em alta tensão (*HVDC - High Voltage Direct Current*).

Uma das áreas nas quais a eletrônica de potência se destaca é o acionamento de motores. Conversores eletrônicos são usados para a limitação da corrente de partida: os chamados conversores de partida suave ou *soft-starters*. Há ainda os inversores de freqüência variável, que proporcionaram uma pequena revolução no mercado de motores. Estes inversores possibilitaram a utilização de motores de indução em

aplicações onde só era possível a utilização de motores de corrente contínua, bem mais caros e com maior demanda por manutenção que os de indução. Um exemplo dessas aplicações são acionamentos com controle de velocidade e/ou posição.

Os inversores de freqüência têm como base a retificação e filtragem da tensão de alimentação, a qual é aplicada à entrada de um inversor, conforme ilustrado na figura 2.1. Esta nomenclatura é utilizada pois a freqüência de saída independe da entrada, podendo inclusive variar, dependendo do tipo de controle a ser utilizado.

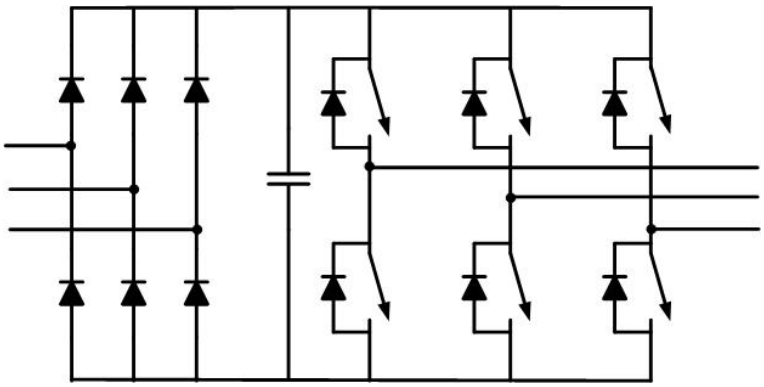


Figura 2.1: Inversor de freqüência

Baseado neste mesmo princípio dos inversores de freqüência, surgiram os primeiros conversores eletrônicos para acionar motores trifásicos a partir de redes monofásicas, conforme ilustrado no capítulo anterior, na figura 1.3.

2.2 Conversor Monofásico-Trifásico para o Acionamento de Motores

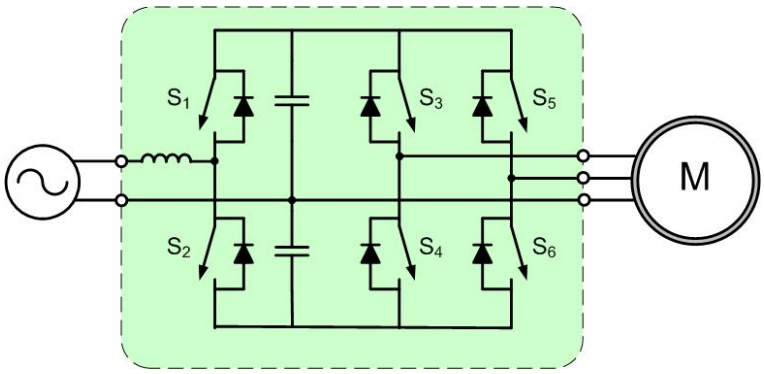
Hoje é possível encontrar na literatura técnica vários trabalhos referentes a conversores monofásico-trifásico destinados ao acionamento de motores [5, 6, 7, 8, 9]. Estes trabalhos apresentam novas topologias que permitem o controle da corrente de entrada e a bidirecionalidade do fluxo de energia, além da redução no número de componentes. Comercialmente porém, somente são encontrados conversores com a topologia tradicional, mostrado na figura 1.3.

Com o objetivo de selecionar as topologias viáveis para a disponibilização

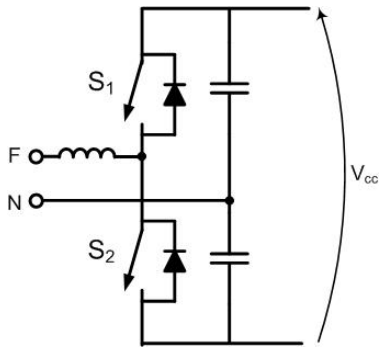
no mercado, foram efetuadas análises comparativas entre várias das topologias publicadas [10], com base nas quais foram selecionadas três topologias a serem estudadas neste trabalho.

2.2.1 Topologia A1 - Proposta por Enjeti

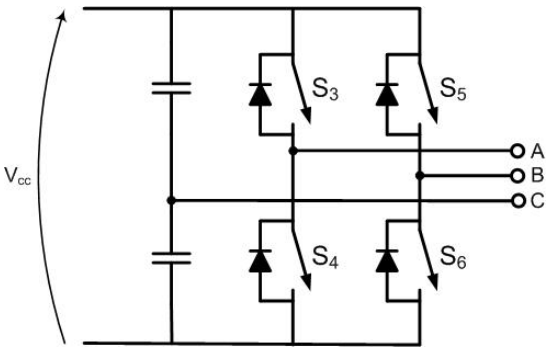
Proposta por Prasad N. Enjeti e Ashek Rahman [5], esta topologia é composta por três ramos de chaves controladas e o elo CC com ponto central entre os capacitores, conforme mostrado na figura 2.2(a). Nesta topologia, um ramo ativo é associado ao retificador e os outros dois ramos restantes ao inversor. O ponto central dos capacitores é compartilhado entre o retificador e o inversor (figuras 2.2(b) e 2.2(c)).



(a) Conversor



(b) Retificador



(c) Inversor

Figura 2.2: Topologia A1 - Proposta por P. N. Enjeti e A. Rahman

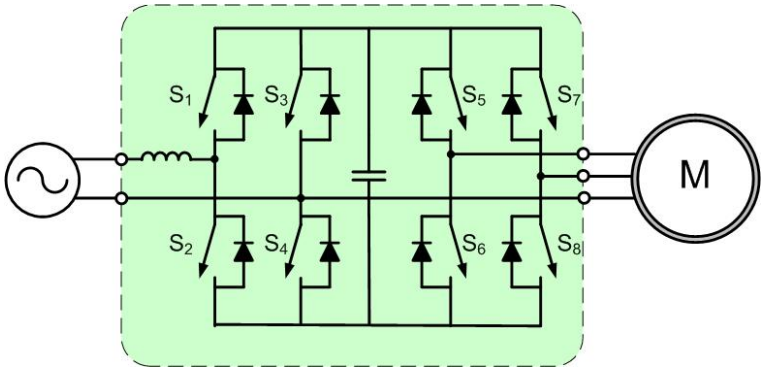
O retificador monofásico de entrada em Meia-Ponte permite o fluxo bidirecional de potência entre o elo CC e a entrada. Além disso, permite também o controle da corrente de entrada de maneira que esta seja senoidal e com fator de potência

próximo do valor unitário. Mesmo composto por somente dois ramos ativos, esta topologia de inversor é capaz de disponibilizar tensões trifásicas equilibradas, com controle de freqüência e amplitude.

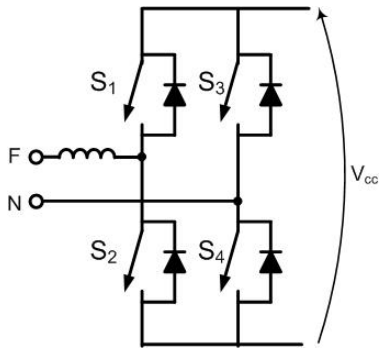
Com um total de apenas seis chaves controladas, esta topologia é facilmente obtida através de inversores comerciais onde todas as chaves estão no mesmo encapsulamento.

2.2.2 Topologia A2 - Proposta por Jacobina

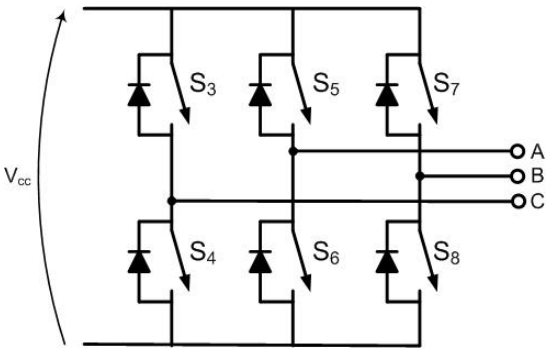
Proposta por Cursino Brandão Jacobina et. al. [9], esta topologia é composta por quatro ramos de chaves ativas e elo CC com capacitor único, conforme mostrado na figura 2.3. O retificador é composto por dois ramos de chaves ativas (figura 2.3(b)), um dos quais é compartilhado com o inversor, este completado pelos ramos de chaves ativas restantes (figura 2.3(c)).



(a) Conversor



(b) Retificador



(c) Inversor

Figura 2.3: Topologia A2 - Proposta por Cursino Brandão Jacobina et. al.

Nesta topologia, tanto o retificador monofásico quanto o inversor trifásico possuem a topologia de ponte completa, quando analisados separadamente. Contudo, uma característica peculiar é o fato de que o ramo comum entre o retificador e o inversor é um ramo ativo, o que pode aumentar a complexidade do controle.

2.2.3 Comparativo entre as Topologias

Um comparativo inicial entre as topologias é mostrada na tabela 2.1. Uma análise conclusiva será feita posteriormente, com base nos resultados obtidos por cada topologia.

Característica	A1	A2
Número de Diodos	0	0
Número de IGBTs	6	8
Ramo compartilhado	Sim	Sim
Bidirecional	Sim	Sim

Tabela 2.1: Comparativo entre as topologias para acionamento

2.3 Monotri para a Eletrificação Rural

Como mencionado anteriormente, os conversores de sistemas monofásicos para trifásicos apresentados na literatura técnica são exclusivos para a alimentação de cargas trifásicas equilibradas, mais particularmente para o acionamento de motores. Assim como no caso da topologia para acionamentos, apresentada na seção anterior, foi realizada uma pesquisa [11] para a seleção de topologias possíveis de serem aplicadas para a disponibilização de um sistema de distribuição trifásico a quatro fios, três fases e neutro.

Para o estágio retificador, optou-se pela topologia em ponte completa, pois além de permitir o controle da corrente, esta topologia possibilita o fluxo bidirecional de energia.

Também para o estágio inversor, a topologia em ponte completa é a mais indicada para sintetizar as três fases. Já para disponibilizar o condutor neutro, a primeira opção seria através do ponto central dos capacitores na configuração dividida, conforme mostrado na figura 2.4. Entretanto, nesta configuração toda a corrente de seqüência zero circulará pelos capacitores do elo, exigindo que os seus capacitores tenham um valor alto o suficiente para que as ondulações provocados por esta corrente não sejam significativos. Além disso, conforme constatações práticas, as tensões nos dois capacitores devem ser equalizadas. A opção escolhida para o neutro

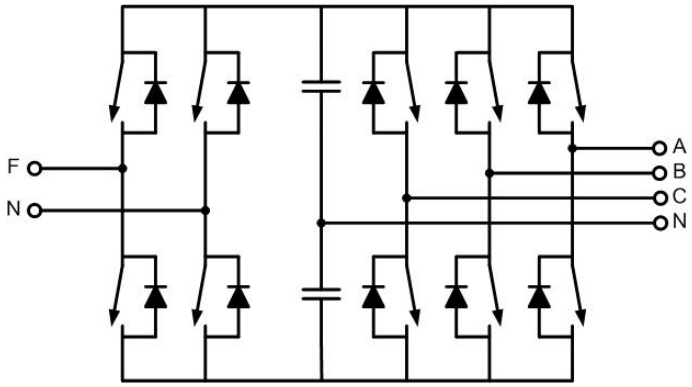


Figura 2.4: Monotri para a eletrificação rural com neutro a partir do ponto central dos capacitores

foi a utilização de um ramo ativo, sendo assim, o inversor passa a ser formado por quatro ramos ativos, esta configuração do Monotri é mostrada na figura 2.5.

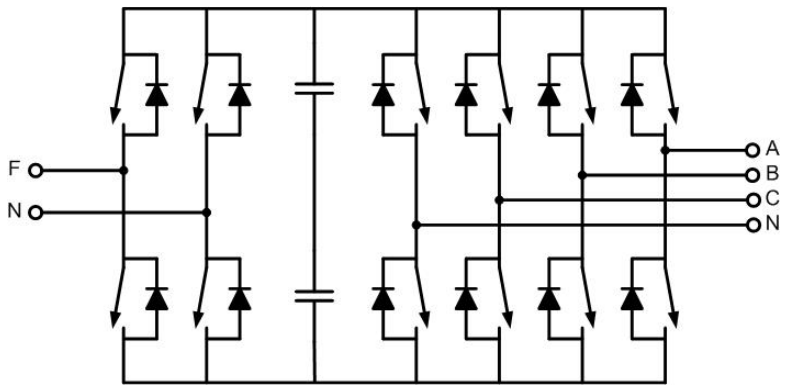


Figura 2.5: Monotri para a eletrificação rural com o neutro a partir do quarto ramo do inversor.

2.4 Conclusões Parciais

Conforme o histórico apresentado no início do capítulo, a área de eletrônica de potência pode ser considerada nova, contudo há aplicações em toda a área da engenharia elétrica, inclusive na transmissão de grandes blocos de energia. Portanto é possível afirmar de antemão que é plenamente viável o desenvolvimento de um equipamento eletrônico a ser aplicado na área de distribuição.

Como foi apresentado, as topologias propostas de conversores monofásico-trifásico para o acionamento de motores são bem conhecidas. No entanto, as topologias apresentadas para a eletrificação rural foram pouco estudadas.

Para as cinco topologias apresentadas, há três configurações de retificador e quatro de inversor. Nos dois capítulos seguintes são detalhados separadamente estes dois estágios.

Capítulo 3

Retificador

Neste capítulo será apresentado o estágio retificador do Monotri. É feita inicialmente uma abordagem das topologias utilizadas nas diferentes configurações do Monotri. Será apresentado o controle dos retificadores com controle de fator de potência, onde é proposta uma nova estratégia de controle vetorial de corrente monofásico.

3.1 Topologias

Os conversores CA-CC, ou simplesmente, retificadores, foram desenvolvidos inicialmente com o uso de diodos, sem qualquer tipo de controle. Mais tarde, com o uso dos tiristores, foi possível controlar o valor da tensão retificada e tornar possível o fluxo bidirecional de potência. Contudo, o uso de chaves comutadas pela rede implica em uma baixa qualidade de energia, devido ao surgimento de harmônicos de baixa freqüência.

Atualmente os retificadores com correção de fator de potência (*PFC - power-factor correction*) figuram como a melhor solução para os problemas da qualidade de energia, sendo estes os que compõem as topologias apresentas para o Monotri. A tabela 3.1 faz um resumo de onde são usadas cada uma destas topologias.

Tabela 3.1: Topologias dos retificadores

Retificador	Topologia do Monotri	Figura
Meia-Ponte	A1	2.2(b)
Ponte Completa	A2, R1, R2	2.3(b), 2.5, 2.4

3.1.1 Retificador em Meia-Ponte

Esta topologia utiliza somente duas chaves ativas responsáveis pelo controle da tensão do elo CC e da corrente de entrada, conforme a figura 3.1. Para o seu funcionamento adequado, a tensão em cada capacitor deve ser maior que o valor de pico da tensão de entrada. Por conseguinte, a tensão total do barramento será, ao menos, duas vezes maior que o valor de pico da tensão de entrada.

$$v_{CC} > 2\hat{V}_s \tag{3.1}$$

Na entrada é necessária uma indutância de comutação (L_s), que, além de atuar no controle da corrente, limitando a sua variação, serve como armazenador de energia, permitindo o *boost* na tensão retificada. O chaveamento nesta topologia é complementar, possibilitando apenas dois estágios diferentes de funcionamento:

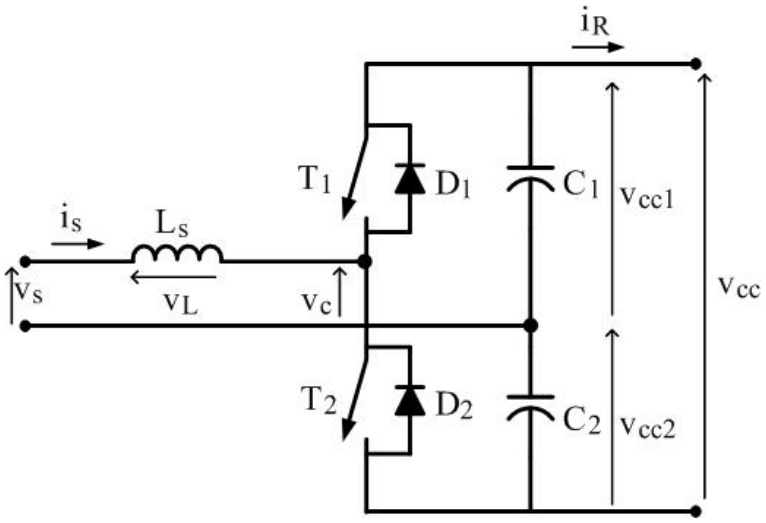
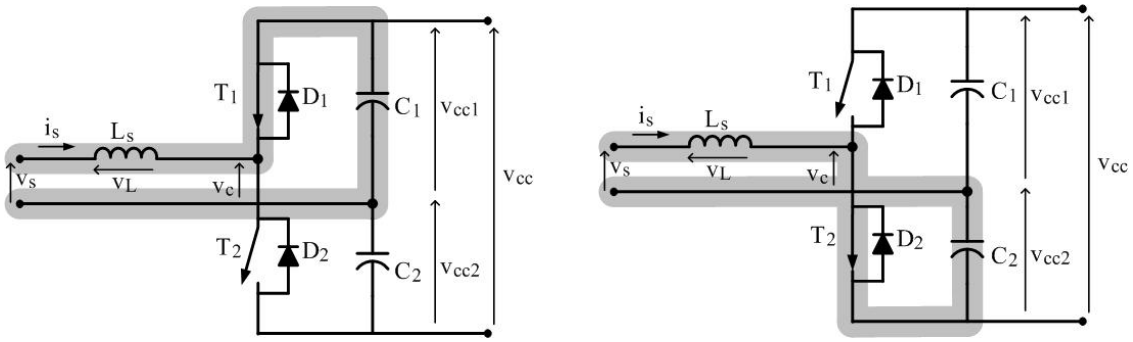


Figura 3.1: Retificador em Meia-Ponte



(a) $v_c = v_{CC_1}$ (b) $v_c = -v_{CC_2}$

Figura 3.2: Modos de operação do Retificador Meia-Ponte

i. $v_c = v_{CC_1}$

Este estágio, mostrado na figura 3.2(a), ocorre quando T_1 está ligada e T_2 desligada;

ii. $v_c = -v_{CC_2}$

Este estágio, , mostrado na figura 3.2(b), ocorre quando T_2 está ligada e T_1 desligada.

3.1.2 Retificador em Ponte Completa

A figura 3.3 reproduz o esquema elétrico desta topologia. Para garantir a controlabilidade deste retificador a tensão do elo CC deve ser maior que a tensão de entrada em qualquer instante de tempo.

$$v_{CC} > \hat{V}_s \tag{3.2}$$

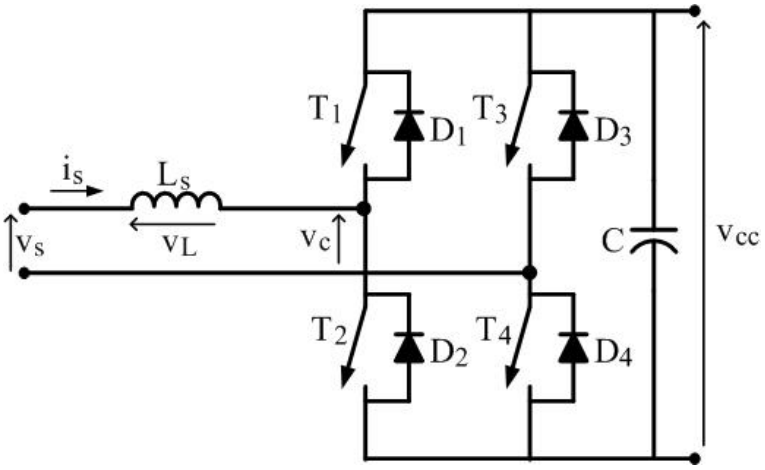


Figura 3.3: Retificador em Ponte Completa

Durante o seu funcionamento o retificador pode operar em três estágios diferentes:

i. $v_c = v_{CC}$

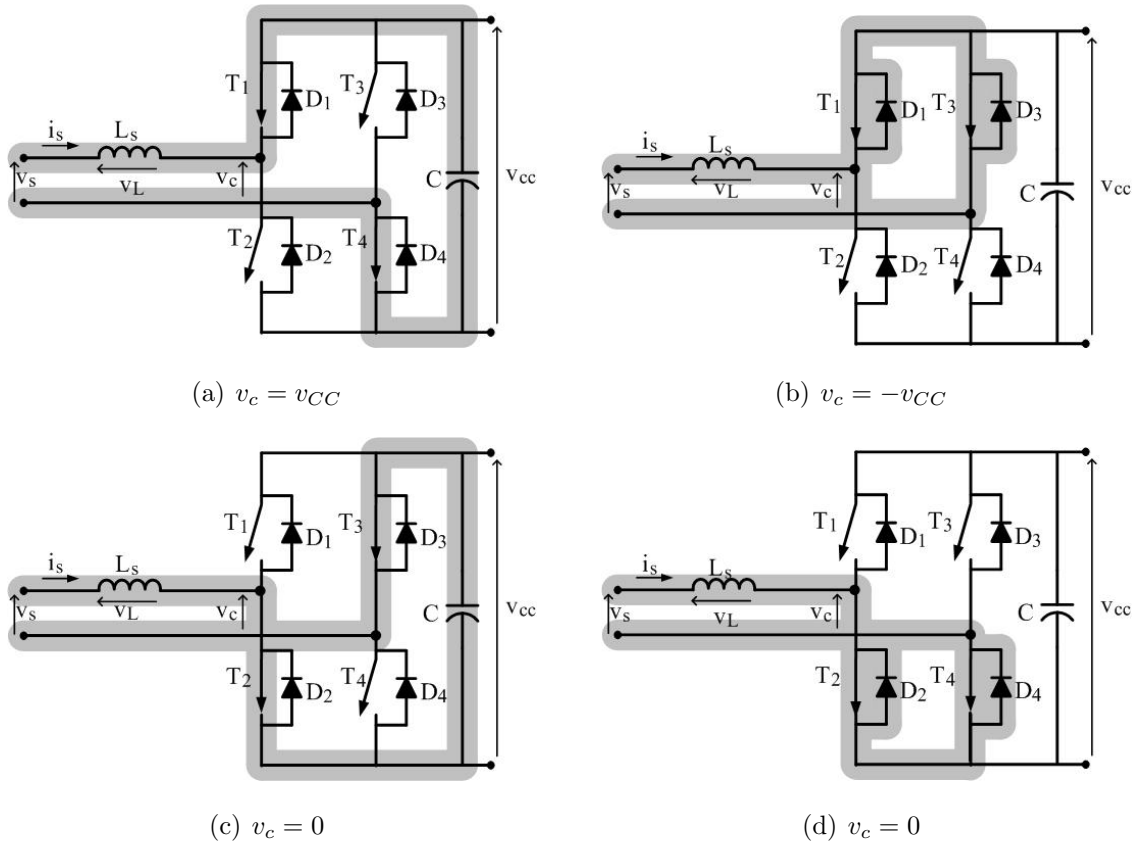
Este estágio ocorre quando T_1 e T_4 estão ligadas e T_2 e T_3 desligadas e corresponde à figura 3.4(a). Neste estágio a energia armazenada no indutor de entrada é entregue ao elo CC;

ii. $v_c = -v_{CC}$

Este estágio ocorre quando T_1 e T_4 estão desligadas e T_2 e T_3 ligadas (figura 3.4(b)). Assim como no estágio anterior, a energia armazenada no indutor de entrada é entregue ao elo CC;

iii. $v_c = 0$

Este estágio ocorre quando T_1 e T_3 estão ligadas e T_2 e T_4 desligadas, ou ainda quando T_1 e T_3 estão desligadas e T_2 e T_4 ligadas. Ver figuras 3.4(c) e 3.4(d). Neste estágio é armazenada energia no indutor de entrada.



(a) $v_c = v_{CC}$ (b) $v_c = -v_{CC}$

(c) $v_c = 0$ (d) $v_c = 0$

Figura 3.4: Modos de operação do Retificador em Ponte Completa

3.2 Controle

De uma maneira geral todos retificadores *PFC* monofásicos podem ser representados pelo circuito equivalente apresentado na figura 3.5, onde:

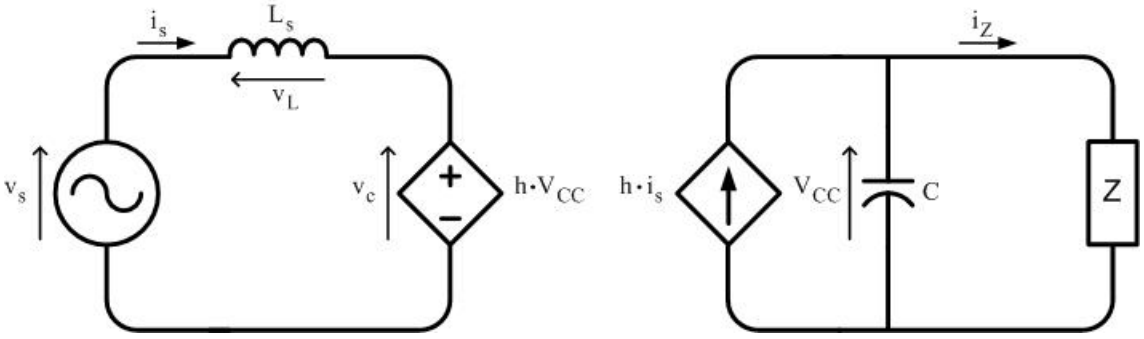


Figura 3.5: Circuito equivalente dos retificadores *PFC*

- v_s - tensão alternada de alimentação do retificador:

$$v_s(t) \triangleq \hat{V}\cos(\omega t) \tag{3.3}$$

- v_c - tensão de controle sintetizada pelo retificador;
- v_L - tensão no indutor de entrada;

$$v_L(t) = v_s(t) - v_c(t) \tag{3.4}$$

- v_{CC} - tensão contínua no elo CC;
- i_s - corrente de entrada do retificador;

$$i_s(t) = \hat{I}\cos(\omega t + \phi) \tag{3.5}$$

- L - indutor de entrada;
- C - capacitor do elo CC;
- h - função de chaveamento.

A relação entre v_s e v_c possibilitará o controle de i_s conforme é mostrado no diagrama fasorial da figura 3.6. Por meio do cálculo apropriado da função de chaveamento h, a corrente i_s resultante poderá ser tal que siga uma referência estipulada. Por sua vez, a corrente que irá fornecer energia ao capacitor do elo CC é relacionada a i_s pela mesma função h.

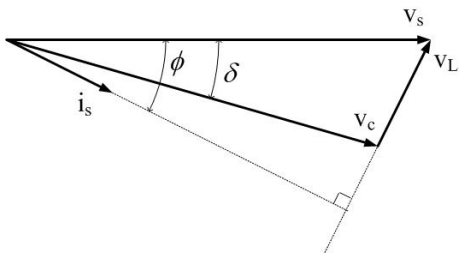


Figura 3.6: Diagrama fasorial dos retificadores *PFC*

O controle comumente utilizado nos retificadores *PFC* [12] é mostrado no diagrama de blocos da figura 3.7.

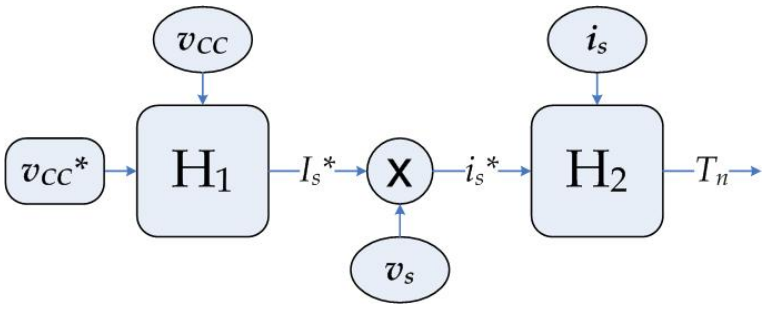


Figura 3.7: Diagrama de blocos do controle dos retificadores PFC

3.2.1 Controle de Tensão

A base do controlador H_1 é o balanço de potência no capacitor. Considerando que, em um dado momento, a tensão v_{CC} esteja regulada em um valor de referência v^*_{CC}, que haja equilíbrio na potência fornecida pela fonte e a consumida pela carga e, desprezando-se as perdas, este equilíbrio é expresso por

$$V_s I_s \cos(\phi) = V_{CC} I_Z. \tag{3.6}$$

Caso haja um aumento na potência demandada pela carga, essa diferença tenderá a ser suprida pela energia armazenada no capacitor C, acarretando a diminuição de v_{CC}. Logo, para manter esta tensão regulada, deverá haver um aumento da corrente i_s. A análise complementar pode ser feita caso haja uma diminuição na potência demandada pela carga. Deste modo, sendo i_s dada por (3.5) onde ϕ é considerado constante, esta relação pode ser resumida pela seguinte relação (3.36)

$$\begin{cases} v_{CC} < V^*_{CC} \Rightarrow \hat{I}_s \uparrow \\ v_{CC} > V^*_{CC} \Rightarrow \hat{I}_s \downarrow \end{cases}. \tag{3.7}$$

A partir desta análise o controlador utilizado em H_1 pode ser do tipo proporcional-integral (PI), aplicado no erro entre a tensão de referência e a tensão medida, sendo o sinal de saída a amplitude da corrente de referência. Deste modo, pode-se afirmar que, idealmente, o erro de tensão em regime permanente é nulo.

Como o desejado é que a corrente tenha a mesma fase da tensão de entrada, o mais simples é usar diretamente o sinal medido de v_s como referência de fase. Contudo, este sinal pode conter ruídos devido ao chaveamento do conversor ou mesmo vindos do sistema de medição. Com isso, o sinal de referência da corrente já seria gerado com ruídos, podendo comprometer o bom desempenho do retificador.

Uma solução para este problema é a detecção da fase de v_s através de um circuito de sincronismo, no caso um *PLL* (*Phase Locked Loop*), descrito a seguir.

3.2.2 *PLL*

O conceito do *PLL* data de 1930 [13] e é largamente utilizado em várias áreas da engenharia elétrica como, por exemplo, telecomunicações e automação, entre outras. Sua função é gerar um sinal senoidal de saída que possua a mesma fase de sua entrada. O diagrama de blocos do *PLL* é mostrado na figura 3.8.

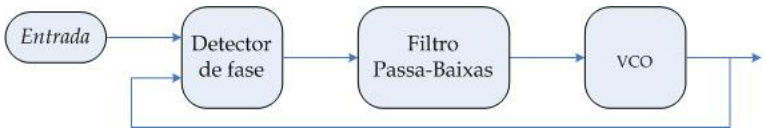


Figura 3.8: Estrutura do *PLL*

O detector de fase gera um sinal proporcional à diferença de fase entre a saída e a entrada. As oscilações de freqüências mais altas são eliminadas através do filtro passa-baixas. O oscilador controlado por tensão (*VCO - Voltage Controlled Oscillator*) gera um sinal cuja freqüência é proporcional à entrada, que irá realimentar o sistema.

O *PLL* tem sido tema de vários estudos que visam a sua adaptação com a finalidade específica onde será empregado. Um notório exemplo é o *PLL* aplicado em sistemas trifásicos [14, 15]. Este tipo de *PLL* é baseado na teoria pq [16] e é capaz de sincronizar o sinal de saída com a seqüência positiva da componente fundamental, mesmo na presença de harmônicos e desbalanços. Um exemplo de sua aplicação é a sincronização dos diversos equipamentos com as tensões e correntes da rede [17].

Uma adaptação deste *PLL* para sistemas monofásicos foi feita em [18, 19]. Contudo, neste trabalho será utilizada a modificação proposta por Karimi e Iravani em [20, 21] e representada na figura 3.9.

A principal diferença desta estrutura é a adição de malha de determinação da amplitude ($\hat{A}$). Agora, além de rastrear a fase do sinal de entrada, o *PLL* rastreia também a amplitude da componente fundamental do sinal. Assim, a saída $y(t)$ reproduz a componente da freqüência fundamental da entrada $u(t)$.

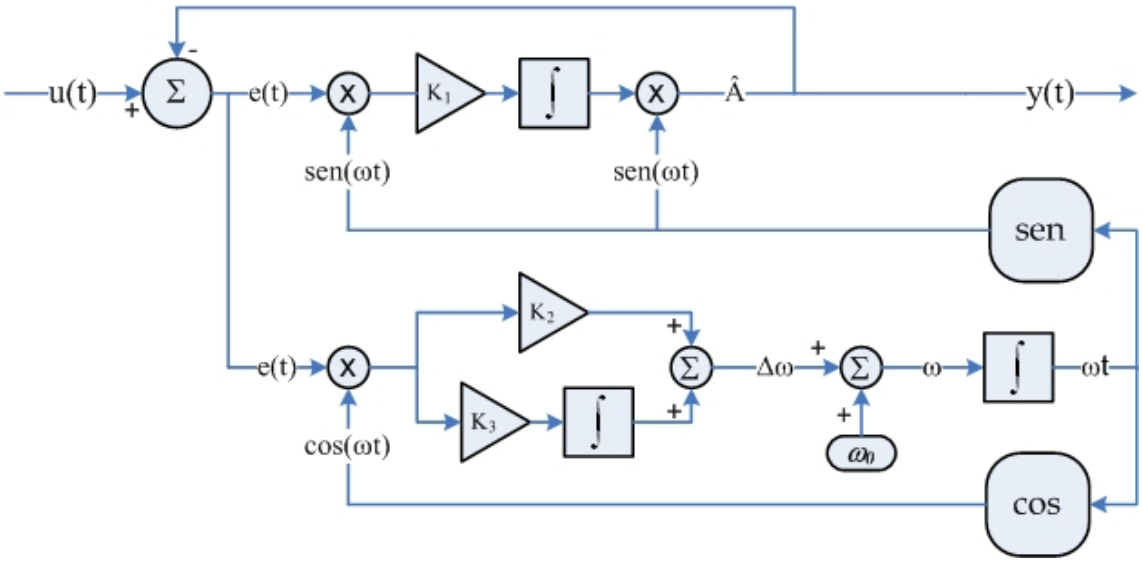


Figura 3.9: *PLL* proposto por Karimi e Iravani

A dinâmica deste *PLL* é ajustada através dos parâmetros K_1, K_2 e K_3. K_1 é responsável principalmente pela determinação da amplitude. O aumento do seu valor diminui o tempo de resposta, contudo cria oscilações na saída. Os parâmentros K_2 e K_3 influenciam na dinâmica da obtenção da fase e da freqüência. O estudo apresentado em [21] sugere os seguintes valores para estes parâmetros:

$$\begin{cases} K_1 = 100 \\ K_2 = 20 \\ K_3 = 100 \end{cases} \tag{3.8}$$

Para ilustrar o funcionamento do *PLL* proposto foram realizadas duas simulações. Na primeira, mostrada na figura 3.10, a função de entrada $u(t)$ é uma onda quadrada de amplitude unitária e freqüência de 60Hz. Já na segunda, figura 3.11, a entrada é uma senóide de freqüência 60Hz e com a amplitude unitária até o instante $t = 10ms$. A partir deste instante a amplitude é reduzida para 0.5 até $t = 20ms$. De $20ms$ em diante a amplitude unitária é modulada por um sinal de 6Hz, com amplitude de 10% da fundamental.

Mesmo quando aplicada na sua entrada uma onda quadrada, *PLL* foi capaz de rastrear a sua componente fundamental. E, com a adição da malha de detecção de amplitude, é possível reconstituir o sinal de entrada, livre de harmônicos, isto é, em alguns casos este *PLL* também pode ser utilizado como um filtro passa-baixa.

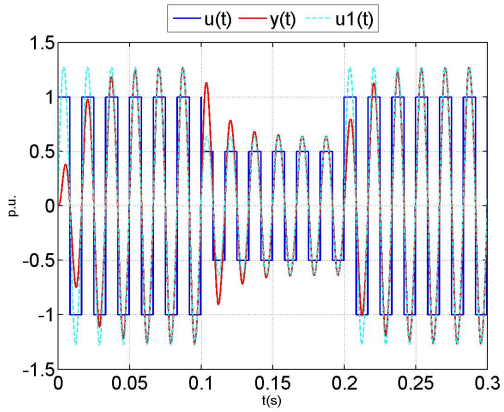
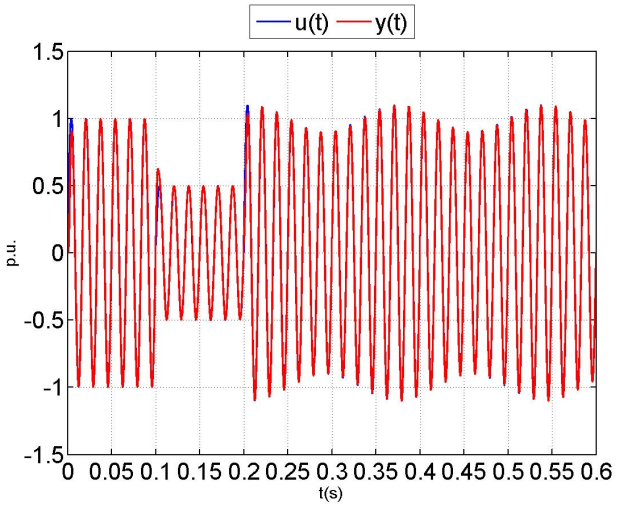
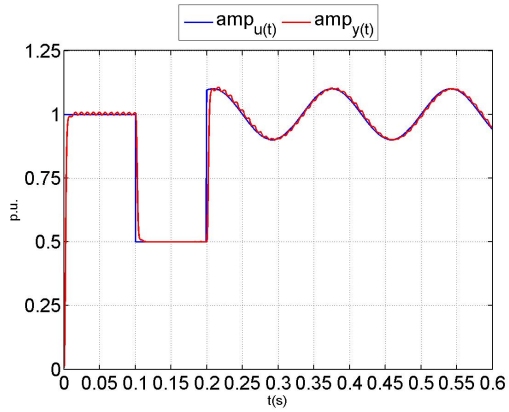


Figura 3.10: $u(t)$ - entrada, $y(t)$ - saída e $u1(t)$ - fundamental da entrada



(a) Entrada e saída



(b) Amplitudes

Figura 3.11: *PLL* com variação de amplitude na entrada

Por último, a sua imunidade a variações bruscas de amplitude viabiliza o seu uso também em sinais de corrente.

3.2.3 Controle de Corrente

Conversores monofásicos com controle da corrente de entrada são largamente utilizados em diversas aplicações como por exemplo: filtros ativos, fontes de energia ininterrupta (*UPS - Uninterrupted Power Supplies*), geração fotovoltaica e outros. A regulação da corrente é baseada em controladores realimentados.

Em conversores CC, o projeto destes controladores lineares é relativamente simples. Mas, se em sistemas CA os controladores forem projetados da mesma forma que em sistemas CC, erros significantes tanto de fase quanto de amplitude podem ocorrer.

Em sistemas trifásicos, este problema é contornado através do controle vetorial de corrente. Neste tipo de controle, as grandezas CA, em regime permanente, se transformam em constantes com a transformação de coordenadas do sistema estático ABC para o sistemas de eixos girantes dq. Esta transformação pode ser feita em duas etapas. Primeiro, utiliza-se a transformada de Clarke 3.9. Em seguida, é feita a transformação dos eixos ortogonais estacionários $\alpha\beta$ para os eixos ortogonais girantes dq, por meio da Transformada de Park, expressa em 3.10, onde $\theta = \omega t$ e ω é a freqüência da componente fundamental da grandeza CA. O caminho inverso é feito através da transformações de eixo expressa na equação 3.11. Esta transformação de eixos é mostrada na figura 3.12.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

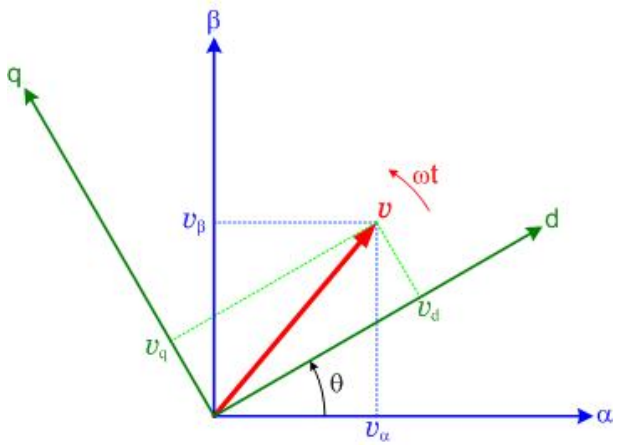
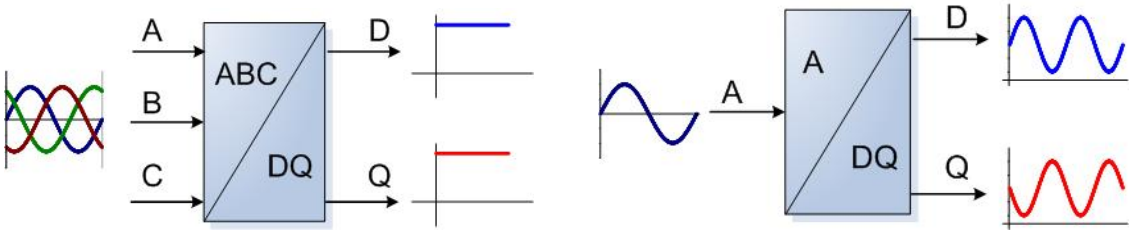


Figura 3.12: Sistema de eixos

Como nos sistemas monofásicos só existe uma grandeza, se esta transformação for aplicada diretamente, ou seja, considerando as fases B e C nulas, o resultado não será constante. A figura 3.13 compara o resultado da aplicação desta transformação em um sistema trifásico e em um sistema monofásico.

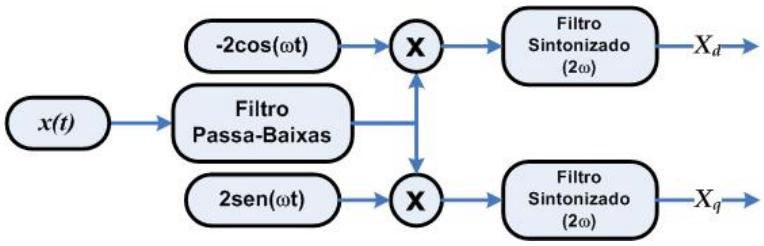


(a) Sistema trifásico (b) Sistemas monofásicos

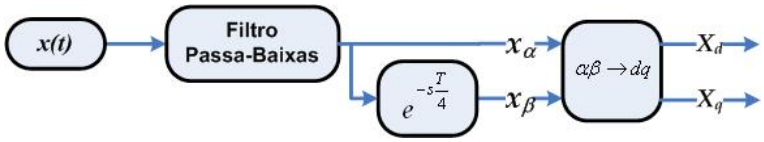
Figura 3.13: Transformação de eixo

Já foram propostos alguns métodos para a transformação do sistema monofásico para o sistema de eixos dq [22, 23, 24]. Enquanto uns métodos utilizam filtros sintonizados para eliminar as oscilações na dupla freqüência, outros defasam o sinal de entrada em 1/4 do período, a fim de criar outro sinal em quadratura e assim poder aplicar a transformação de Clarke. A figura 3.16 mostra o diagrama de blocos destes métodos.

O método utilizado neste trabalho é similar ao proposto por Ryan e Lorenz e mostrado na figura 3.14(b). Contudo, ao invés de se utilizar um filtro ou um acumulador para gerar a variável fictícia x_β, usa-se um PLL. Conhecendo as informações de ângulo e amplitude do sinal de entrada é possível, em tempo real,



(a) Uso de filtros sintonizados na dupla freqüência [22]



(b) Uso de atrasadores [23]

Figura 3.14: Transformações dq monofásicas

criar uma grandeza fictícia, de mesma amplitude, porém em quadratura com a entrada, como mostrado na figura 3.15.

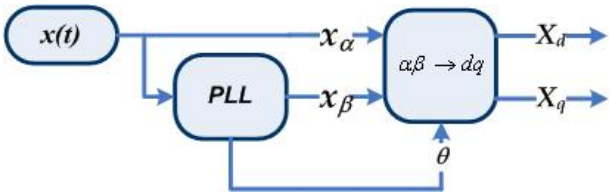


Figura 3.15: Transformação dq monofásica proposta

Considerando $\phi = 0$ em (3.5), define-se i_α.

$$i_\alpha = i_s = \hat{I} \cos\theta \tag{3.12}$$

Define-se agora a corrente fictícia i'_β gerada pelo PLL

$$i'_\beta = \hat{I} \sin\theta' \tag{3.13}$$

Onde θ' é o ângulo de i_s calculado pelo PLL. Deste modo, pode-se aplicar diretamente a transformação dada por (3.10) e obter os valores das correntes no sistema de eixos dq.

Agora é necessário aplicar a mesma transformação de eixos também para o sinal de referência da corrente. Como já foi demonstrado nas seções anteriores, a corrente

de referência i_s^* é obtida a partir do ângulo ω' calculado pelo *PLL* aplicado em v_s, podendo ser facilmente gerada uma referência i_β^* para a corrente fictícia i'_β.

$$i_\alpha^* = i_s^* = \hat{I}^* \cos(\omega' t) \tag{3.14}$$

$$i_\beta^* = \hat{I}^* \sin(\omega' t) \tag{3.15}$$

$$\begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}^* \cos(\omega' t) \\ \hat{I}^* \sin(\omega' t) \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

É necessária também a análise do circuito no sistema dq. Pelo circuito da figura 3.5 tem-se

$$v_L = L\frac{di_s}{dt} = v_s - v_c. \tag{3.17}$$

Aplicando a relação dada em (3.11) obtém-se as grandezas de (3.17) em função das componentes no sistema dq.

$$v_s = v_d \cos\theta - v_q \sin\theta \tag{3.18}$$

$$i_s = i_d \cos\theta - i_q \sin\theta \tag{3.19}$$

$$v_c = v_{c_d} \cos\theta - v_{c_q} \sin\theta \tag{3.20}$$

Substituindo 3.19, 3.20 e 3.18 em 3.17

$$\begin{aligned} &L\left[\frac{di_d}{dt}\cos\theta - \omega i_d \sin\theta - \frac{di_q}{dt}\sin\theta - \omega i_q \cos\theta\right] = \\ &v_d \cos\theta - v_q \sin\theta - v_{c_d}\cos\theta + v_{c_q}\sin\theta \end{aligned} \tag{3.21}$$

Separando a equação (3.21) em termos de seno e cossenos, obtém-se as equações para o eixo d (3.22) e para o eixo q (3.23).

$$\frac{di_d}{dt} = \omega i_q + \frac{v_{c_d}}{L} + \frac{v_d}{L} \tag{3.22}$$

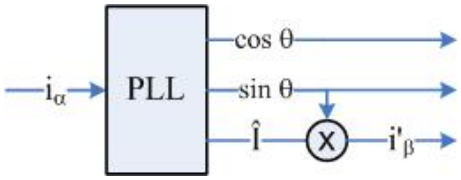
$$\frac{di_q}{dt} = -\omega i_d + \frac{v_{c_q}}{L} + \frac{v_q}{L} \tag{3.23}$$

O ponto de equilíbrio é alcançado quando os termos derivativos dessas equações são nulos.

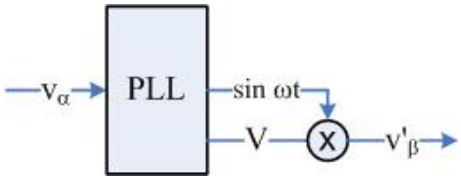
$$v_{c_d} = -\omega L i_q - v_d \tag{3.24}$$

$$v_{c_q} = \omega L i_d - v_q \tag{3.25}$$

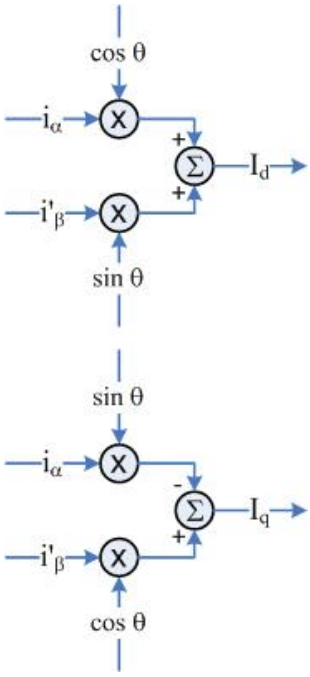
Nota-se que também é necessária a transformação da tensão de entrada para os eixos dq. Como já é utilizado um PLL nesta tensão, um sinal fictício v'_β é facilmente criado. A figura 3.16 mostra todas as operações necessárias para o controle vetorial monofásico. O controlador irá fornecer as variações de v_{c_d} e v_{c_q} em torno do ponto de equilíbrio de forma que o erro de corrente seja nulo.



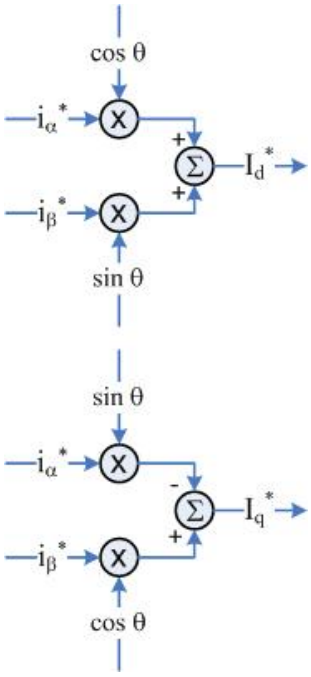
(a) Obtenção de i'_β, $cos\theta$ e $\sin\theta$



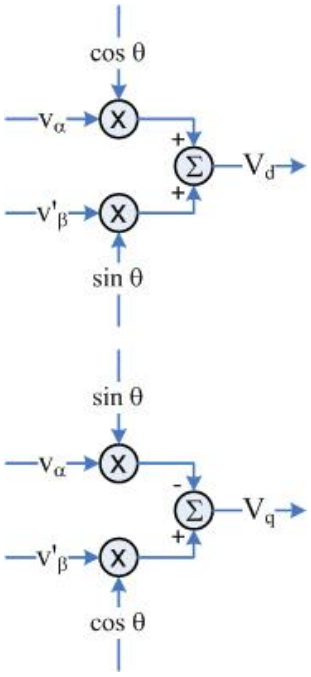
(b) Obtenção de v'_β



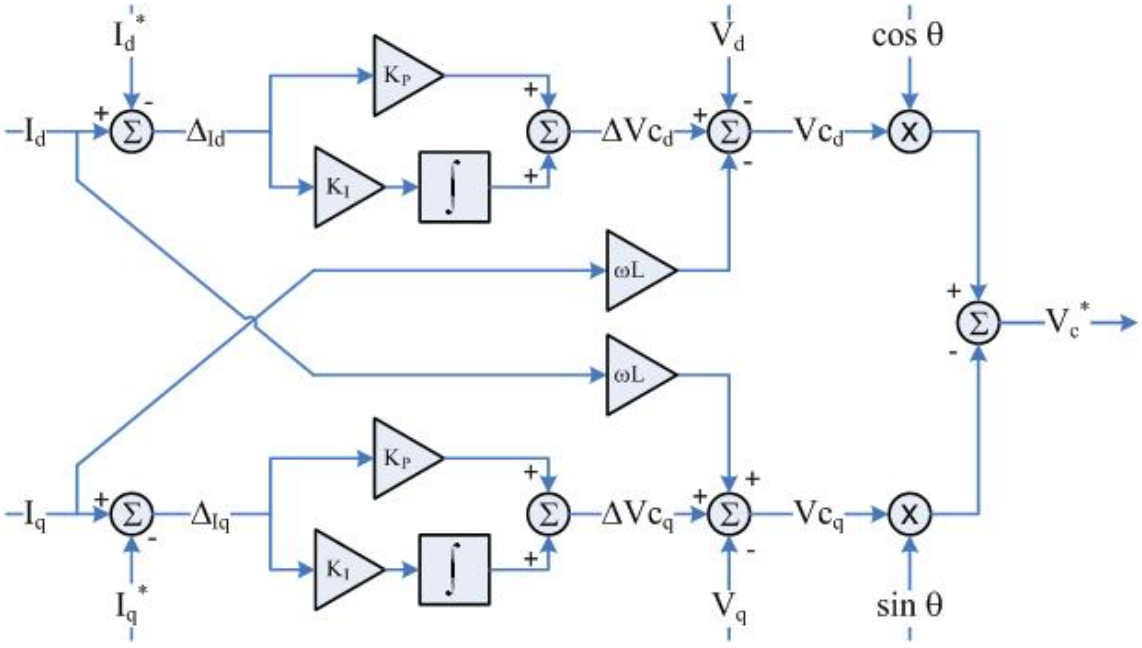
(c) Cálculo de I_d e I_q



(d) Cálculo de I_d^* e I_q^*



(e) Cálculo de V_d and V_q



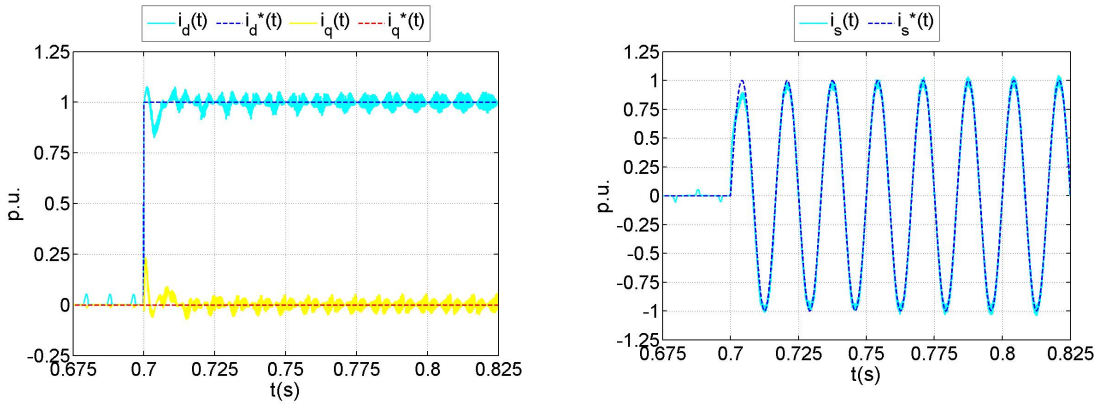
(f) Diagrama de blocos completo

Figura 3.16: Controle Vetorial Monofásico

Para validar este controle foi simulado o retificador em ponte completa, figura 3.3, com os seguintes parâmetros:

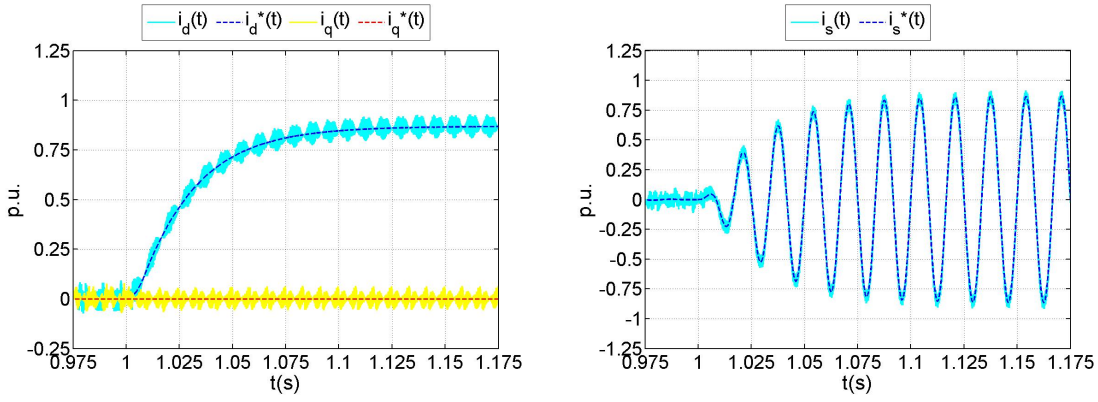
$$\begin{cases} v_s &= 220\text{V} \\ S &= 3300\text{VA} \\ m_f &= 123 \end{cases}$$

O resultado desta simulação é mostrado a seguir.



(a) Correntes e referências no sistema *dq* (b) Corrente e referência monofásicas

Figura 3.17: Modelo Completo - Início do chaveamento do retificador



(a) Correntes e referências no sistema *dq* (b) Corrente e referência monofásica

Figura 3.18: Modelo Completo - Entrada da carga

Apesar de eficaz, este controle exige um grande esforço computacional, devido ao elevado número de operações necessárias para a sua implementação, fato que pode torná-la inviável em alguns casos. Logo, é interessante que este controle seja simplificado.

A primeira simplificação possível é a mudança no ângulo usado como referência na transformação $\alpha\beta$ para dq. Utilizando o ângulo da tensão v_s em vez do ângulo de i_s, isto é, fazendo com que

$$\theta = \omega t, \tag{3.26}$$

na equação (3.10). Isto equivale, na figura 3.12, a sobrepor o eixo d com o vetor v. Como resultado, V_q será sempre nulo e V_d será igual à amplitude de v e deste modo as operações expressas na figura 3.16(e) não são mais necessárias, sendo seus valores diretamente expressos por

$$V_d = \hat{V} \tag{3.27}$$

e

$$V_q = 0. \tag{3.28}$$

Um outro ponto de simplificação é a escolha do sinal i'_β. Ele foi criado de modo a estar em quadratura com a corrente do sistema i_s, possibilitando assim a aplicação da transformada de Park no sistema monofásico. Não representa, portanto, nenhuma grandeza do circuito, o que dá liberdade para uma escolha mais conveniente. Considera-se então, que esta corrente fictícia seja sempre igual à sua referência i^*_β.

$$i'_\beta = i^*_\beta = \hat{I}^* \sin(\omega t). \tag{3.29}$$

Neste caso, a corrente nos eixos dq é expressa por:

$$\begin{cases} I_d &= \quad i_\alpha \cos(\omega t) \quad + \quad i^*_\beta \sin(\omega t) \\ I_q &= -i_\alpha \sin(\omega t) \quad + \quad i^*_\beta \cos(\omega t) \end{cases}. \tag{3.30}$$

E os valores de referência por:

$$\begin{cases} I^*_d &= \quad i^*_\alpha \cos(\omega t) \quad + \quad i^*_\beta \sin(\omega t) \\ I^*_q &= -i^*_\alpha \sin(\omega t) \quad + \quad i^*_\beta \cos(\omega t) \end{cases}. \tag{3.31}$$

O erro de corrente no eixo d é calculado por

$$\begin{aligned}
\Delta_d &= I_d^* - I_d \\
\Delta_d &= [i_\alpha^* \cos(\omega t) + i_\beta^* \sin(\omega t)] - [i_\alpha \cos(\omega t) + i_\beta^* \sin(\omega t)] \\
\Delta_d &= (i_\alpha^* - i_\alpha)\cos(\omega t) + (i_\beta^* - i_\beta^*)\sin(\omega t) \\
\Delta_d &= (i_\alpha^* - i_\alpha)\cos(\omega t) \\
\Delta_d &= \Delta_{i_\alpha} \cos(\omega t) \qquad (3.32)
\end{aligned}$$

E, analogamente, no eixo q

$$\begin{aligned}
\Delta_q &= I_q^* - I_q \\
\Delta_q &= [-i_\alpha^* \sin(\omega t) + i_\beta^* \cos(\omega t)] - [-i_\alpha \sin(\omega t) + i_\beta^* \cos(\omega t)] \\
\Delta_q &= -(i_\alpha^* - i_\alpha)\sin(\omega t) + (i_\beta^* - i_\beta^*)\cos(\omega t) \\
\Delta_q &= -(i_\alpha^* - i_\alpha)\sin(\omega t) \\
\Delta_q &= -\Delta_{i_\alpha} \sin(\omega t) \qquad (3.33)
\end{aligned}$$

As equações (3.32) e (3.33) mostram que, com essa nova escolha de i'_β, é possível calcular os erros já nos eixos d e q sem a necessidade de aplicar a transformada de Park nos sinais de corrente. Ainda seriam necessários os valores de I_d e I_q para o cálculo dos termos de acoplamento entre os circuitos d e q, presentes em (3.24) e (3.25), mas estes termos podem ser desprezados, o que influencia somente a dinâmica inicial do controle. O diagrama de blocos do controle simplificado é mostrado na figura 3.19.

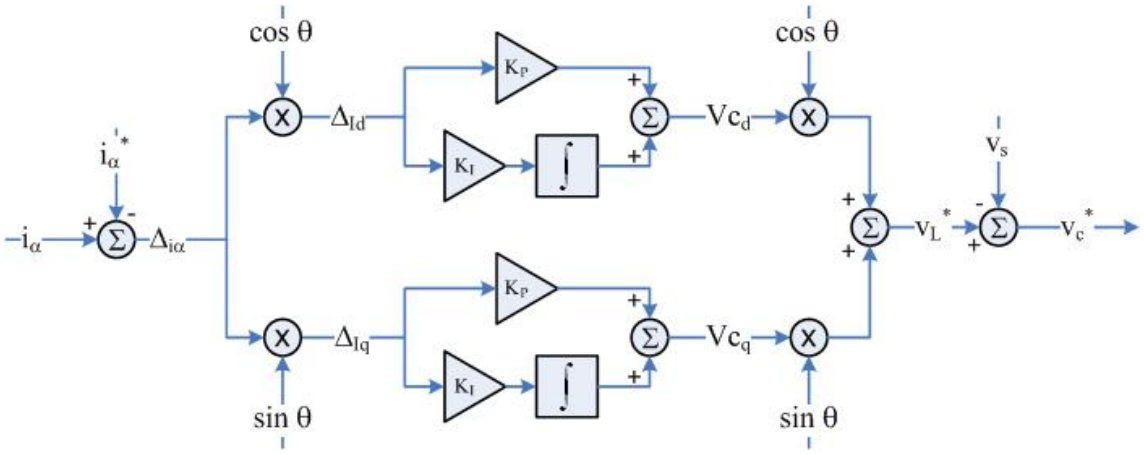
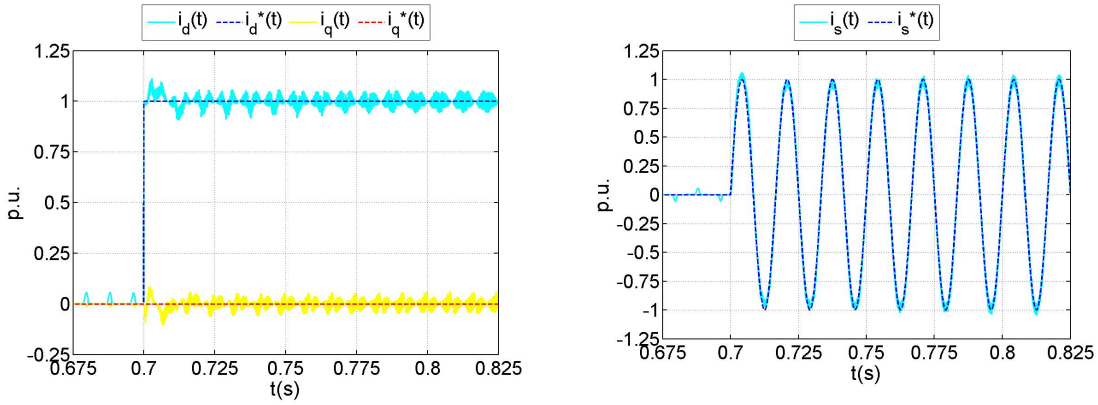


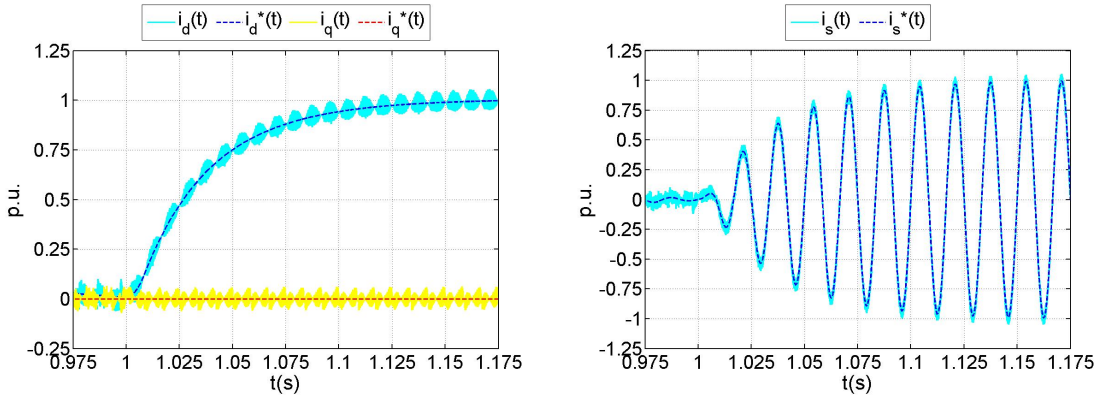
Figura 3.19: Controle Vetorial Simplificado

O mesmo circuito utilizado na simulação do controle vetorial monofásico completo foi novamente utilizado com o controle simplificado. As figuras 3.20 e 3.21 mostram o resultado dessa simulação. Vale ressaltar que os valores de I_d, I_d^*, I_q e I_q^*, mesmo não sendo necessários no controle, foram calculados apenas para a validação do mesmo.



(a) Correntes e referências no sistema dq (b) Corrente e referência monofásicas

Figura 3.20: Modelo simplificado - Início do chaveamento do retificador



(a) Correntes e referências no sistema dq (b) Corrente e referência monofásicas

Figura 3.21: Modelo simplificado - Entrada da carga

3.2.4 Chaveamento *PWM*

A saída do controle vetorial de corrente apresentado é um sinal de referência de tensão, que deverá ser sintetizado na entrada do retificador. No caso dos retificadores

PFC, a técnica mais usada para sintetizar esta tensão é a modulação por largura de pulsos (PWM).

A técnica PWM é originalmente aplicada nos sistemas de telecomunicação. Antes da transmissão de um sinal, ele era modulado e, depois, demodulado no terminal receptor. O mesmo tipo de conceito é aplicado em conversores baseados em eletrônica de potência. A forma onda desejada é modulada e convertida em pulsos de controle das chaves do conversor. Depois, o sinal modulado pelo chaveamento é demodulado através de um filtro, obtendo-se assim a forma de onda desejada.

Na maioria dos casos, uma forma de onda senoidal é desejada, devido à natureza da rede elétrica. O primeiro tipo de PWM, o senoidal ($SPWM$) foi proposto em 1964 [25]. Esquema mais simples de modulação PWM, consiste na comparação da forma de onda senoidal desejada com uma onda periódica. A forma de onda desejada é denominada de referência ou controle e a onda periódica, portadora. A portadora pode ser de qualquer tipo, desde que os pulsos gerados sejam lineares com a referência. Contudo, a utilização de uma onda triangular possibilita a eliminação de várias freqüências no espectro harmônico resultante devido à simetria dos pulsos gerados [26].

A figura 3.22 representa um ramo de um inversor e o esquema $SPWM$ para o seu chaveamento é mostrado na figura 3.23.

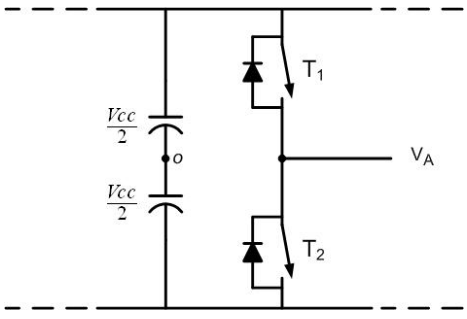
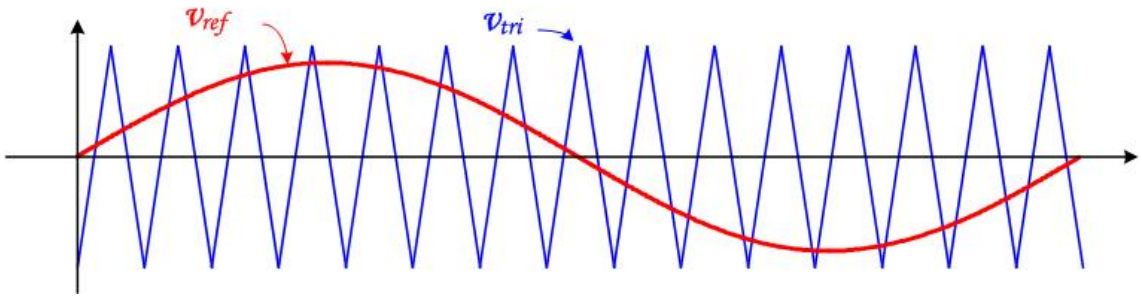
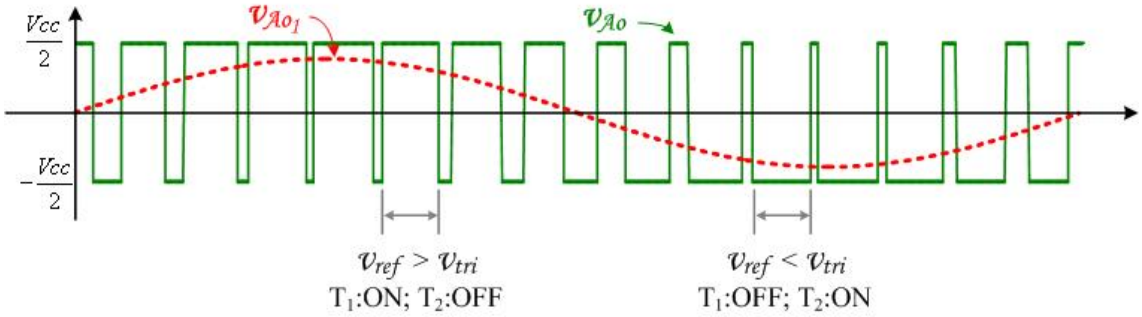


Figura 3.22: Um ramo do inversor PWM

A portadora v_{tri} possui a freqüência definida pela freqüência de chaveamento desejada f_s e o seu valor de pico é representado por $\hat{V}_{tri}$. Já a referência v_{ref} tem a freqüência representada por f_1 e sua amplitude por $\hat{V}_1$. Podem ser definidos agora



(a) Portadora e sinal de referência



(b) Tensão resultante e sua componente fundamental

Figura 3.23: Modulação *SPWM*

dois fatores: o índice de modulação de amplitude

$$m_a = \frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_{tri}}, \tag{3.34}$$

e o índice de modulação de freqüência

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}. \tag{3.35}$$

A regra para o controle das chaves T_1 e T_2 pode ser resumida por

$$\begin{cases} v_{ref} > v_{tri} \Rightarrow T_1 : ON \;\; ; \;\; T_2 : OFF \\ v_{ref} < v_{tri} \Rightarrow T_1 : OFF \;\; ; \;\; T_2 : ON \end{cases} \tag{3.36}$$

As duas chaves nunca ficam ligadas simultaneamente, o que provocaria um curto-circuito no elo CC. Logo, a tensão de saída v_{Ao} possui somente dois níveis distintos: $v_{CC}/2$ e $-v_{CC}/2$. A faixa de funcionamento linear do *SPWM* é obtida para $m_a \leq 1$. Nesta condição o valor de pico da fundamental de v_{Ao} é expresso por

$$\hat{V}_{Ao} = m_a \frac{v_{CC}}{2}. \tag{3.37}$$

Os harmônicos nesta tensão de saída aparecem centralizados na freqüência de chaveamento e seus múltiplos, isto é, em torno dos harmônicos de ordem $km_f, \quad k \in \mathbb{N}$ A tabela 3.2 apresenta as amplitudes dos harmônicos gerados em função de m_a.

Tabela 3.2: Espectro harmônico em função de m_a

Ordem do Harmônico	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Fonte: [27]

Este é o tipo de chaveamento utilizado para o retificador em meia-ponte. Já para a topologia em ponte completa, ilustrada na figura 3.24, existem dois métodos de implementação do chaveamento *PWM*. No primeiro deles, o controle permanece idêntico ao já apresentado para o ramo responsável pela saída v_{Ao} mostrado na figura 3.23(a). O controle do outro ramo é feito de maneira complementar: quando T_1 está fechada, T_3 está aberta e vice-versa. O mesmo vale para T_2 e T_4. Como resultado tem-se que

$$v_{Bo} = -v_{Ao} \tag{3.38}$$

e, a tensão de saída

$$v_{AB} = v_{Ao} - v_{Bo} = 2v_{Ao}. \tag{3.39}$$

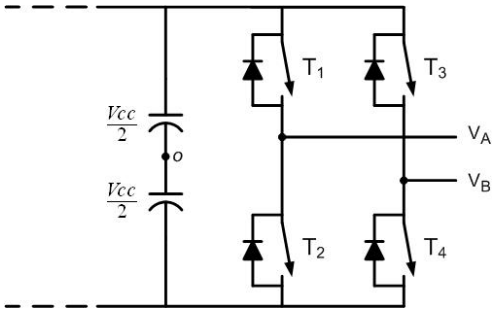


Figura 3.24: Inversor monofásico em ponte completa

A tensão de saída agora varia entre v_{CC} e $-v_{CC}$, conforme a figura 3.25. Por esta razão, este chaveamento recebe o nome de PWM bipolar. A amplitude da componente fundamental é dada por

$$\hat{V}_{AB} = m_a v_{CC}. \tag{3.40}$$

O espectro harmônico é o mesmo apresentado na tabela 3.2.

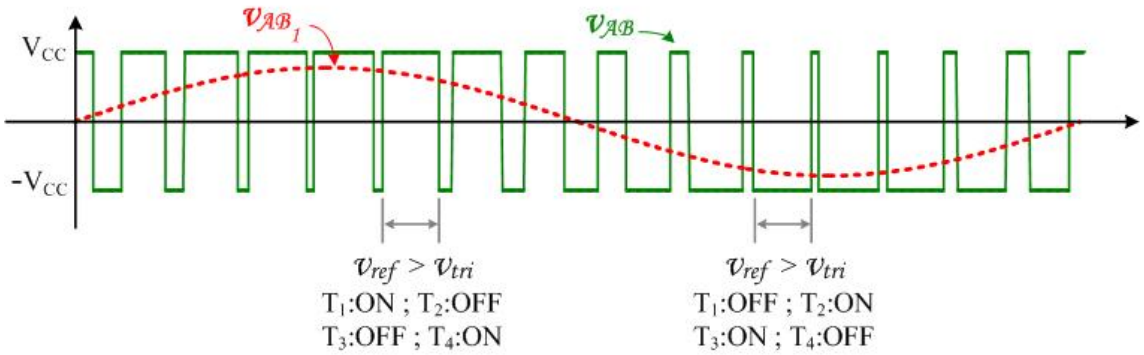
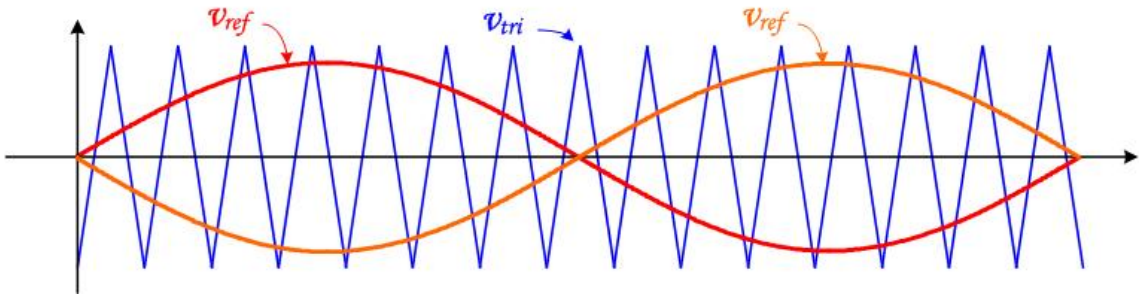
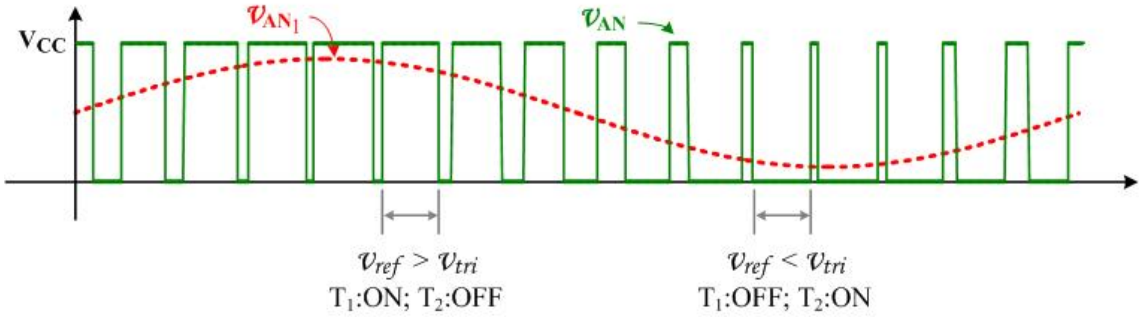


Figura 3.25: Saída do PWM bipolar

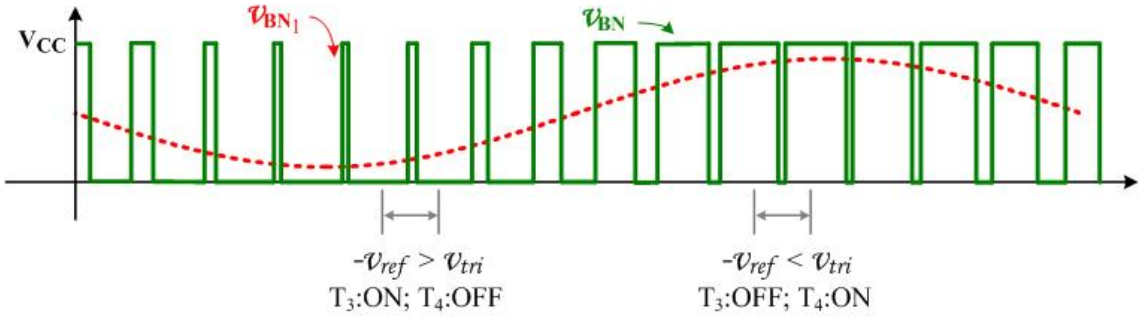
Já no chamado PWM unipolar, as chaves dos dois ramos não operam simultaneamente, sendo estes controlados por referências distintas. O primeiro pela mesma referência v_{ref} e o segundo por $-v_{ref}$, comparados com a mesma portadora, figura 3.26(a). As tensões sintetizadas pelos ramos A e B com referência ao negativo do elo CC são mostradas nas figuras 3.26(b) e 3.26(c). Neste esquema há quatro combinações possíveis, mostradas na tabela 3.2.4. Deste modo, a tensão de saída varia sempre entre v_{CC} e 0 ou entre 0 e $-v_{CC}$, daí o nome de PWM unipolar. A relação apresentada em 3.40 continua válida. A vantagem do PWM unipolar se mostra nos harmônicos presentes na tensão de saída: analisando seu espectro,



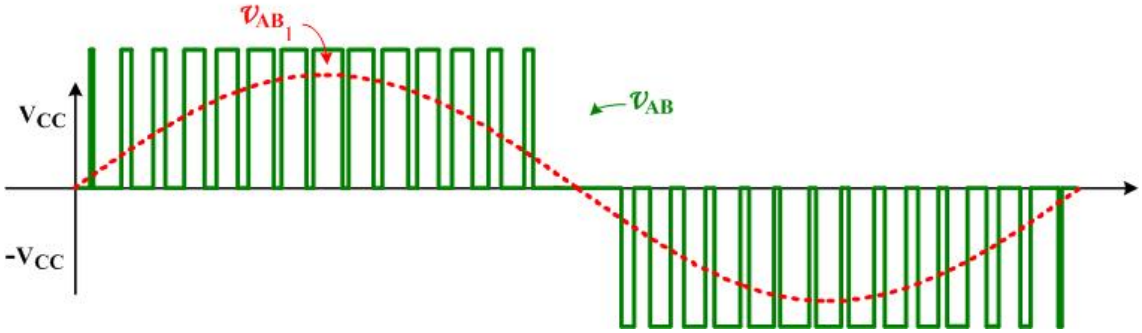
(a) Portadora e sinais de referência



(b) Tensão sintetizada pelo ramo A



(c) Tensão sintetizada pelo ramo B



(d) Tensão na saída do inversor

Figura 3.26: *SPWM* Unipolar

Tabela 3.3: Combinações do *PWM* Unipolar

Chaves ligadas		v_{AN}	v_{BN}	v_{AB}
T_1	T_3	v_{CC}	v_{CC}	0
T_1	T_4	v_{CC}	0	v_{CC}
T_2	T_3	0	v_{CC}	$-v_{CC}$
T_2	T_4	0	0	0

nota-se que os primeiros harmônicos aparecerem em torno de $2m_f$. Além disso, os harmônicos em torno dos múltiplos ímpares de m_f são nulos.

Um modificação deste esquema é necessária para a implementação do Monotri na topologia A2, mostrado na seção 2.2.2. Como há um ramo do retificador que é compartilhado com o inversor trifásico de saída, o controle deste ramo deve satisfazer a esses dois estágios. A opção mais simples, pois não exige sincronização entre a entrada e a saída, é deixar o ciclo de trabalho deste ramo fixo e igual a 50%, de maneira que a tensão resultante, em 60Hz é nula. Já o outro ramo permanece com o ciclo de trabalho dado pela referência calculada pelo controle de corrente. A tensão resultante por este método, para m_a igual a 0.8 e m_f igual a 15, é mostrada na figura 3.27.

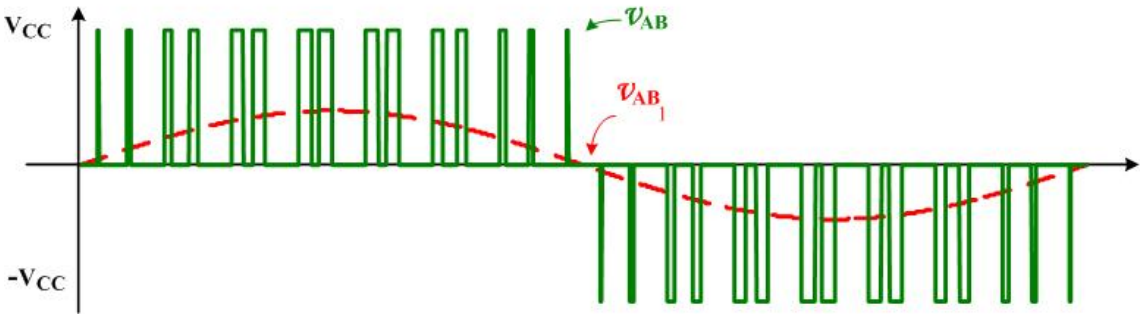


Figura 3.27: Saída do *PWM* unipolar modificado

3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentado o estágio retificador do Monotri e o seu controle. Pode-se destacar neste capítulo o controle vetorial de corrente para conversores monofásicos. Apesar do método proposto inicialmente exigir um grande número de operações, a sua simplificação para o caso específico dos retificadores *PFC* se mostrou capaz de permitir uma fácil implementação.

Capítulo 4

Inversor

Neste capítulo são estudadas as diferentes topologias de inversores. Mesmo havendo muitas similaridades entre eles, há diferenças no controle, principalmente entre as topologias que visam a eletrificação rural e as que visam o acionamento de motores. Devido a essas diferenças, neste capítulo, ao contrário do anterior, o controle de cada topologia é estudado conforme estas são apresentadas.

4.1 Topologias

De forma similar aos retificadores, os primeiros inversores foram baseados em tiristores. A saída era baseada em pulsos na freqüência da fundamental desejada, o que acarretava em harmônicos de baixa ordem, que são de difícil filtragem. Este problema foi minimizado com o surgimento dos conversores multi-pulsos. Nestes conversores, vários pulsos de tensão são somados de maneira que a tensão resultante se aproxime de uma senóide. Mesmo com o desenvolvimento de chaves autocomutáveis (ex.: *IGBT*, *GTO*, *IGCT*, etc) com capacidades cada vez maiores, este inversores ainda são usados quando a faixa de potência é muito alta, a partir de alguns mega-watts.

Na faixa de potência do Monotri, a utilização de chaves auto-comutáveis e a configuração de apenas um nível são perfeitamente viáveis. A tabela 4.1 resume as topologias estudadas neste capítulo.

Tabela 4.1: Topologias dos inversores

Inversor	Topologia do Monotri	Figura
Ponte completa	A2	2.3(c)
Dois ramos com capacitor dividido	A1	2.2(c)
Quatro ramos ativos	R1	2.5

4.2 Inversor em Ponte Completa

Esta topologia de inversor é a mais usada quando se deseja sintetizar uma tensão trifásica a partir de uma fonte CC, como por exemplo na geração fotovoltaica, fontes de energia ininterrupta, etc. Nela, cada um dos três ramos ativos é responsável por uma das fases.

Nesta topologia há oito combinações de chaveamento possíveis. Considerando a lógica booleana para cada ramo onde 1 equivale à chave superior fechada e 0 à chave inferior fechada, a tabela 4.2 representa todos estes estados, que também podem ser observados na figura 4.1.

Tabela 4.2: Estados do chaveamento do inversor trifásico

A	B	C	v_{AN}	v_{BN}	v_{CN}	v_{An}	v_{Bn}	v_{Cn}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	v_{CC}	$-\frac{1}{3}v_{CC}$	$-\frac{1}{3}v_{CC}$	$\frac{2}{3}v_{CC}$
0	1	0	0	v_{CC}	0	$-\frac{1}{3}v_{CC}$	$\frac{2}{3}v_{CC}$	$-\frac{1}{3}v_{CC}$
0	1	1	0	v_{CC}	v_{CC}	$-\frac{2}{3}v_{CC}$	$\frac{1}{3}v_{CC}$	$\frac{1}{3}v_{CC}$
1	0	0	v_{CC}	0	0	$\frac{2}{3}v_{CC}$	$-\frac{1}{3}v_{CC}$	$-\frac{1}{3}v_{CC}$
1	0	1	v_{CC}	0	v_{CC}	$\frac{1}{3}v_{CC}$	$-\frac{2}{3}v_{CC}$	$\frac{1}{3}v_{CC}$
1	1	0	v_{CC}	v_{CC}	0	$\frac{1}{3}v_{CC}$	$\frac{1}{3}v_{CC}$	$-\frac{2}{3}v_{CC}$
1	1	1	v_{CC}	v_{CC}	v_{CC}	0	0	0

Dependendo da aplicação, diferentes controles podem ser utilizados; neste trabalho, é usada a técnica *SPWM*, já apresentada no capítulo 3.

4.2.1 *SPWM* Trifásico

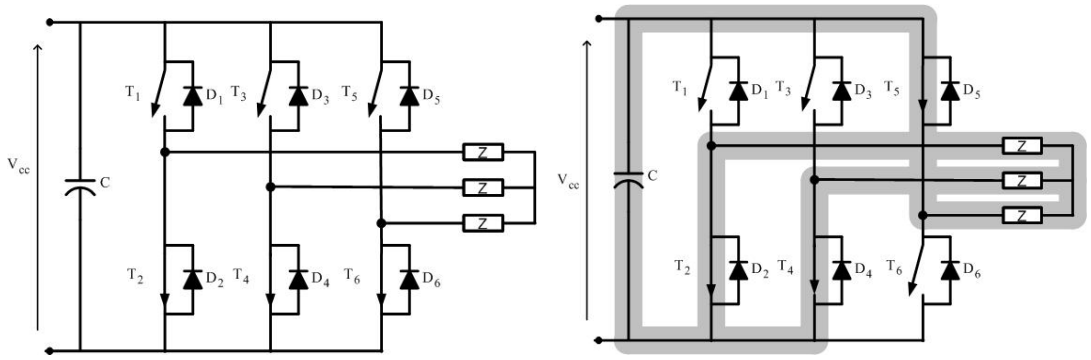
O esquema do *SPWM* trifásico é similar ao apresentado para um ramo do inversor, no item 3.2.4, contudo, agora são necessárias três referências defasadas entre si de 120°, figura 4.2(a). As saídas de cada ramo são idênticas às já mostradas para o inversor monofásico e o seu valor de pico também é dado por 3.37. Já as tensões fase-fase resultantes são dadas por

$$\hat{V}_L = \frac{\sqrt{3}}{2} v_{CC}. \tag{4.1}$$

No que tange aos harmônicos, as tensões de fase também possuem a mesma característica mostrada anteriormente. Já para as tensões de linha, há alguns detalhes a considerar. Os harmônicos de ordem m_f gerados em cada fase estão defasados entre si de $120° \cdot m_f$. Para que na tensão de linha eles sejam cancelados é necessário que

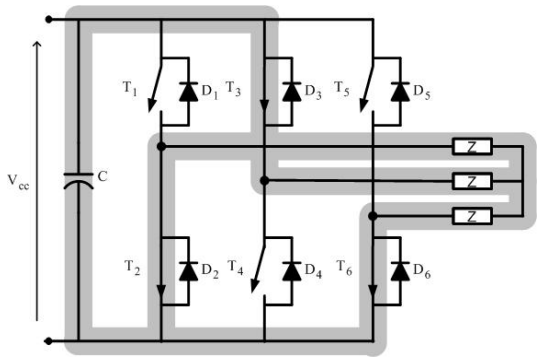
$$120° \cdot m_f = n \cdot 360°, \quad n \in N. \tag{4.2}$$

Para que m_f que satisfaça esta equação, ele deve ser ímpar e múltiplo de 3. Deste modo, todos os harmônicos múltiplos de m_f serão eliminados. A tensão resultante para m_f igual a 15 é mostrada na figura 4.2(c).

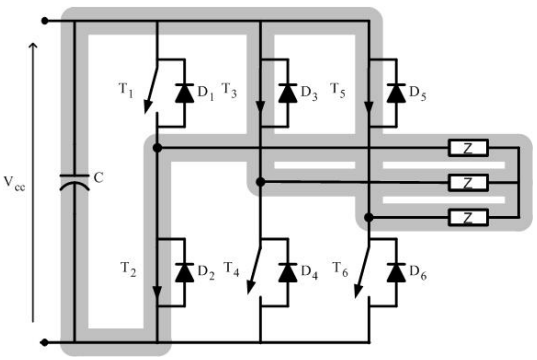


(a) Estado: 000

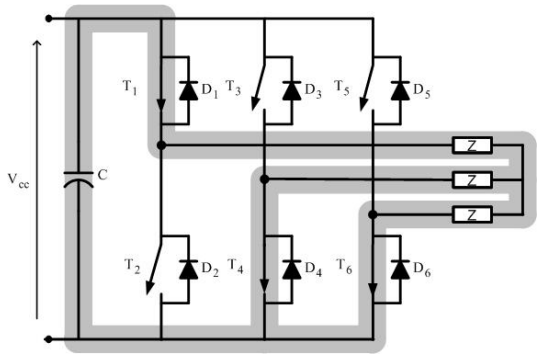
(b) Estado: 001



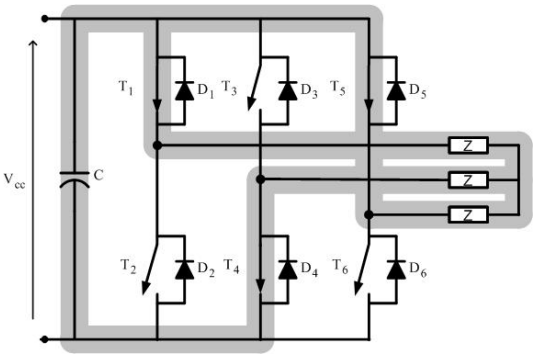
(c) Estado: 010



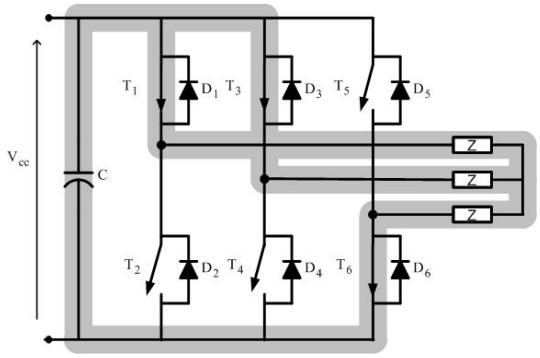
(d) Estado: 011



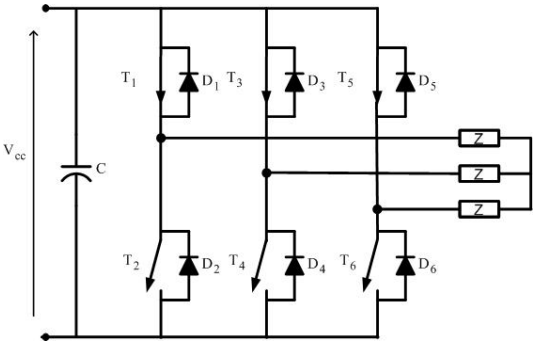
(e) Estado: 100



(f) Estado: 101

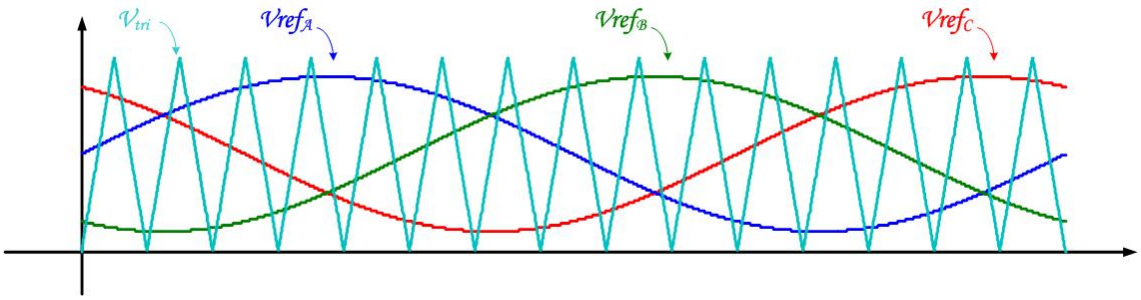


(g) Estado: 110

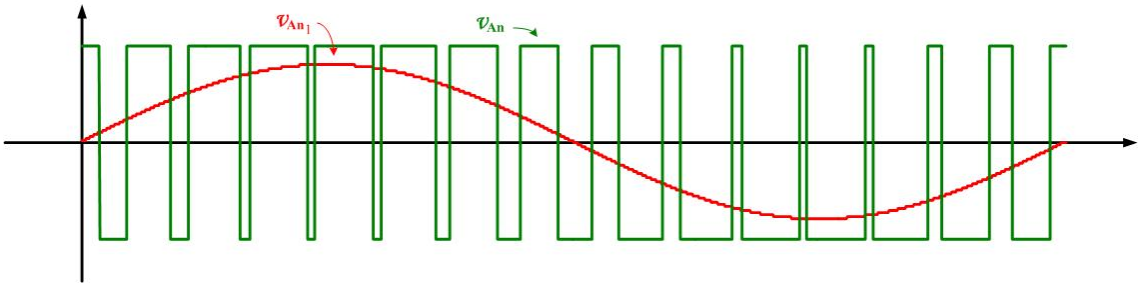


(h) Estado: 111

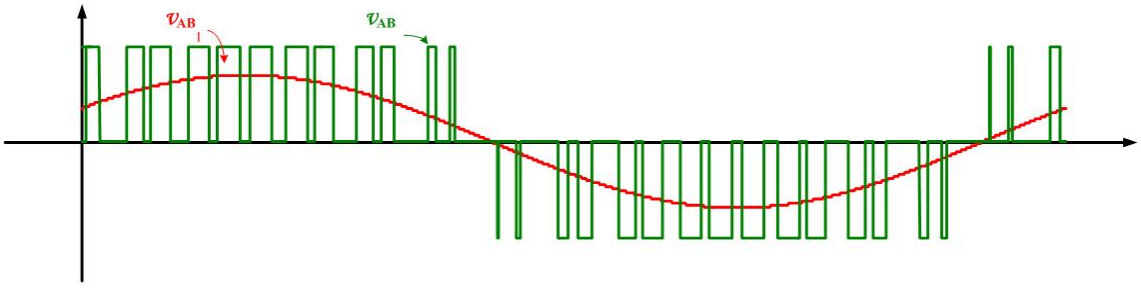
Figura 4.1: Estados de chaveamento do inversor trifásico em ponte completa



(a) Referências e portadora



(b) Tensão v_A e sua componente fundamental



(c) Tensão v_{AB} e sua componente fundamental

Figura 4.2: *SPWM* trifásico

4.3 Inversor com Dois Ramos Ativos

A alternativa para minimizar os custos do inversor para alimentação de motores, esta topologia é capaz de compor um sistema trifásico através de apenas dois ramos ativos, como mostra a figura 4.3.

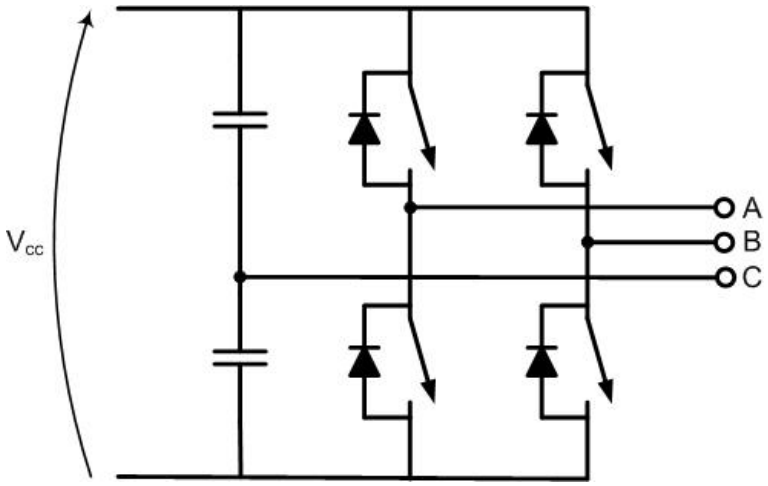


Figura 4.3: Inversor trifásico com dois ramos ativos

Para fornecer tensões trifásicas equilibradas através desta topologia é necessário que a carga seja equilibrada com o neutro desconectado. A figura 4.4 detalha como o sistema é composto. Seja um sistema trifásico composto pelas fontes v_a, v_b e v_c alimentando uma carga trifásica (figura 4.4(a)). São adicionadas ao circuito três fontes idênticas v_0, de mesma amplitude que v_c porém em contra-fase (figura 4.4(b)). Estas fontes representam uma componente de seqüência zero e não afetam as correntes do sistema, devido à ausência de conexão com o neutro. Este novo sistema pode ser reescrito com somente as duas fontes de tensão v_A e v_B, figura 4.4(c),onde:

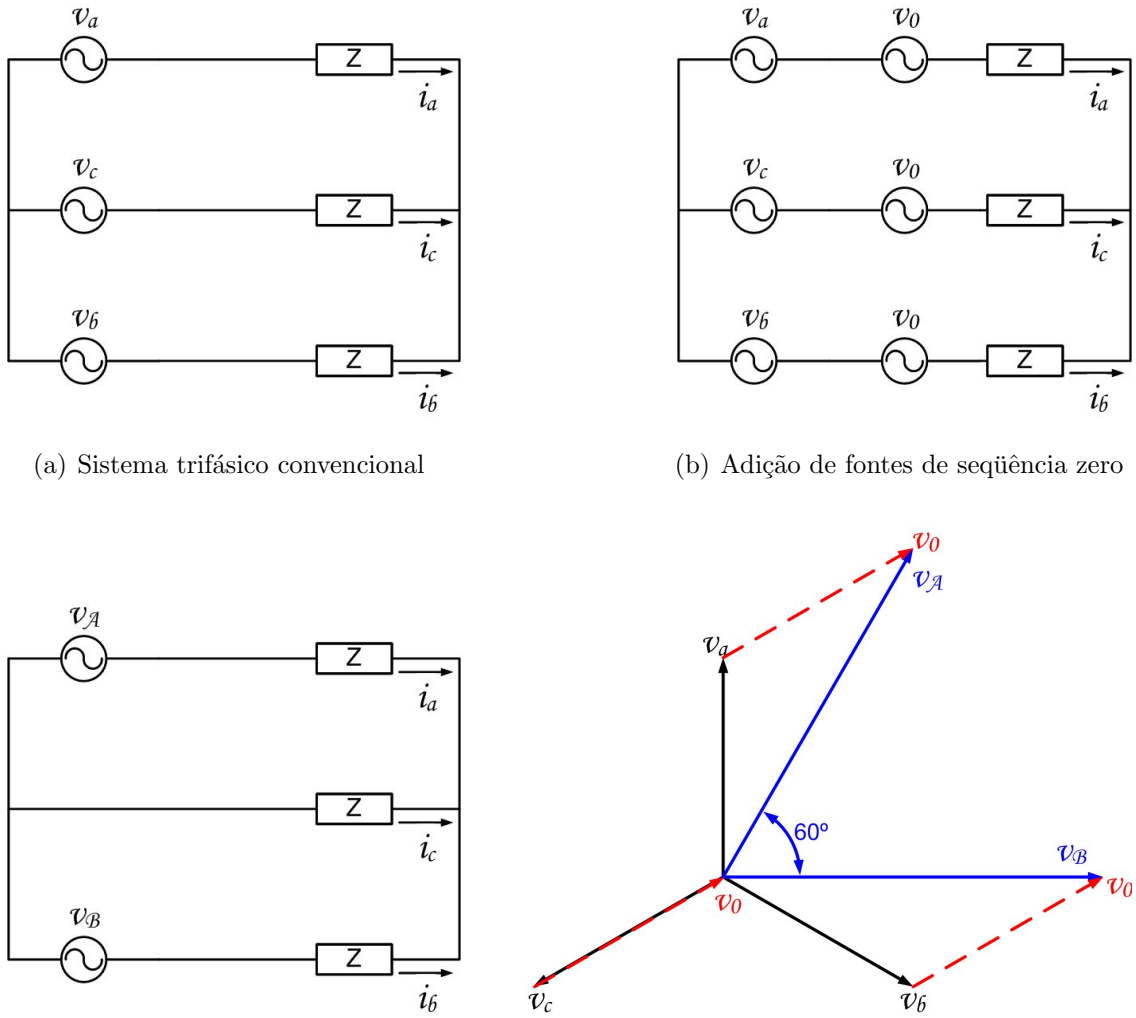
$$v_A = v_a + v_0 \tag{4.3}$$

$$v_B = v_b + v_0; \tag{4.4}$$

A terceira fonte pôde ser eliminada pois a tensão resultante é nula.

$$v_C = v_c + v_0 = 0; \tag{4.5}$$

As tensões v_A e v_B nada mais são que as tensões de linha v_{AC} e v_{BC}. Essas tensões são sintetizadas através da técnica *SPWM* e, para um mesmo valor de m_a,



(a) Sistema trifásico convencional

(b) Adição de fontes de seqüência zero

(c) Sistema trifásico resultante

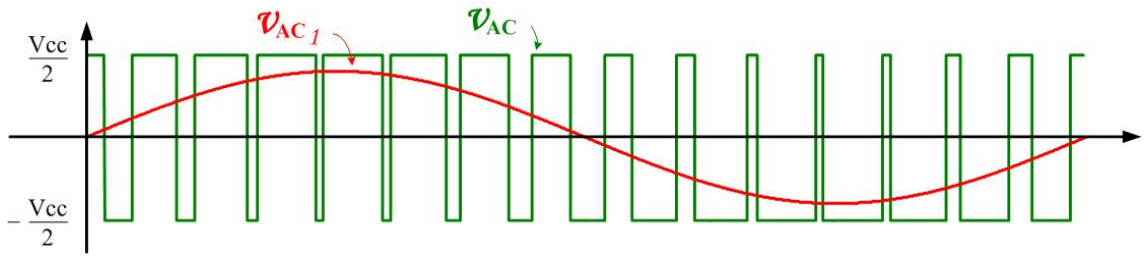
(d) Diagrama fasorial

Figura 4.4: Composição do sistema trifásico com duas fontes de tensão

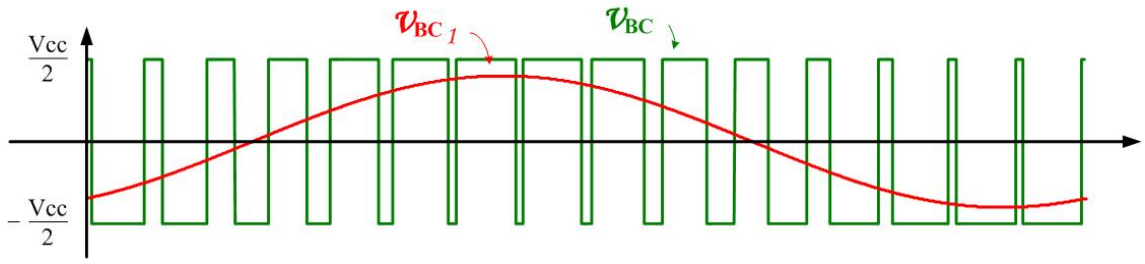
a tensão do elo CC deverá ser $\sqrt{3}$ vezes maior que a tensão do inversor trifásico em ponte completa a fim de disponibilizar a mesma tensão trifásica na saída. A figura 4.5 mostra as tensões na saída desta topologia.

4.4 Inversor a Quatro Fios

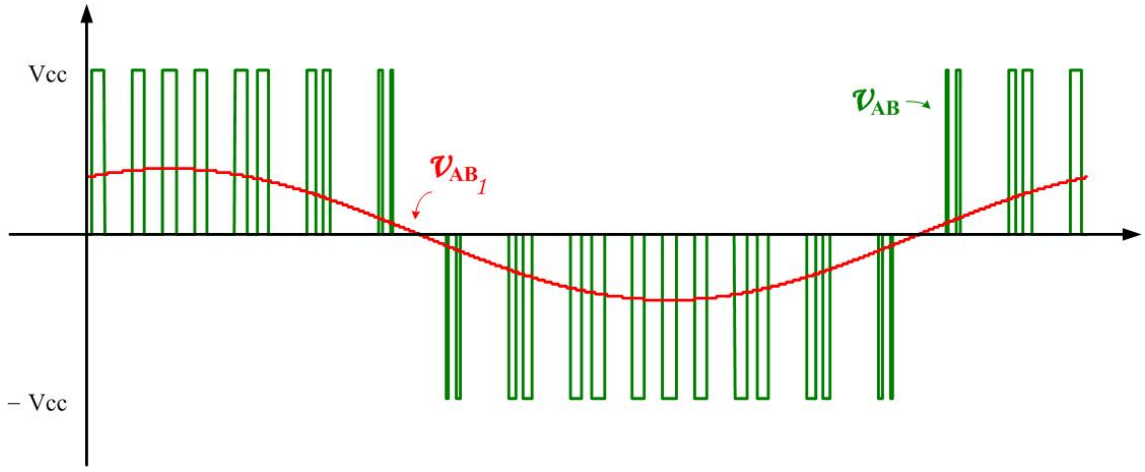
Em sistemas de distribuição não é possível garantir que as cargas são sempre equilibradas. O uso de cargas desequilibradas, ou ainda cargas não-lineares, acarreta o surgimento de correntes de seqüência zero. Daí a necessidade de se fechar o circuito,



(a) Tensão v_{AC}



(b) Tensão v_{BC}



(c) Tensão v_{AB} resultante

Figura 4.5: Tensões resultantes para o inversor com dois ramos

possibilitando a circulação destas correntes pelo neutro, sem que haja desequilíbrio na tensão fornecida.

Nesta topologia, mostrada na figura 4.6, o neutro é disponibilizado através de um ramo ativo, idêntico aos usados nas fases. Toda a corrente de neutro será conduzida por este ramos, não havendo necessidade da configuração dividida do capacitores do elo CC.

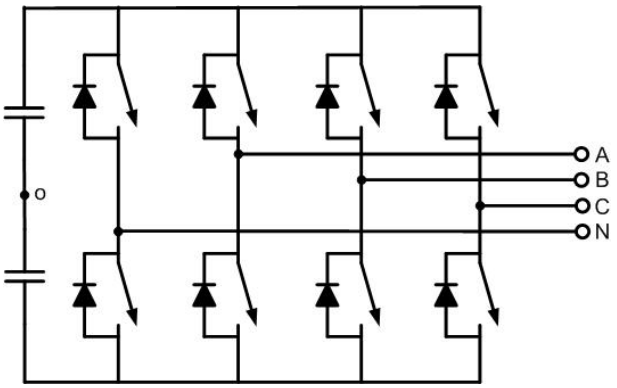


Figura 4.6: Inversor trifásico com quatro ramos ativos.

A tensão disponibilizada na saída agora é dada por:

$$v_{AN} = v_{Ao} - v_{No}; \tag{4.6}$$

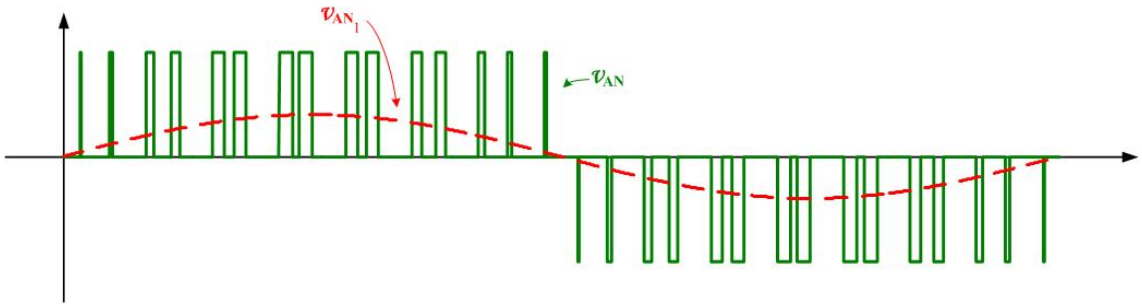
$$v_{BN} = v_{Bo} - v_{No}; \tag{4.7}$$

$$v_{CN} = v_{Co} - v_{No}; \tag{4.8}$$

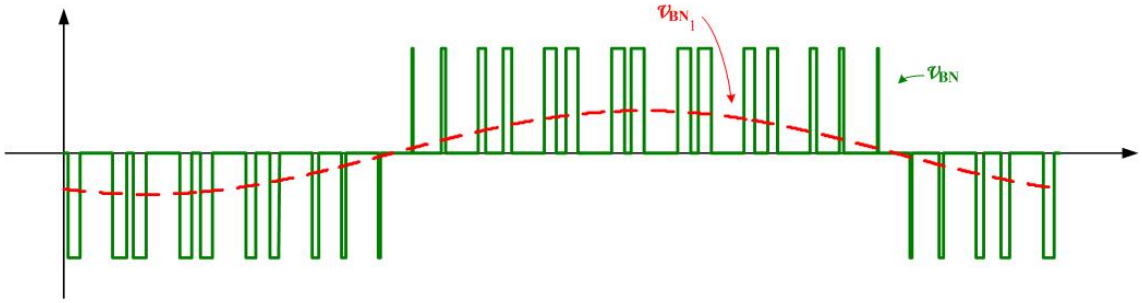
A primeira opção de controle para a saída N é gerar um sinal de referência, para o chaveamento PWM, constante e igual a zero, mantendo as referências das fases idênticas às apresentadas para o PWM trifásico. Desta forma, para o neutro, o chaveamento terá o ciclo de trabalho constante e igual a 50% e, em 60Hz, a tensão v_{No} resultante será igual a zero. Isso fixa o ponto central do triângulo e evita que haja desequilíbrio entre as tensão de fase. Mesmo com o chaveamento do neutro, o valor de pico das tensões fase-neutro resultantes continuam sendo expressos por (3.37).

A influência do chaveamento do neutro na forma de onda das tensões de fase é similar ao efeito provocado pelo chaveamento unipolar do PWM monofásico. Isto é, as tensões não mais variam entre $v_{CC}/2$ e $-v_{CC}/2$, mas sim entre v_{CC}, 0 e $-v_{CC}$. Além disso a freqüência de chaveamento resultante é dobrada. As tensões de saída podem ser vistas na figura 4.7.

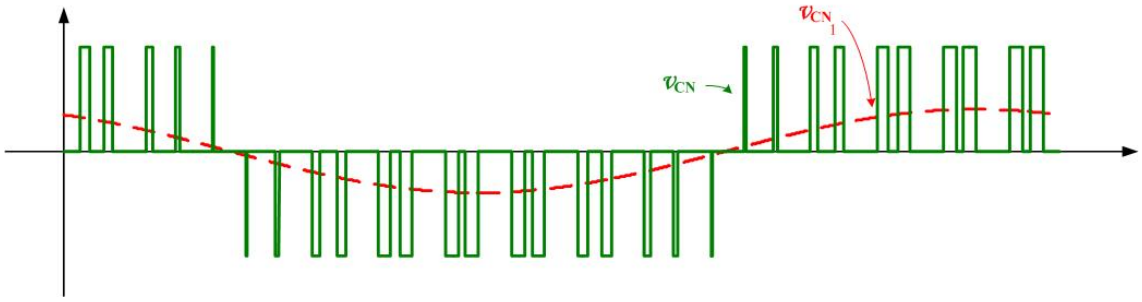
Embora esta estratégia de controle seja eficaz, existem outras opções que fazem um aproveitamento mais eficiente do grau de liberdade a mais conseguido com este quarto ramo ativo [28], [29], [30], [31], [32]. Dentre os métodos estudados, o que apresentou a melhor relação entre facilidade de implementação e resultados foi o método apresentado por Jang-Hwan Kim e Seung-Ki Sul [32].



(a) Tensão v_{AN}



(b) Tensão v_{BN}



(c) Tensão v_{CN}

Figura 4.7: Inversor quatro ramos: tensões

Este método é similar à adição harmônicos de seqüência zero, geralmente o terceiro, utilizado no acionamento de motores, onde, no inversor a três fios, é adicionada uma componente de seqüência zero à referência das três fases, conseguindo um melhor aproveitamento da tensão do elo CC. E, por não haver caminho de retorno, não há circulação de correntes de seqüência zero.

Para que, no sistema a quatro fios, não haja a circulação destas correntes, basta ter como referência do ramo de neutro a mesma parcela que foi somada às três fases. Assim, na composição das tensões de fase, dada pelas equações (4.6), (4.7) e (4.8), estas componentes se anulam.

Todavia, no controle proposto e usado neste trabalho, a tensão de controle do neutro (v_{No}) não é o terceiro harmônico, mas sim, a forma de onda dada por

$$v_{No}^{*} = -\frac{v_{max} + v_{min}}{2}. \tag{4.9}$$

Onde, v_{max} é o valor máximo instantâneo entre as tensões de controle v_a^*, v_b^* e v_c^*. E v_{min} o valor mínimo destes mesmos sinais. O esquema de controle é mostrado no diagrama de blocos da figura 4.8.

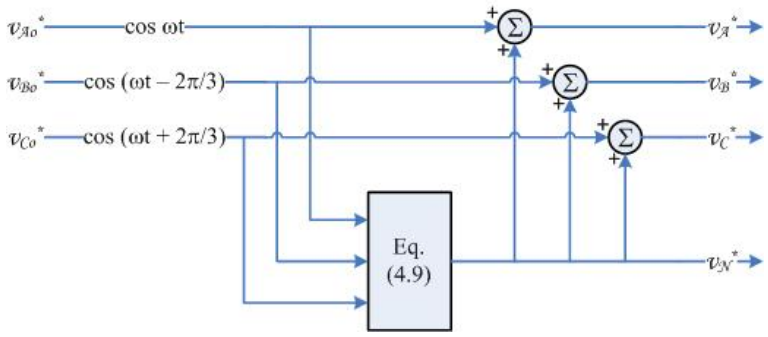


Figura 4.8: Controle do inversor a quatro ramos.

As referências obtidas, mostradas na figura 4.9, são idênticas às obtidas pelo chaveamento *Space Vector PWM*, o que possibilita um chaveamento otimizado, que tem a vantagem de gerar menos harmônicos e possibilitar maiores índices de modulação quando comparado ao *SPWM*, conforme demonstrado em [33].

4.4.1 Filtro Trifásico de Saída

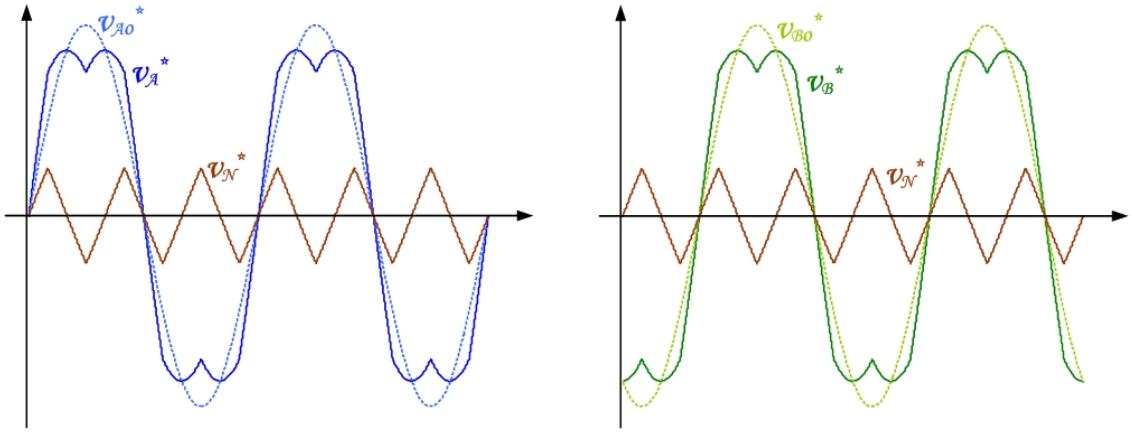
Como já foi apresentado, a tensão trifásica de saída é modulada através da técnica *PWM*. Antes de ser distribuída, esta tensão é demodulada através de um filtro *LC* de segunda ordem, ilustrado na figura 4.10, que tem a seguinte relação entre a tensão de entrada e saída:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1}. \tag{4.10}$$

E a sua freqüência de ressonância (ω_{res}) é dada por:

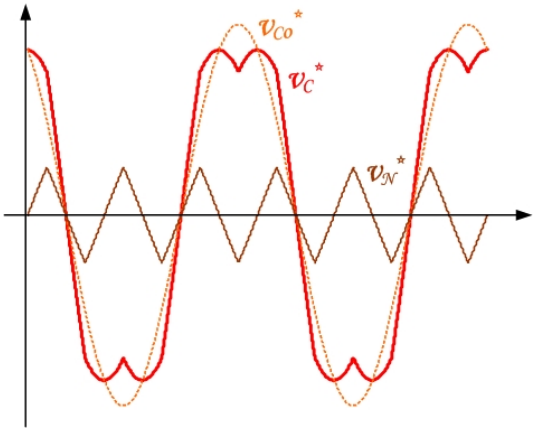
$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{4.11}$$

De maneira a se obter uma atenuação de cerca de 95% na freqüência de



(a) Referências da fase A e neutro

(b) Referências da fase B e neutro



(c) Referências da fase C e neutro

Figura 4.9: Sinais de controle do inversor a quatro ramos

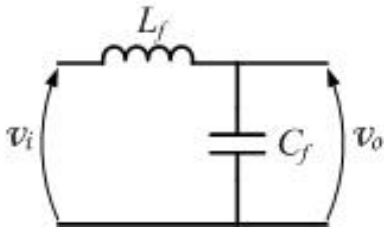


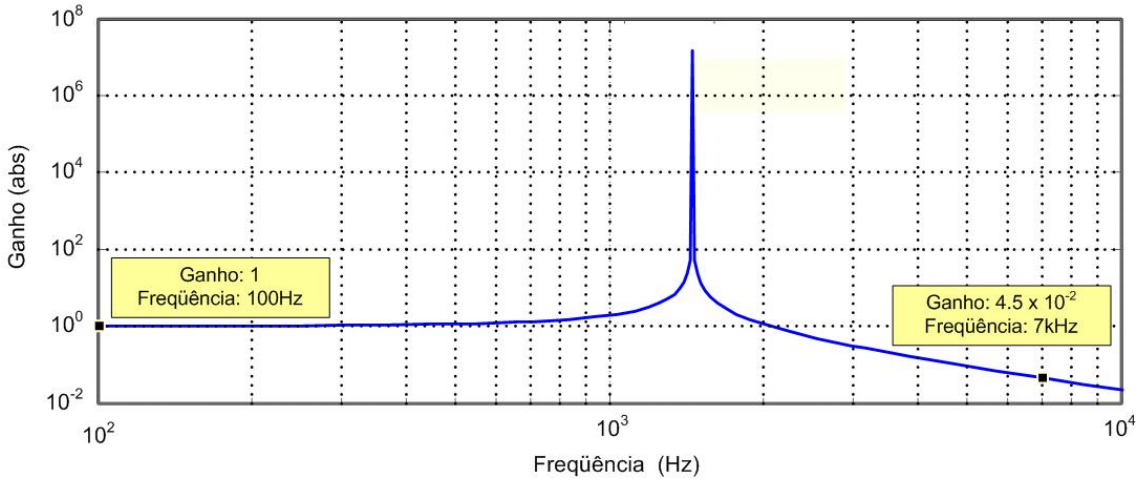
Figura 4.10: Filtro passa baixas.

chaveamento[1], o filtro foi projetado com os seguintes valores:

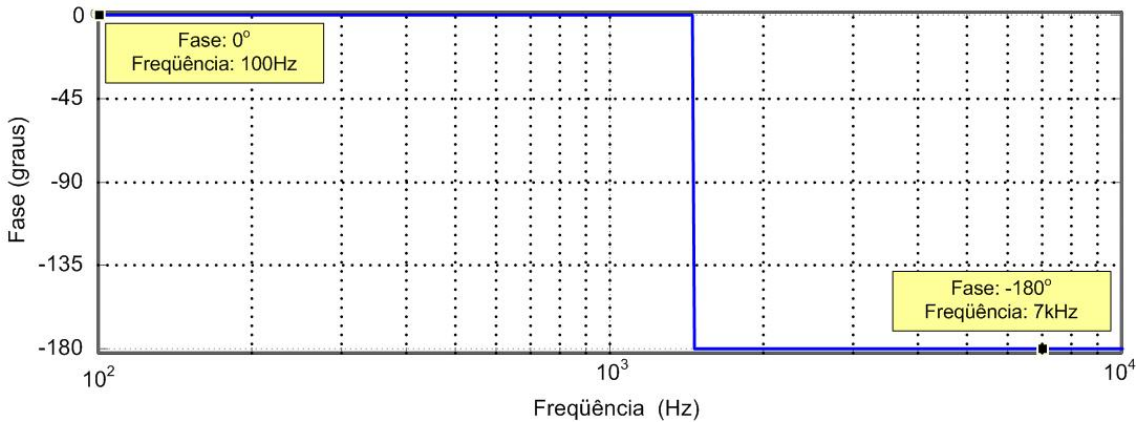
$$\begin{cases} L_f &= 500\mu H; \\ C_f &= 24\mu F; \end{cases} \tag{4.12}$$

Para estes valores, o filtro possui o diagrama de Bode mostrado na figura 4.12.

[1]Foi utilizada como premissa para o cálculo do filtro a freqüência de chaveamento igual a 7kHz



(a) Ganho



(b) Referências da fase B e neutro

Figura 4.11: Diagrama de Bode do filtro passa-baixas.

O indutor utilizado no filtro também exerce a função de indutância de comutação. Esta indutância de comutação também está presente no ramo ligado ao neutro, o que influencia na resposta do filtro. Nesta condição o filtro fica com os seguintes parâmetros:

$$\begin{cases} f_{res} & = & 1kHz; \\ \text{Ganho}(60Hz) & = & 1; \\ \text{Ganho}(7kHz) & = & 4 \times 10^{-2}. \end{cases} \tag{4.13}$$

4.4.2 Controle de Queda de Tensão e Desequilíbrio

Queda de tensão na indutância de comutação

Devido à utilização das indutâncias de comutação, surge um desequilíbrio provocado pela circulação de correntes de seqüência zero. Na figura 4.12(a), as tensões v'_a, v'_b, v'_c e v'_n representam as tensões sintetizadas pelo inversor. A tensão que realmente é entregue à carga é representada por v_a, v_b e v_c. Estas tensões têm entre si a seguinte relação:

$$v_a = (v'_a - v'_n) - v_{La} + v_{Ln} \tag{4.14}$$

$$v_b = (v'_b - v'_n) - v_{Lb} + v_{Ln} \tag{4.15}$$

$$v_c = (v'_c - v'_n) - v_{Lc} + v_{Ln} \tag{4.16}$$

Considerando-se apenas o módulo da componente na freqüência fundamental,

$$v_{Lk} = i_k \omega L_k; \qquad k = a, b, c, n \tag{4.17}$$

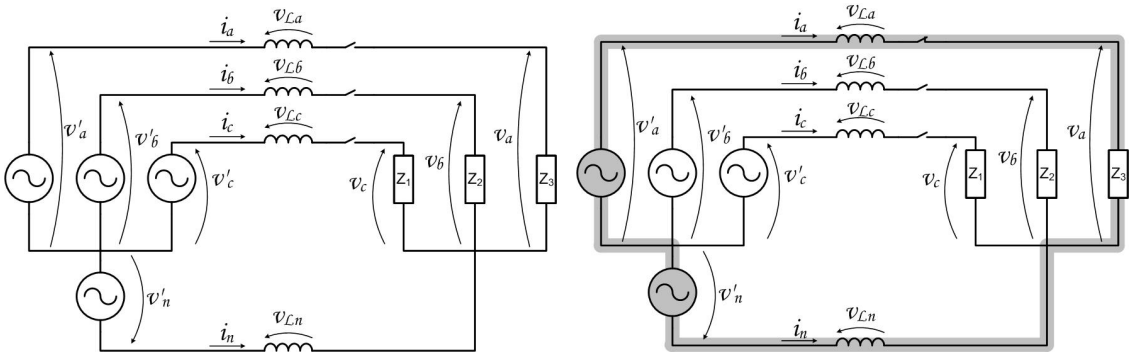
e

$$i_n = -(i_a + i_b + i_c). \tag{4.18}$$

Pelas equações (4.14) a (4.16) observa-se que, além da queda de tensão nas indutâncias de comutação de cada fase, a tensão v_{Ln} exerce influência na tensão de todas as fases. No caso de, por exemplo, a carga estar ligada somente na fase A, conforme ilustrado na figura 4.12(b), e i_n sendo expressa por 4.18, a corrente i_a influenciará a tensão de todas as fases. O diagrama fasorial é apresentado na figura 4.13.

A compensação deste efeito pode ser feita pela medição das correntes de fase. Com a equação (4.17), calcula-se em tempo real, as quedas de tensão nas indutâncias e compensam-se as mesmas nos sinais de controle do *PWM*.

Como a tensão nas indutâncias é adiantada de 90° em relação à corrente, é necessário que o sinal de compensação seja gerado com a fase correta. Como mostrado na seção 3.2.2, o *PLL* utilizado é capaz de detectar tanto a fase quanto a amplitude do sinal de entrada. A corrente de cada fase é então aplicada a este



(a) Sem carga (b) Carga somente na fase A

Figura 4.12: Circuito equivalente do inversor com o filtro passa-baixas.

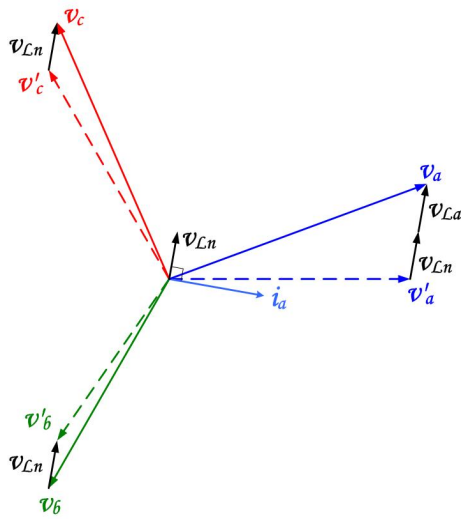


Figura 4.13: Diagrama fasorial.

PLL e a saída é ajustada para que esteja 90° adiantada. Deste modo, a parcela de compensação da queda nos indutores é calculada por

$$v_{L_k} = i_{PLL_k} \quad X_{L_k}, \qquad k = a, b, c, n. \tag{4.19}$$

O diagrama de blocos resultante é mostrado na figura 4.14.

Influência do Tempo Morto

Um dos principais problemas encontrados nos *VSI* com *PWM* em malha aberta é o ganho não linear provocado pelas características não ideais dos dispositivos

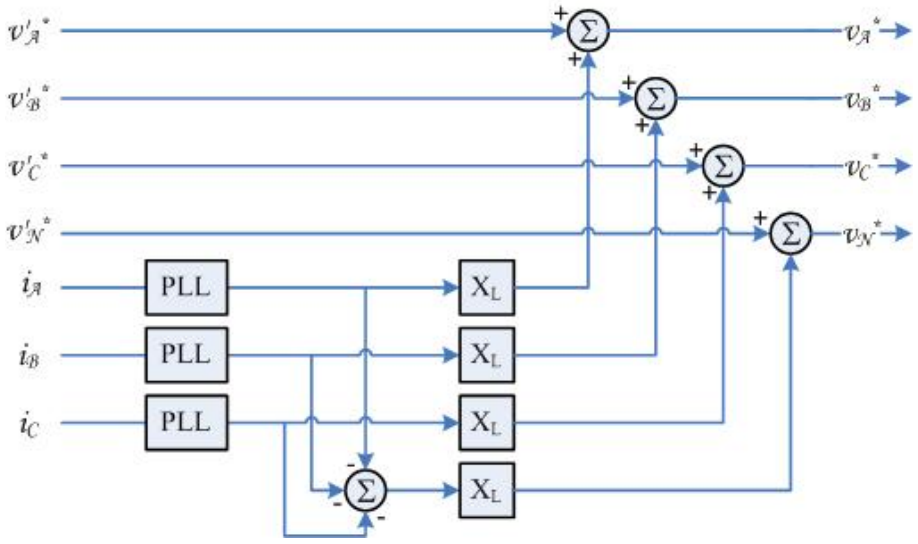


Figura 4.14: Diagrama de blocos do controle de compensação de queda de tensão nos indutores

semicondutores. O mais importante deles é a utilização do tempo morto.

O tempo morto é um atraso adicionado ao comando de fechamento da chave. Esse atraso é necessário para evitar curto circuito no elo CC através das chaves do mesmo ramo, pois o fechamento e abertura das chaves não são instantâneos. A figura 4.15 ilustra este procedimento.

O reflexo do uso do tempo morto pode ser percebido na tensão de saída. Como as duas chaves estão abertas durante este tempo, dependendo do sentido da corrente de saída do ramo, há uma perda ou ganho na tensão de saída, efeito também mostrado na figura 4.15. A perda de tensão por ciclo de chaveamento é dada por:

$$\Delta v_o = \begin{cases} +\frac{t_d}{T_s} v_{CC}; & i_o > 0 \\ -\frac{t_d}{T_s} v_{CC}; & i_o < 0 \end{cases} \tag{4.20}$$

Como este atraso ocorre em cada ciclo da portadora do *PWM*, a distorção na forma de onda aumenta quanto maior for o fator de modulação de freqüência. A figura 4.16 mostra a distorção provocada na tensão, de acordo com o sentido da corrente.

Independentemente do método utilizado, em todas as técnicas de compensação de tempo morto a determinação do sentido da corrente é fundamental [34], [35], [36]

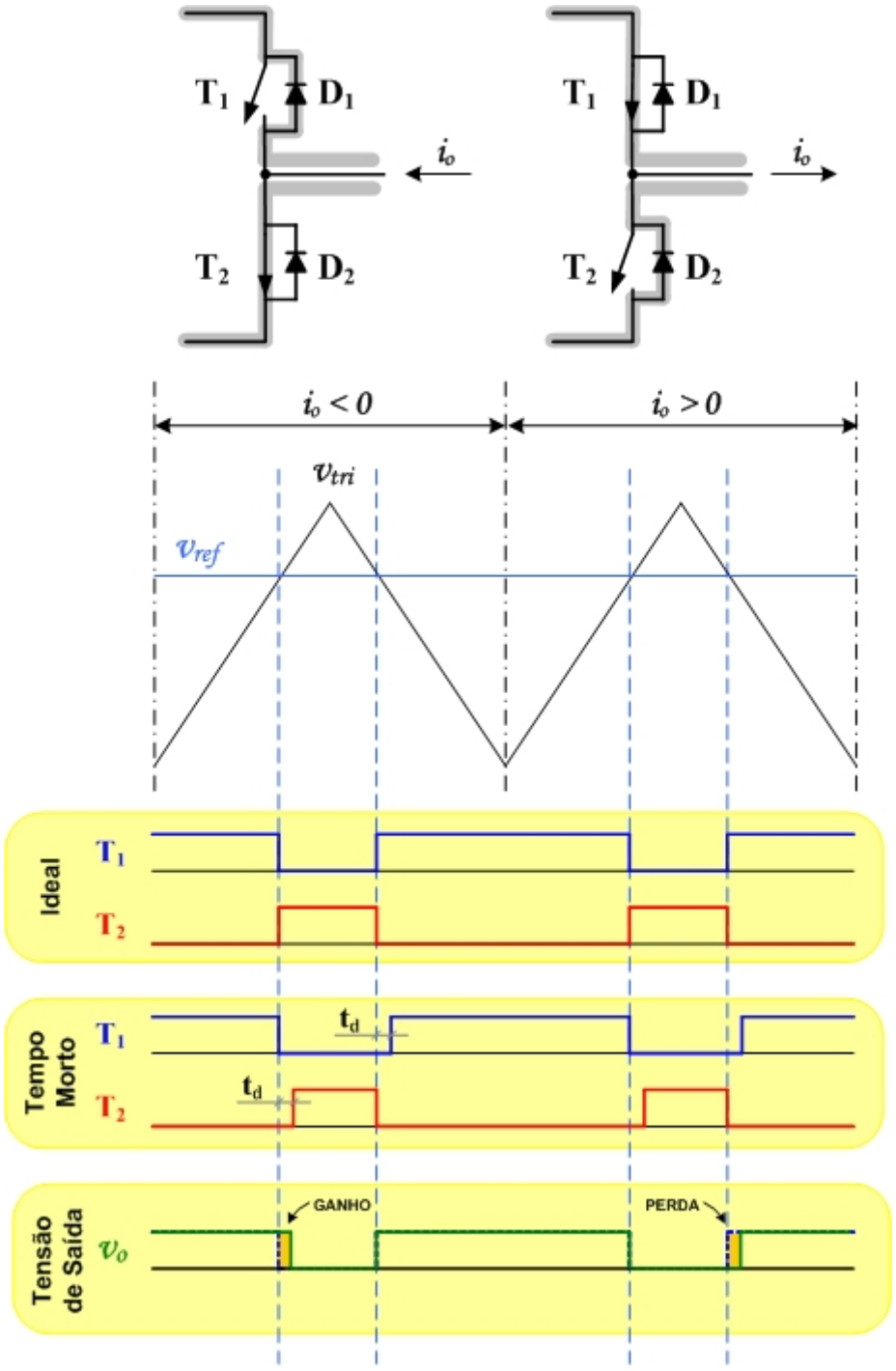


Figura 4.15: Efeito provocado na tensão pelo tempo morto.

[2]. A técnica utilizada neste trabalho consiste em aumentar ou diminuir a referência do PWM de maneira a adiantar ou atrasar o ponto de cruzamento com a portadora.

[2]Como na implementação o *driver* de disparo das chaves semicondutoras é comercial e não possui a compensação do efeito do tempo morto, foram estudadas somente técnicas que atuam no sinal de controle e que sejam passíveis de serem implementadas em um *DSP*.

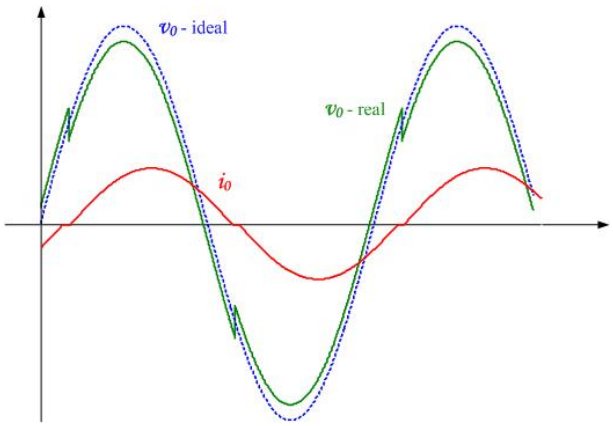


Figura 4.16: Controle do inversor a quatro ramos.

O fator a ser somado ou diminuído da referência é Δv_o dado pela equação 4.20 e obedece a seguinte regra:

$$\begin{cases} i_o < 0 \quad e \quad \frac{dv_{tri}}{dt} > 0 \quad \rightarrow \quad v_{ref} = v_{ref} - \Delta v_o; \\ i_o < 0 \quad e \quad \frac{dv_{tri}}{dt} < 0 \quad \rightarrow \quad v_{ref} = v_{ref}; \\ i_o > 0 \quad e \quad \frac{dv_{tri}}{dt} > 0 \quad \rightarrow \quad v_{ref} = v_{ref}; \\ i_o > 0 \quad e \quad \frac{dv_{tri}}{dt} < 0 \quad \rightarrow \quad v_{ref} = v_{ref} + \Delta v_o; \end{cases} \tag{4.21}$$

A figura 4.17 ilustra este controle. Pode-se observar que a tensão v_o resultante é igual à forma de onda ideal.

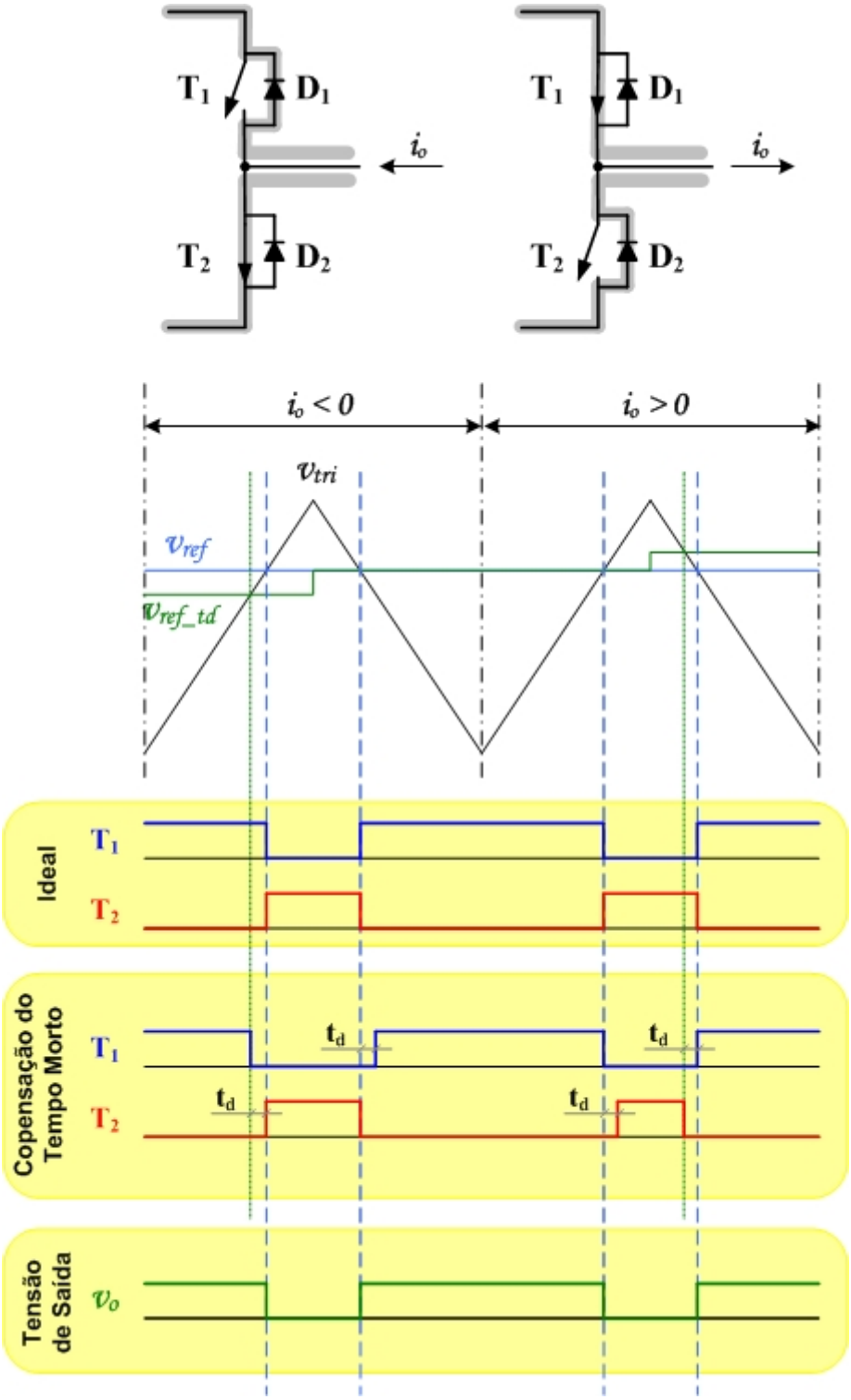


Figura 4.17: Controle de compensação do efeito do tempo morto.

4.5 Conclusões Parciais

O controle dos inversores consiste basicamente em gerar referências senoidais para o chaveamento *SPWM*. No caso dos inversores a quatro ramos, há ainda o filtro de saída que, dependendo da condição de carga, pode provocar desequilíbrios na tensão. Daí a necessidade de se adicionar uma malha de realimentação no controle. A escolha da corrente se deve principalmente ao fato de que a medição de corrente é necessária para, futuramente, implementar a proteção do equipamento contra sobre-carga e curtos-circuitos, visando a concepção de um produto industrial.

Para o acionamento de motores, o filtro de saída não é necessário, pois a alta indutância que caracteriza os motores, por si só, já realizam a filtragem da corrente. Mudanças na referência de tensão são necessárias caso haja algum controle de partida, mas este não é o escopo deste trabalho.

Com a apresentação das topologias e do controle do estágio inversor, todos os componentes do conversor já são conhecidos e agora podem ser apresentados os resultados do Monotri.

Capítulo 5

Implementação e Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados da operação do Monotri. É feita, inicialmente, uma breve descrição do protótipo e, em seguida, são expostos os resultados obtidos experimentalmente.

5.1 Protótipo

Com o objetivo de validar o controle proposto e avaliar o desempenho de cada topologia, foi montado um protótipo, capaz de assumir as diversas topologias apresentadas para o Monotri. O conversor utilizado foi dimensionado de maneira que atendesse a todas as topologias utilizadas, tanto em potência, quanto em número de chaves. Já o controle, foi todo implementado digitalmente, isso permite que a mudança entre as topologias seja feita de maneira simples.

A tabela 5.1 mostra os componentes passivos utilizados. Os outros componentes são descritos em seguida[1].

Indutância de comutação do retificador	5mH/100A
Indutância de comutação do inversor	500μH/50A (x4)
Capacitor do filtro trifásico	24μF/400V (x3)

Tabela 5.1: Protótipo: componentes passivos

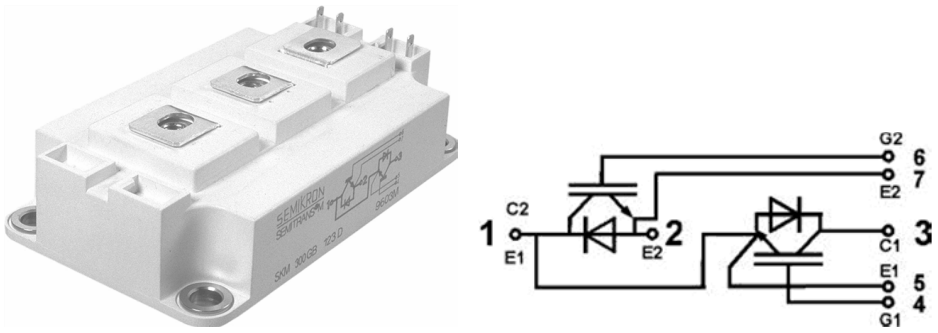
5.1.1 Conversor

O conversor utilizado no circuito de potência do Monotri é formado por 6 módulos SKM-200Gb-124D, montados em uma estrutura de alumínio com dissipação forçada de calor. Cada módulo é composto por dois *IGBTs*, com diodos em anti-paralelo, ligados na configuração de meia-ponte. Ou seja, cada módulo é um ramo do conversor. A figura 5.1 ilustra o módulo SKM-200Gb-124D. Suas especificações estão em [37], de onde destacam-se as seguintes:

- Tensão coletor-emissor nominal (V_{CE}) - $1200V$;
- Corrente nominal (I_c) - $200A$ (85^oC).

Estes módulos estão ligados entre si por barras condutoras, nas quais estão conectados os capacitores do elo CC. São 8 capacitores de $4700\mu F$ / $450V$, de

[1]Como a maioria destes componentes são produtos comerciais, são apenas ressaltadas suas principais características. Informações mais detalhas podem ser conseguidas nos manuais fornecidos pelos fabricantes



(a) O módulo (b) Diagrama de ligações

Figura 5.1: Módulo de *IGBTs* SKM 200GB 124D

fabricação da Epcos. Eles formam quatro ramos, de dois capacitores em série, ligados em paralelo formando um capacitor equivalente de $9400\mu F$ / $900V$. Para cada módulo há um *driver* SKHI 26F [38] responsável por receber os sinais de controle e transmiti-los ao IGBT. Tanto os módulos de IGBTs quanto os *drivers* são fornecidos pela Semikron.

Os *drivers* recebem os sinais de controle por meio de uma interface óptica, o que proporciona algumas vantagens: a transmissão por meio de fibras ópticas promove a isolação elétrica entre o conversor e o *DSP*, além de serem imunes a interferência eletromagnética. Cada driver possui duas entradas, uma para cada *IGBT* do ramo, e uma saída, que emite um sinal de erro para cada ramo. O sinal de erro é emitido em caso de subtensão na alimentação ou corrente de curto-circuito nos *IGBTS*. Além dessas duas proteções, o SKHI26F possui intertravamento, para que os dois *IGBTs* não sejam acionados simultaneamente, e gera automaticamente um tempo morto de $3{,}3\mu s$.

5.1.2 Processador Digital

O Microprocessador utilizado no desenvolvimento do projeto é o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F2812 que faz parte da plataforma C2000 DSP da *Texas Instruments*. Ele é um microprocessador de 32 bits, em ponto fixo, com performance de até 150MIPS, arquitetura *Havard*, conversor AD de 12 bits, memória Flash e periféricos "*on-chip*". A figura 5.2 mostra o diagrama simplificado do DSP.

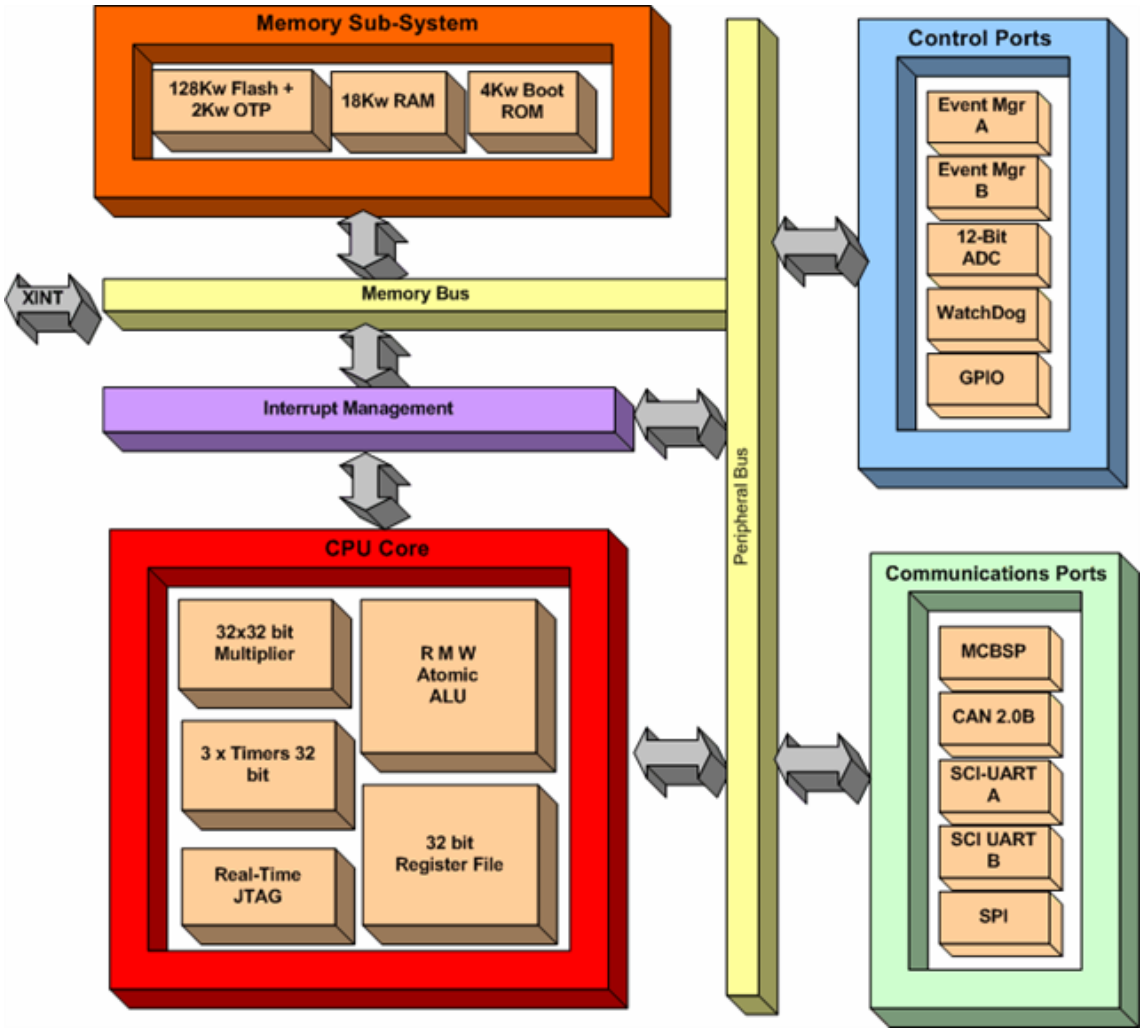


Figura 5.2: Diagrama simplificado do TMS320F2812

5.1.3 Placas de Interface

Para a execução do controle, realizado pelo *DSP*, é necessário que este receba os sinais de medição das tensões e correntes do sistema e, após realizados os cálculos, envie os pulsos de comando aos *IGBTs*. Esta interface não é feita diretamente, devido aos diferentes níveis de tensão. Então são usadas as seguintes placas de interface:

Medição e Condicionamento de Sinais - Baseada em sensores de efeito Hall, tanto para a medição de tensão [39] quanto de corrente [40], ambos fabricados pela LEM. A saída destes sensores é condicionada para a faixa de tensão compatível com a entrada do conversor AD, zero a três volts.

Disparo Óptico - Os sinais de chaveamento gerados pelo *DSP* são convertidos em sinais ópticos, de maneira a torná-los compatíveis o driver SKHI26F utilizado no protótipo.

5.2 Resultados

Para estabelecer parâmetros para a análise do desempenho do Monotri, foram calculados, para as grandezas medidas, os seguintes valores:

Valor eficaz (*RMS*) Calculado para todas formas de onda de tensão e corrente alternadas, quando em regime permanente;

Valor médio Calculado para as grandezas CC;

Distorção Harmônica Total (*THD*) Calculado para todas formas de onda de tensão e corrente alternadas;

Defasagem e fator de potência Calculado em relação a tensão e a corrente monofásica;

Índices de desequilíbrio Calculado para os valores da tensão e correntes trifásico. Consistem na razão entre as componentes de seqüência zero (f_0) e negativa (f_2) e a componente de seqüência positiva. As componentes de seqüência são calculadas a partir da componente fundamental determinada por meio da *fft* (*Fast Fourier Transform*) e então é aplicada a transformada de Fortescue.

5.2.1 Topologias para Acionamento

Para a realização dos testes com essa topologia foi utilizado como carga um motor de indução trifásico acoplado ao eixo de um gerador CC, que servia como carga mecânica. As especificações destas máquinas são mostradas nas tabelas 5.2 e 5.3. Acoplado ao gerador, há um tacômetro cuja saída tem a relação linear de 1V para 45rpm.

Fabricante	WEG
Potência	1/4 HP
Rotação Nominal	1700rpm
Tensão Nominal	220V/380V
Freqüência	60Hz
Rendimento	0.727
$\cos\phi$	0.83

Tabela 5.2: Características do motor de indução

Fabricante	WEG
Potência	1/4 HP
Tensão Nominal	200V
Rotação Nominal	2000rpm

Tabela 5.3: Características do gerador CC

A topologia A1 é formada pela associação de um retificador em meia-ponte com um inversor a dois ramos, conforme descrito na seção 2.2.1. Para o funcionamento do estágio retificador, sendo

$$V_s = 127V \quad , \tag{5.1}$$

a tensão do elo CC deverá ser, no mínimo, igual a 360V, conforme a especificação da equação 3.1.

De acordo com o controle apresentado para o inversor a dois ramos, para que a tensão de saída seja igual à tensão nominal do motor utilizado com

$$m_a = 0,9 \quad , \tag{5.2}$$

a tensão do elo CC deverá ser

$$v_{CC} \quad = \quad 650V \quad . \tag{5.3}$$

Como este valor é superior ao valor mínimo necessário para o funcionamento do retificador, este será o valor de referência para o elo CC. A tabela 5.4 mostra as especificações utilizadas nos testes desta topologia.

Tensão de Entrada	127V / 60Hz;
Tensão de Saída	220V / 60Hz;
Tensão do elo CC	650V;
Freqüência de chaveamento	7380Hz.

Tabela 5.4: Especificação da topologia A1

A topologia A2 possui os mesmo requisitos da topologia A1, conforme o apresentado na seção 2.2.2, e apresentados na tabela 5.4.

A seguir são apresentados os resultados da operação destas duas topologias. As figuras 5.3 e 5.4 mostram os valores da tensão e corrente de entrada, além da tensão do elo CC regulada no seu valor de referência.

Nas figuras 5.5 e 5.6 são mostradas as tensões de alimentação do motor[2], nos seus valores nominais.

Já nas figuras 5.7 e 5.8, as tensões de alimentação têm os seus valores de amplitude e freqüência reduzidos à metade do valor nominal.

[2]Como não é usado filtro passa-baixas nas topologias de acionamento, as tensões de alimentação do motor são filtradas apenas para a medição

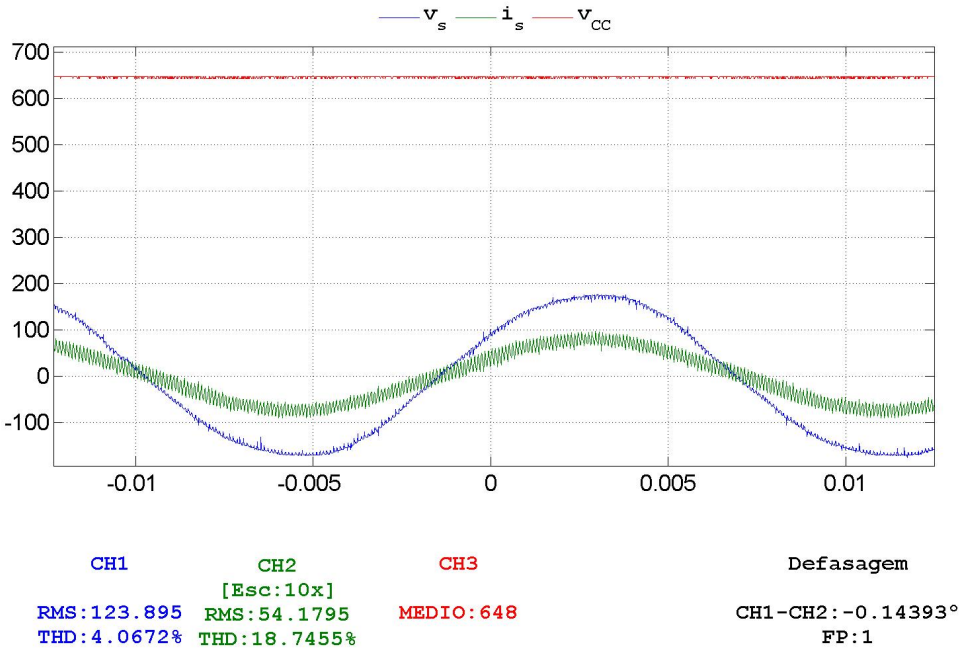


Figura 5.3: Topologia A1 - Tensão e corrente monofásicas e tensão do elo CC. (CH1: v_s ;CH2: i_s [10:1];CH3: V_{CC})

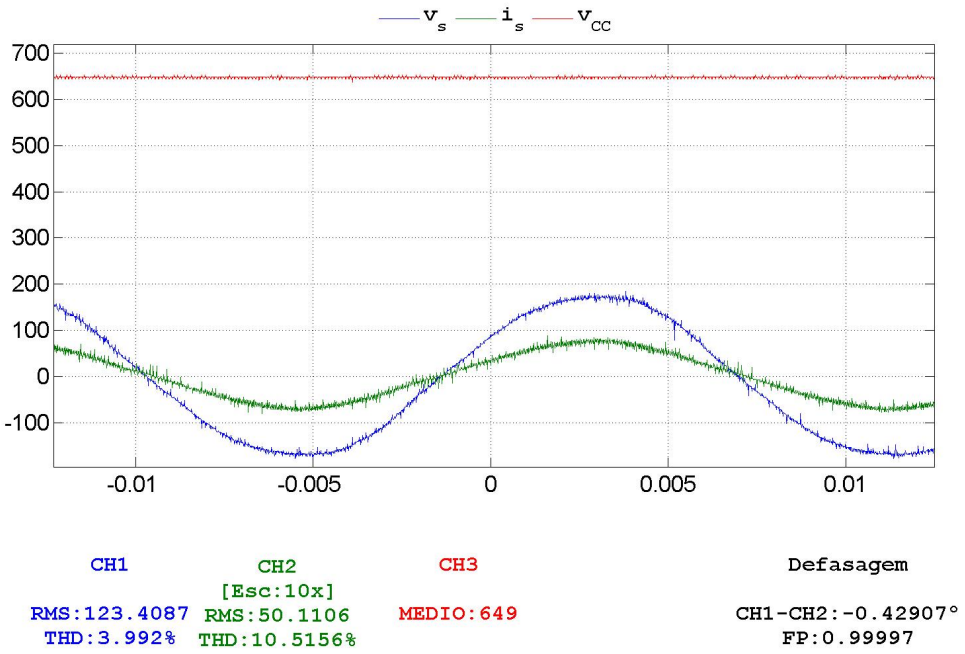


Figura 5.4: Topologia A2 - Tensão e corrente monofásicas e tensão do elo CC. (CH1: v_s ;CH2: i_s [10:1];CH3: V_{CC})

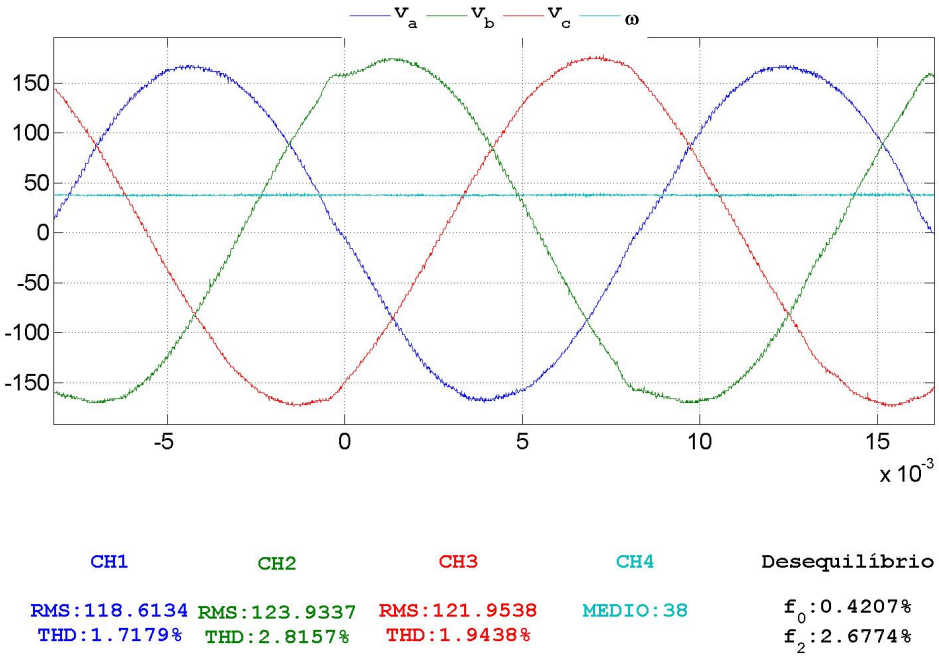


Figura 5.5: Topologia A1 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 60Hz.. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω)

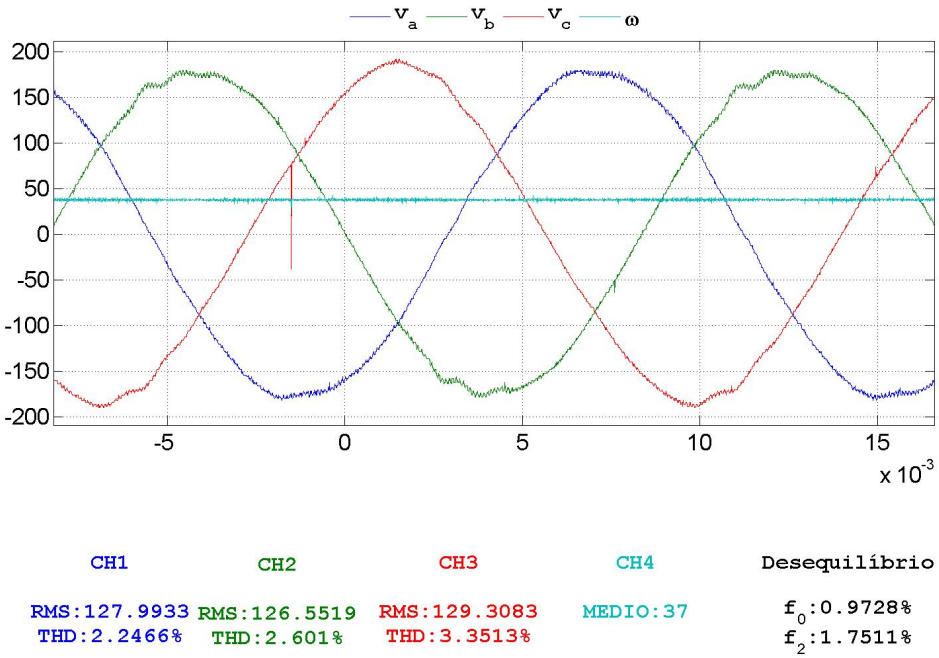


Figura 5.6: Topologia A2 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 60Hz.. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω)

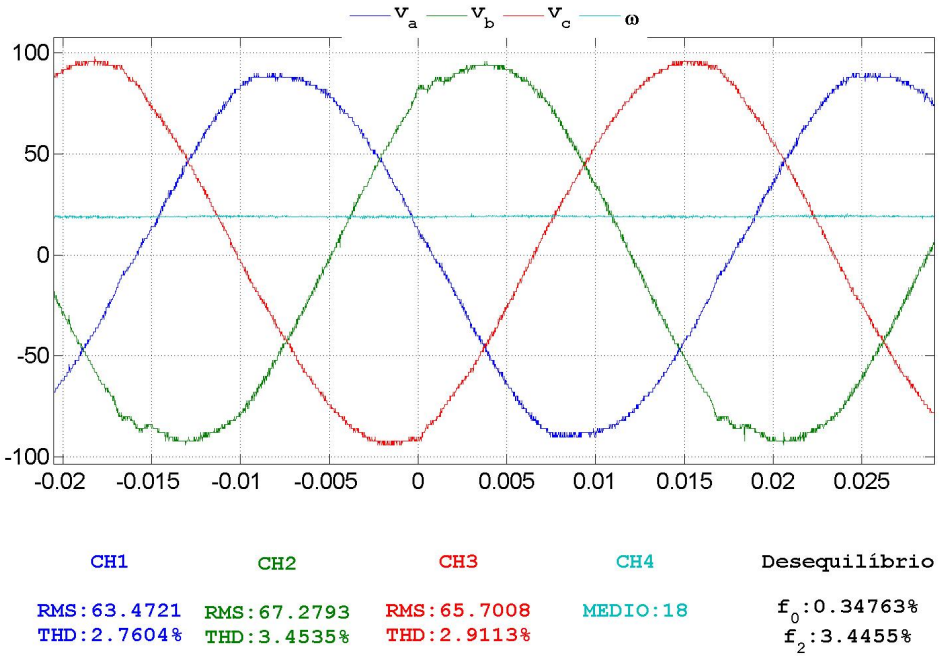


Figura 5.7: Topologia A1 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 30Hz. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω)

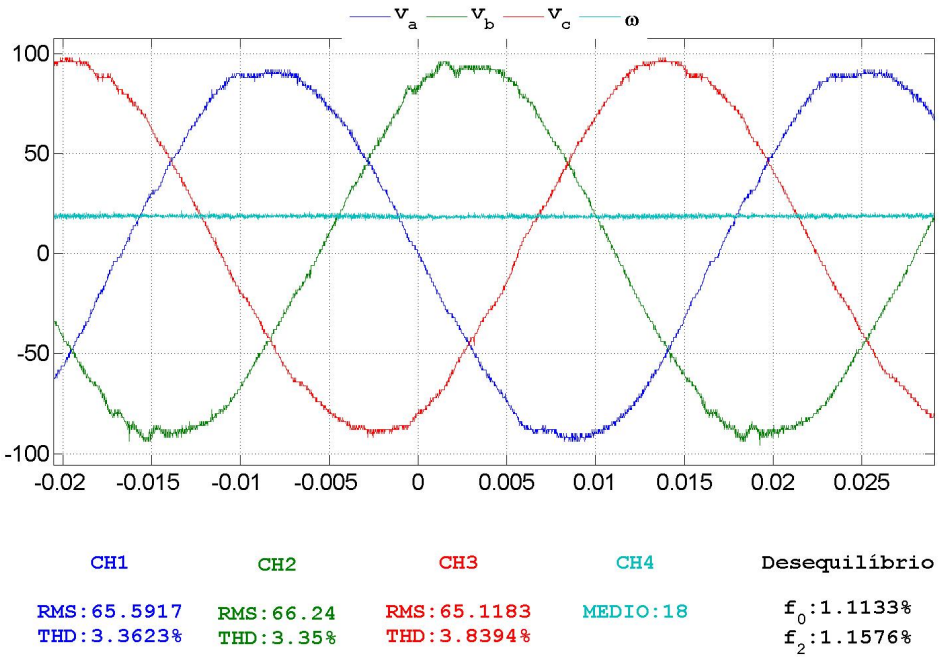


Figura 5.8: Topologia A2 - Tensões trifásicas e velocidade, para a freqüência de 30Hz. (CH1: v_a ;CH2: v_b;CH3: v_c: CH4: ω)

5.2.2 Monotri para a Eletrificação Rural

Para a realização dos testes nesta topologia foram utilizadas cargas de 4,5kW por fase, ligadas em estrela, com o neutro ligado ao ponto central. Os testes foram realizados nas seguintes situações de carga:

i. Vazio - Nenhuma carga ligada;

ii. Monofásica - Somente a carga da fase A ligada;

iii. Bifásica - Cargas das fases A e B ligadas;

iv. Trifásica - Cargas das três fases ligadas.

Para o lado monofásico foram medidos os valores de v_s, i_s e v_{CC} para em duas situações: em vazio (figura 5.9) e em carga nominal (figura 5.10). Nos respectivos gráficos encontram-se também os valores calculados para o fator de potência e para a potência de entrada. A dinâmica de regulação do elo CC no momento do início do chaveamento é mostrada na figura 5.11, no instante de adição da carga trifásica, na figura 5.12 e sua influência na tensão trifásica de saída na figura 5.13.

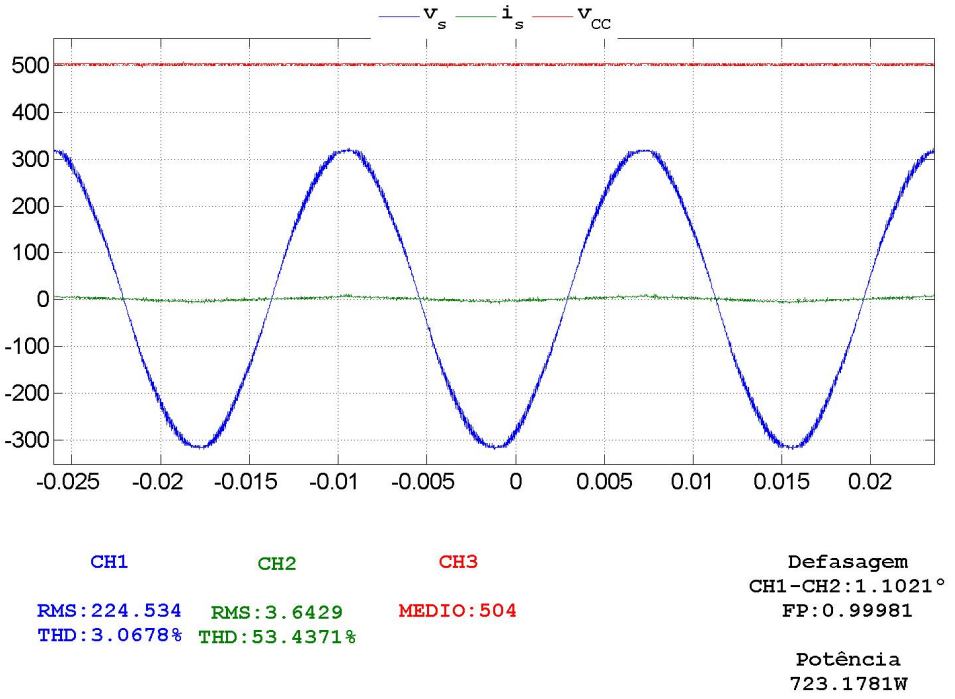


Figura 5.9: Operação do Monotri em vazio. (CH1: v_s; CH2: i_s; CH3: v_{CC})

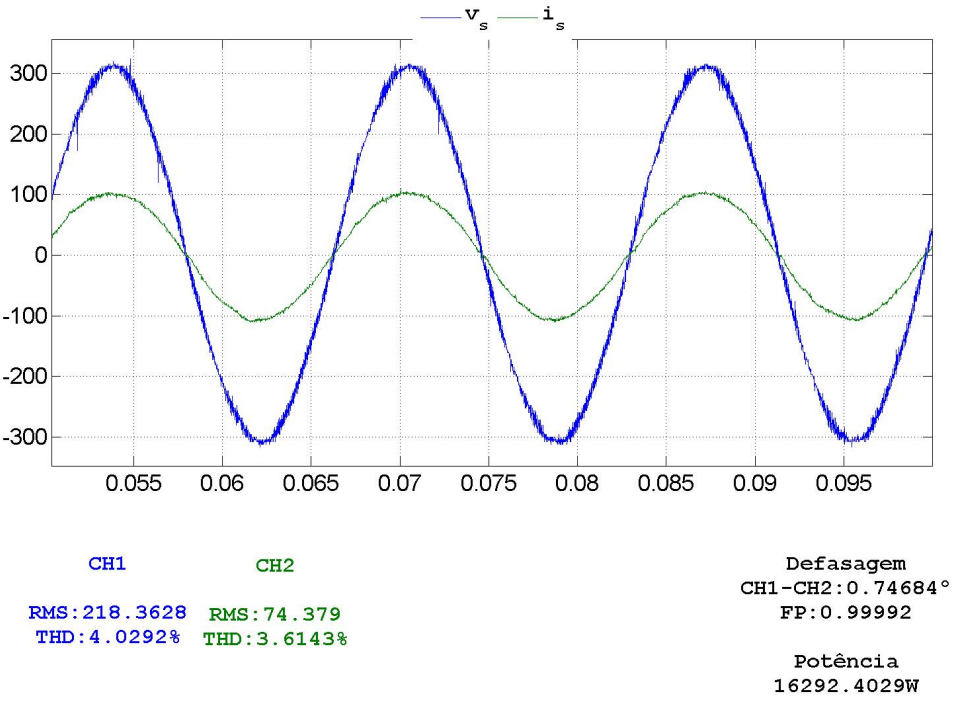


Figura 5.10: Operação do Monotri em carga trifásica nominal.
(CH1: v_s; CH2: i_s; CH3: v_{CC})

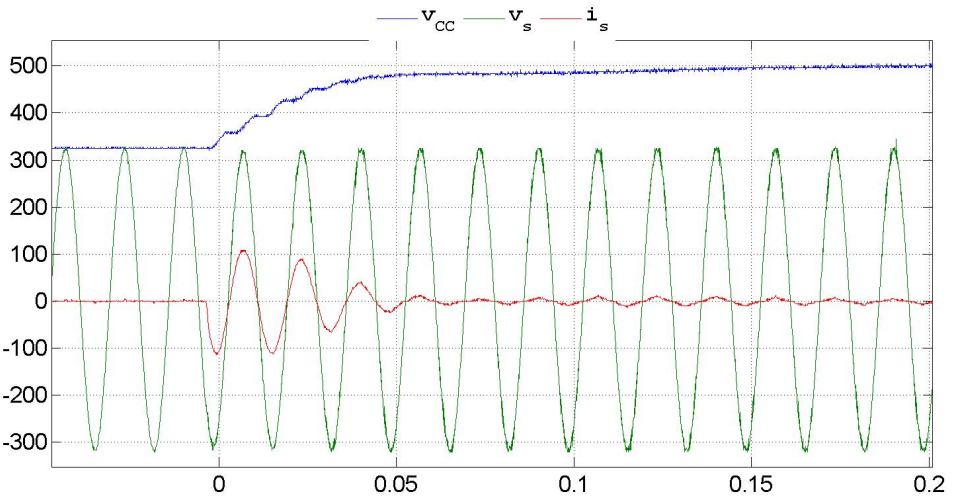


Figura 5.11: Regulação do elo CC no início do chaveamento.
(CH1: v_{CC}; CH2: v_s; $CH3:\ i_s$)

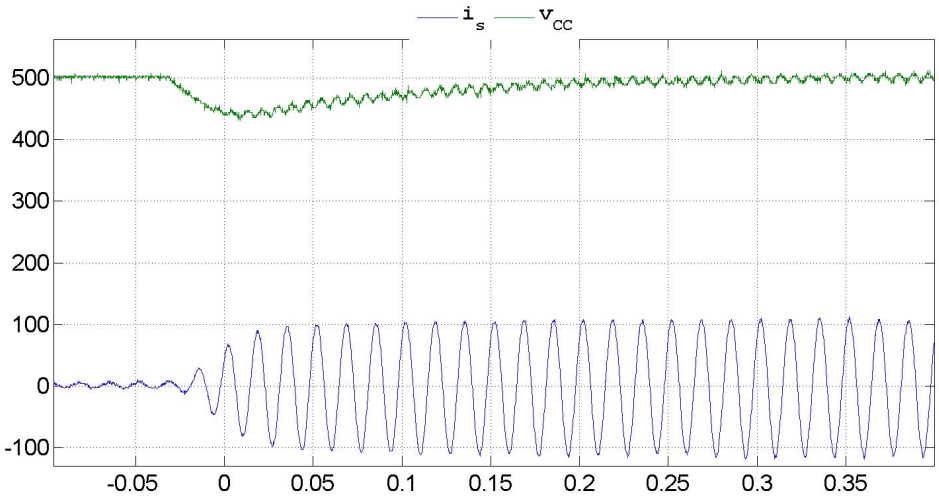


Figura 5.12: Regulação do elo CC no ligamento de carga trifásica nominal. (CH1: i_s; CH2: v_{CC})

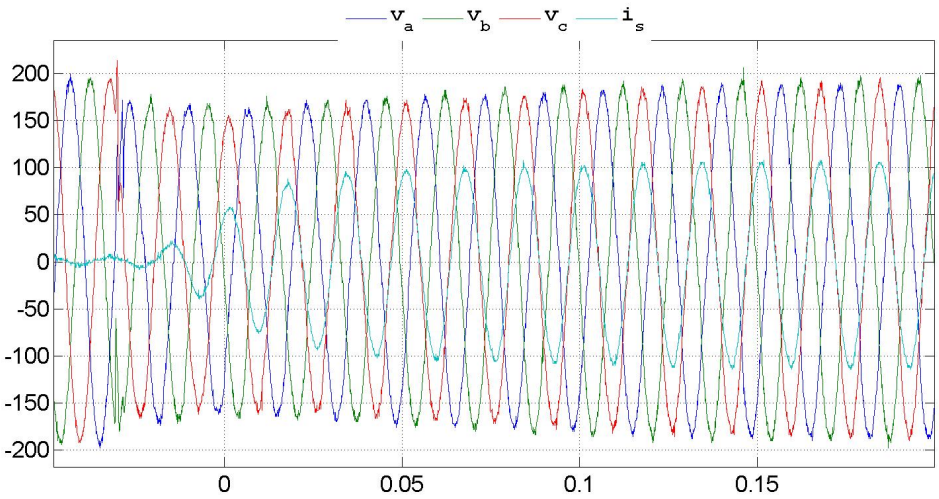


Figura 5.13: Influência da variação de v_{CC} nas tensões de saída. (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c; CH4: i_s)

Para as situações de carga monofásica, bifásica e trifásica, são mostradas os gráficos da tensão com o controle de desequilíbrio de tensão ligado e desligado e as correntes na carga com o controle de desequilíbrio ligado. A tabela 5.5 relaciona a tabela com os respectivos testes.

Tabela 5.5: Resultados dos testes para o estágio inversor

Carga	Tensão	Corrente
Vazio	Figura 5.14	-
Monofásica - fase A	Figura 5.15	Figura 5.18
Bifásica - fases A e B	Figura 5.16	Figura 5.19
Trifásica equilibrada	Figura 5.17	Figura 5.20

A figura 5.21 mostra o resultado da medição das tensões v_{ac} e v_{bc} e das correntes i_a e i_b, para carga trifásica, mesma situação de carga utilizada na obtenção da figura 5.10. E, por último, é mostrada a variação da tensão de entrada. A figura 5.23 mostra o comportamento da corrente de entrada quando a variação ocorre e, a figura 5.22, as tensões de saída.

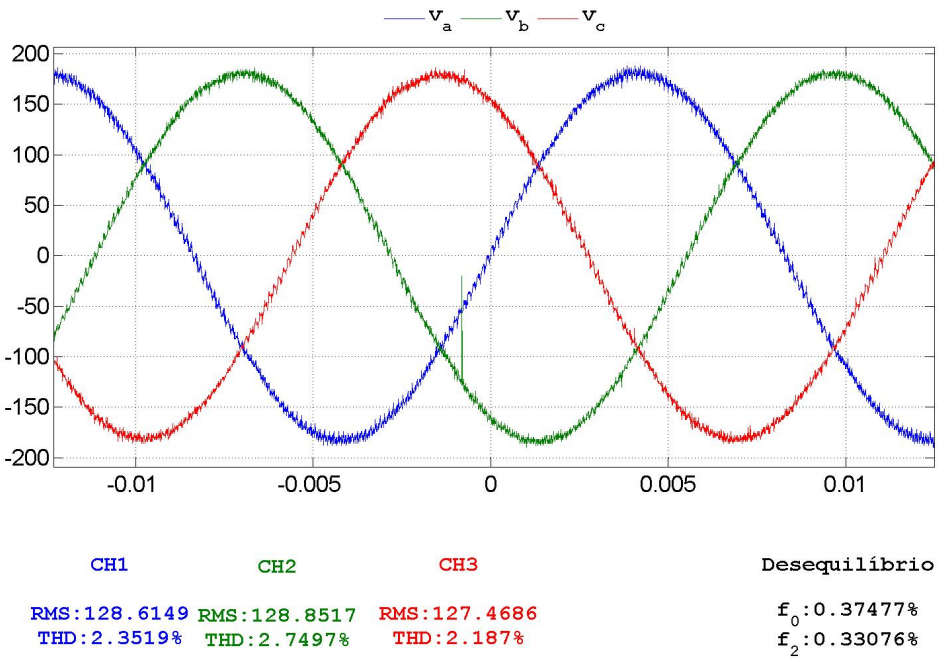
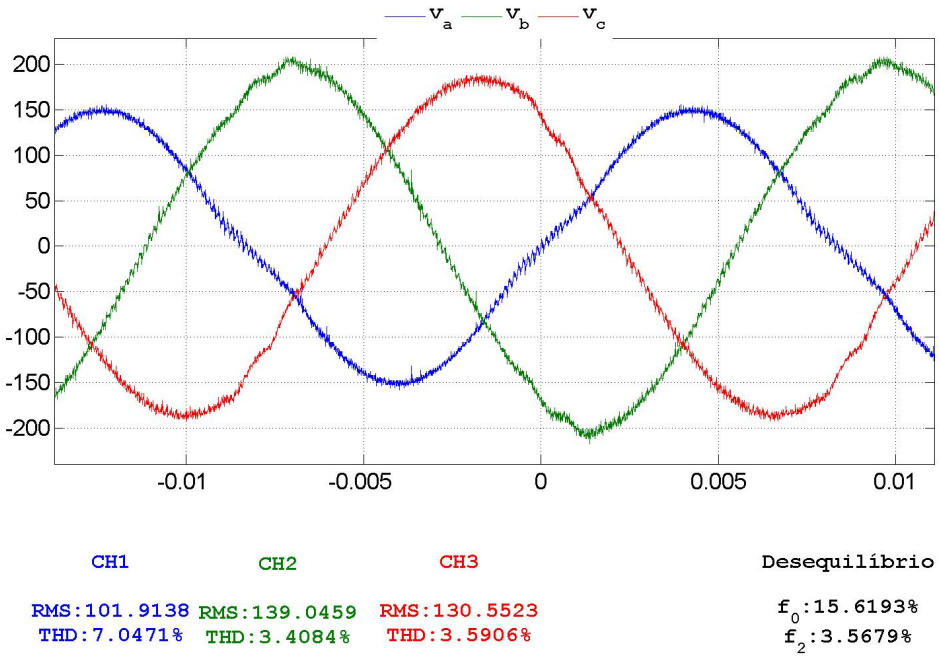
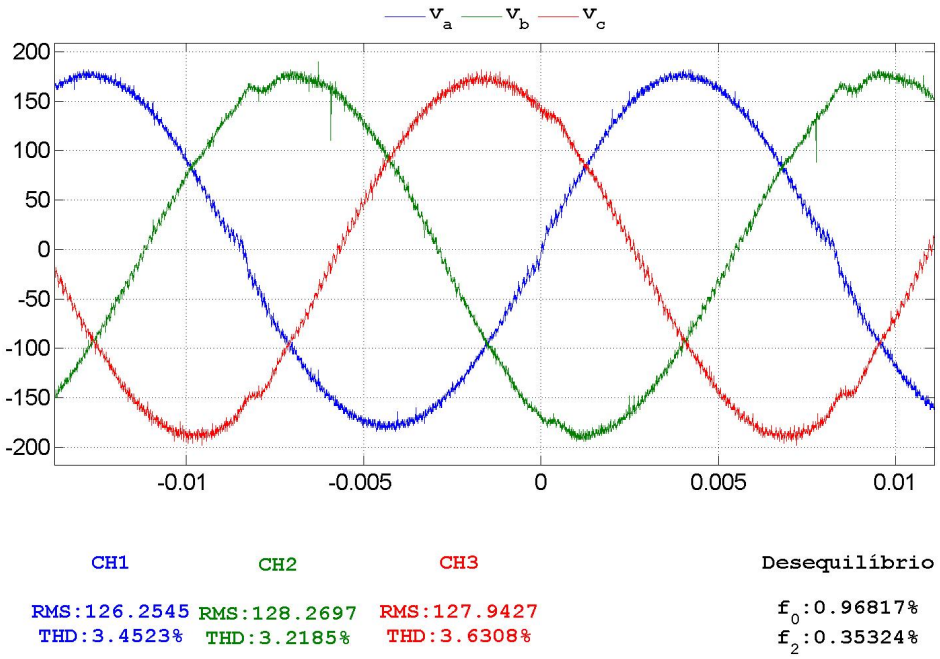


Figura 5.14: Tensões em vazio. (CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C)

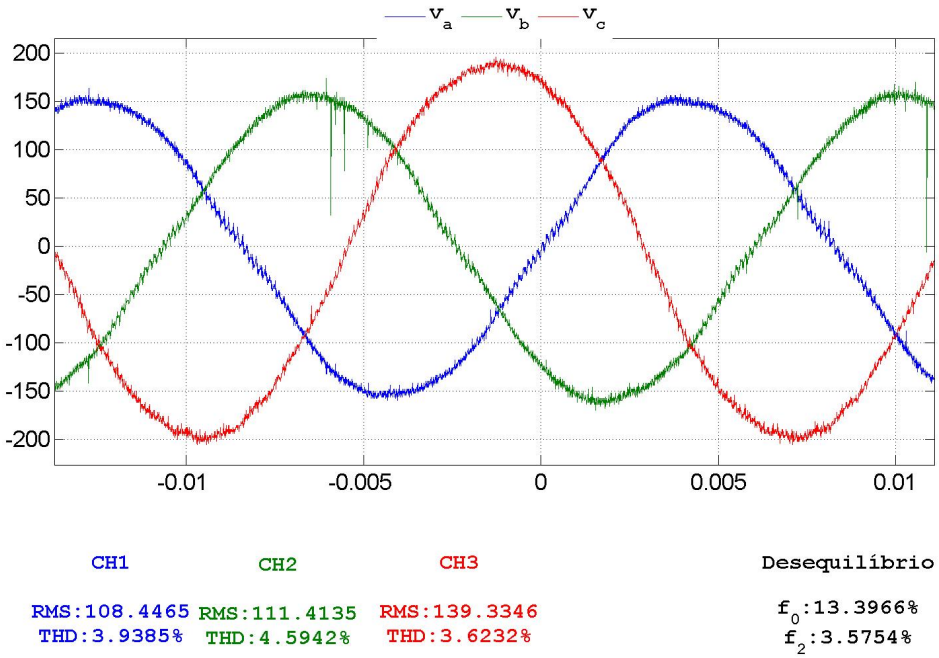


(a) Sem controle de desequilíbrio

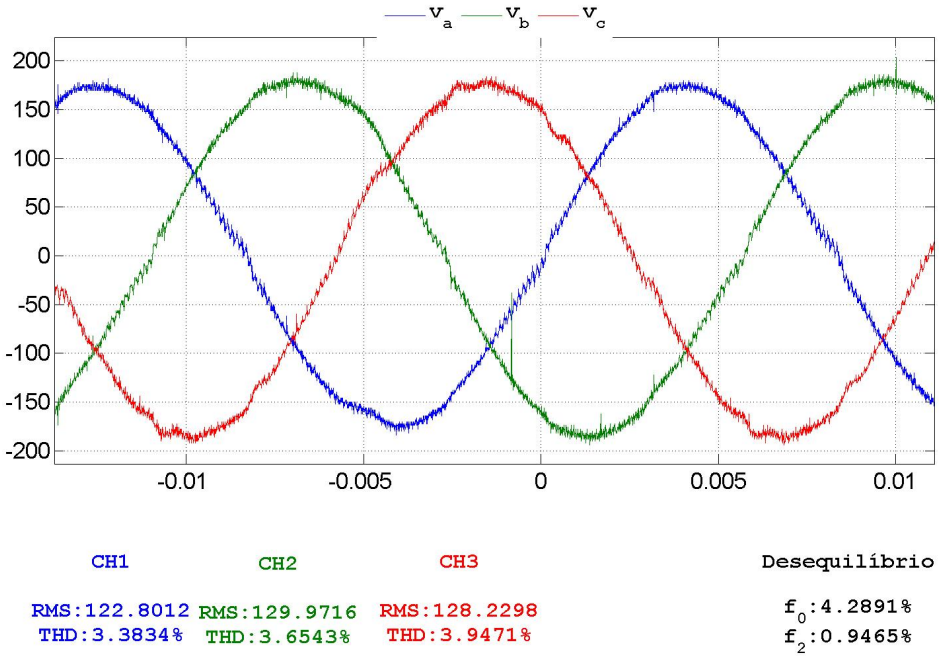


(b) Com controle de desequilíbrio

Figura 5.15: Tensões com carga monofásica na fase A. (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c)

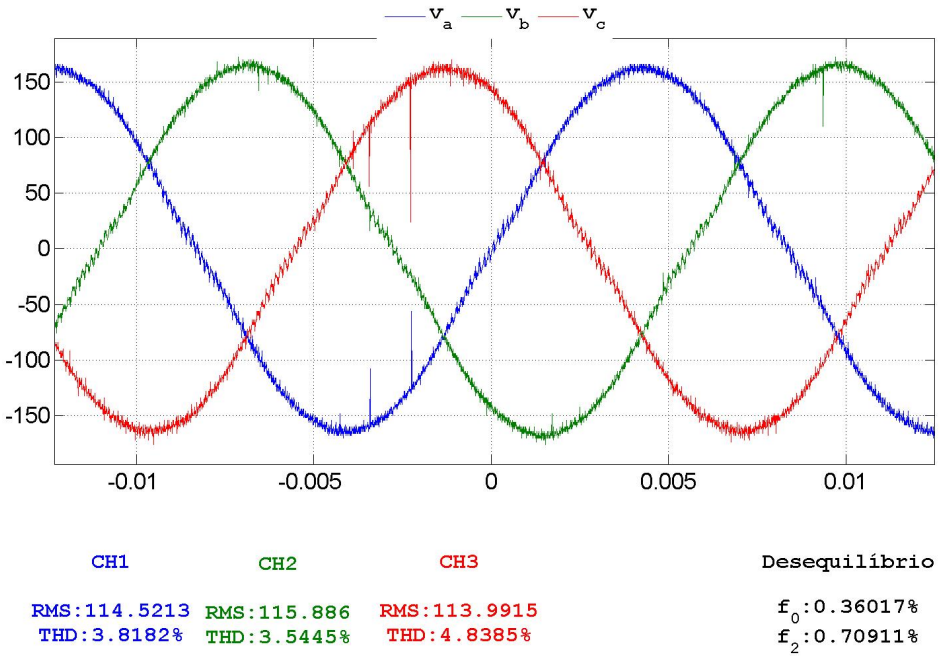


(a) Sem controle de desequilíbrio

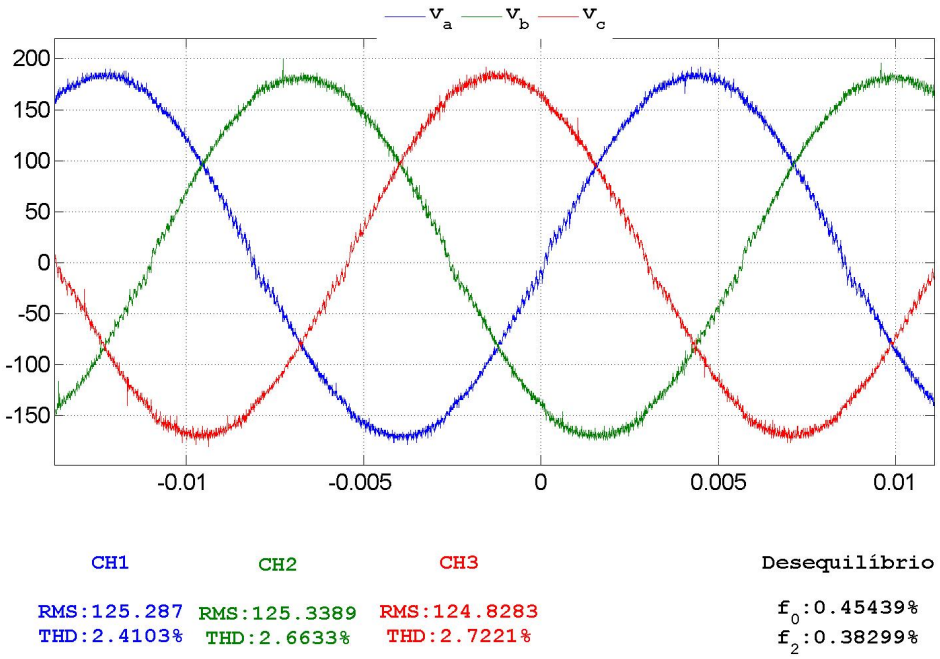


(b) Com controle de desequilíbrio

Figura 5.16: Tensões com carga bifásica nas fases A e B.
(CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C)



(a) Sem controle de desequilíbrio



(b) Com controle de desequilíbrio

Figura 5.17: Tensões com carga trifásica equilibrada. (CH1: v_A; CH2: v_B; CH3: v_C)

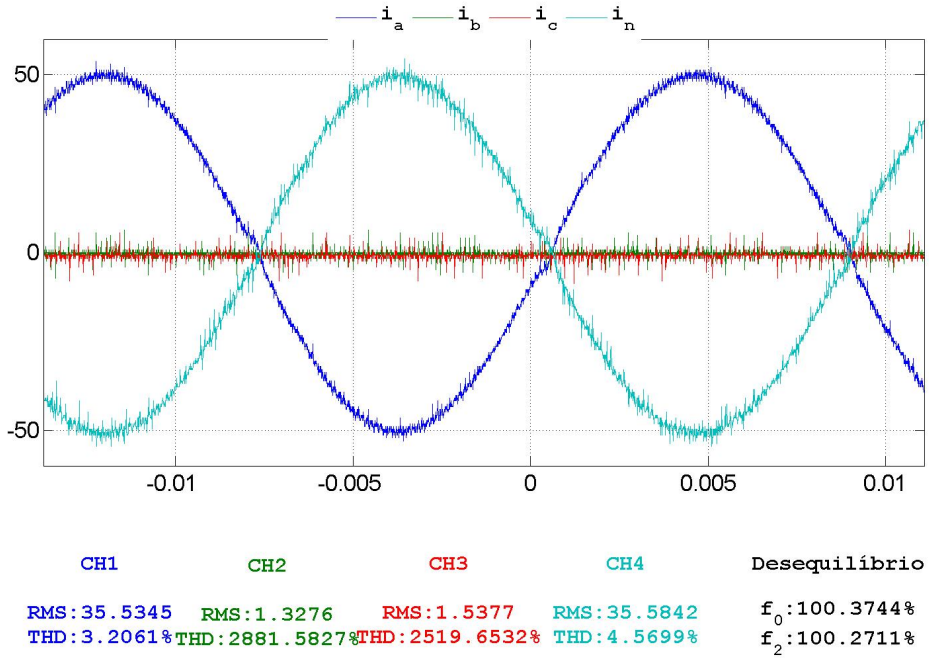


Figura 5.18: Correntes com carga monofásica na fase A.
(CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n)

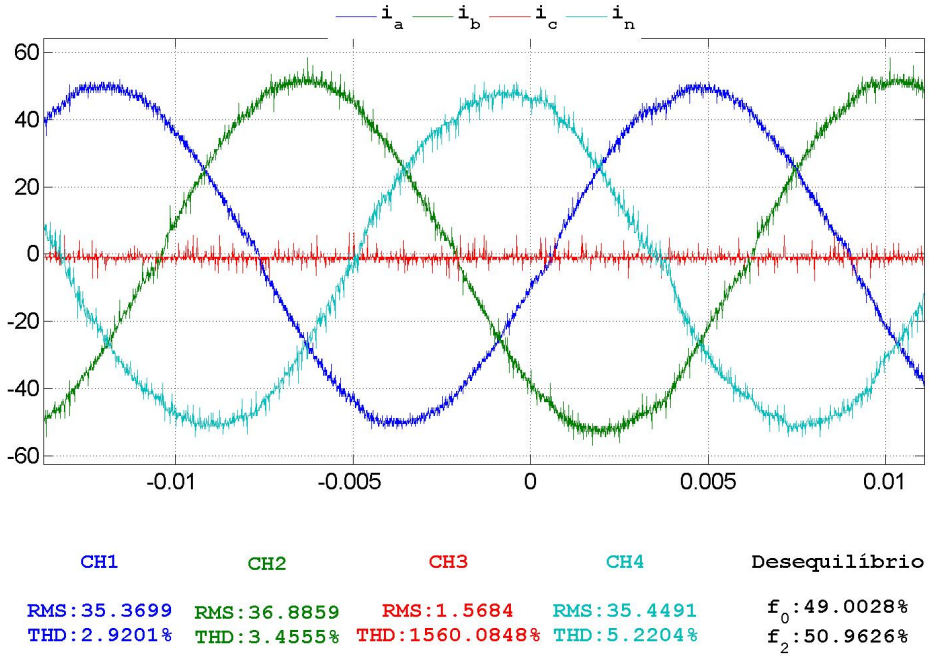


Figura 5.19: Correntes com carga bifásica nas fases A e B.
(CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n)

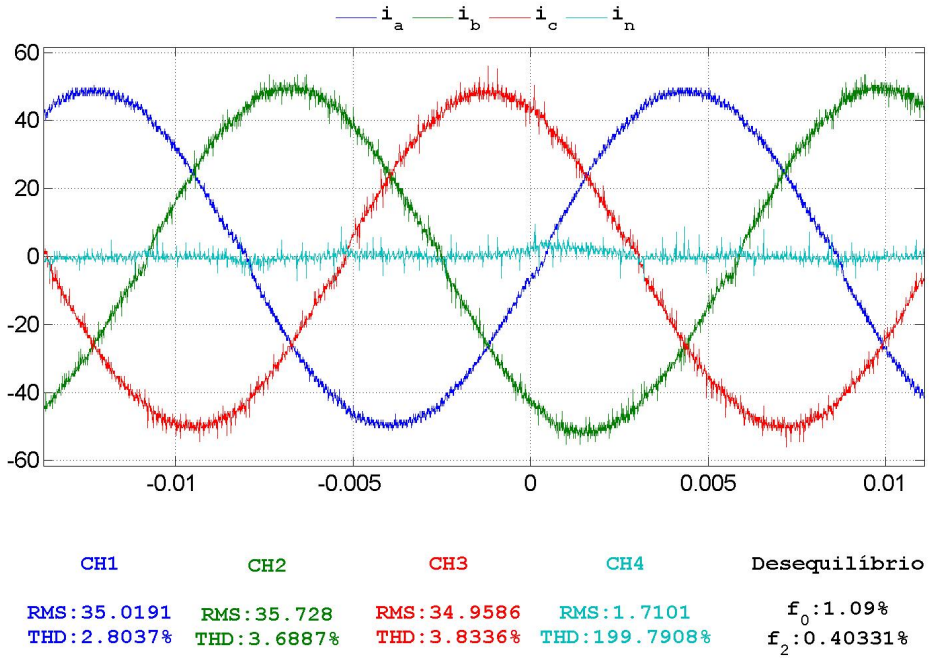


Figura 5.20: Correntes com carga trifásica equilibrada.
(CH1: i_a; CH2: i_b; CH3: i_c; CH4: i_n)

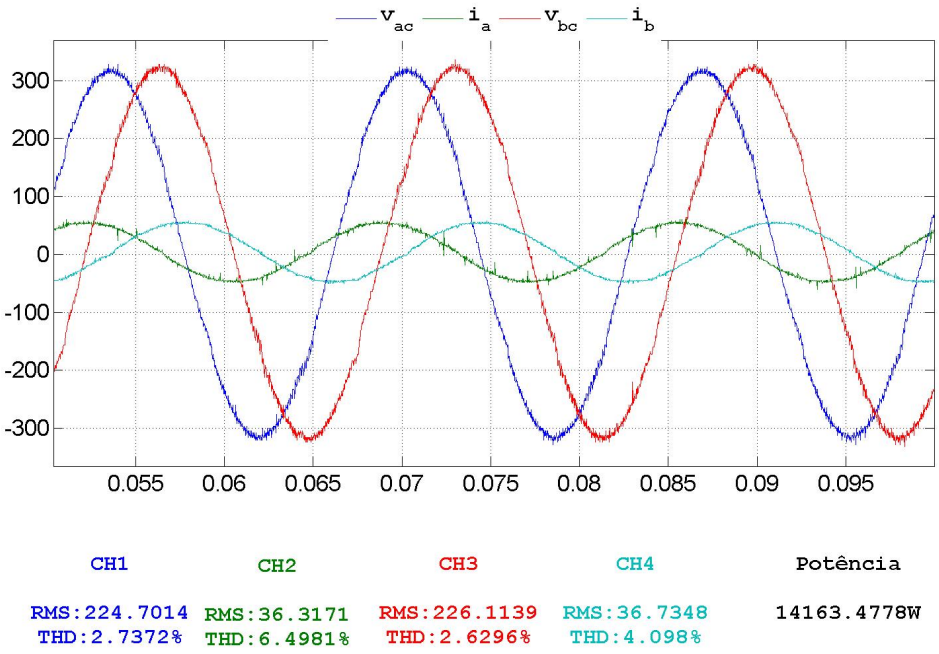


Figura 5.21: Tensões e corrente de linha com carga nominal.
(CH1: v_{ac}; CH2: i_a; CH3: v_{bc}; CH4: i_b)

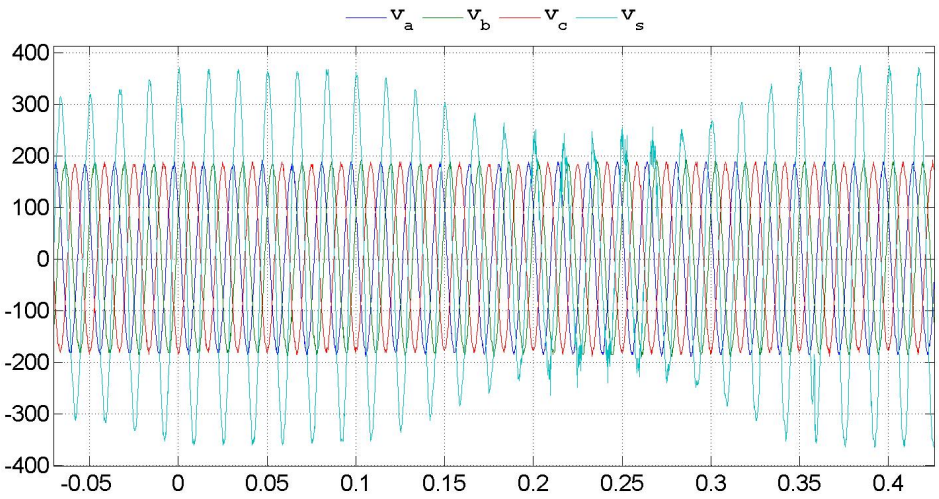


Figura 5.22: Tensão trifásica de saída, com variação da tensão de entrada (CH1: v_a; CH2: v_b; CH3: v_c; CH4: v_s)

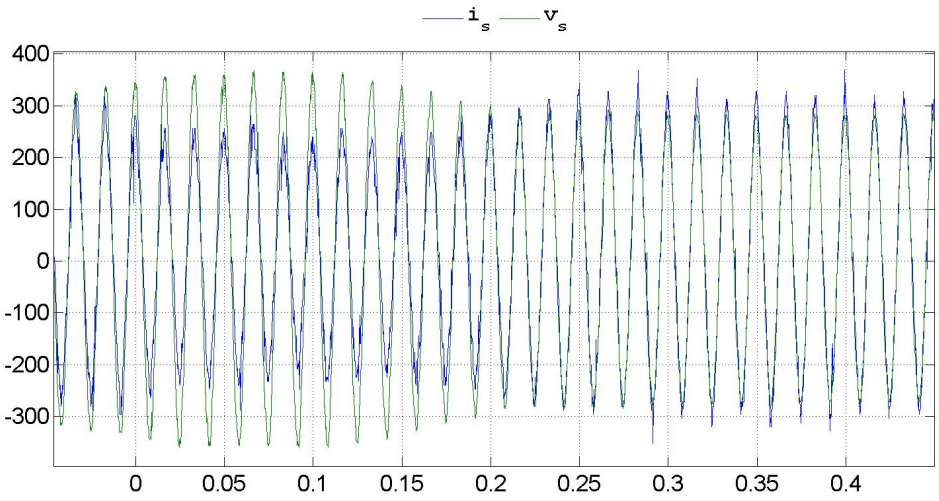


Figura 5.23: Corrente e tensão de entrada, durante a variação da tensão (CH1: i_s; CH2: v_s

5.3 Análise dos Resultados

Para estabelecer critérios para análise dos resultados, são usados os índices estipulados pelo Operador Nacional do Sistema (ONS) [41]. Para o desequilíbrio da tensão, o valor máximo permitido para f_2 é de 2%. Não é abordada a distorção referente à seqüência zero. Já, para os harmônicos, os limites máximos estabelecidos, para a classe de tensão do Monotri, são mostrados na tabela 5.6.

Tabela 5.6: Limites de harmônicos para tensões inferiores a 69kV.

Ímpar		Par	
3,5,7	5%	2,4,6	2%
9,11,13	3%	≥ 8	1%
15 a 25	2%		
>25	1%		
THD			5%

5.3.1 Acionamento de Motores

As tabelas 5.7 e 5.8 resumem o desempenho das topologias para acionamento.

Tabela 5.7: Desempenho da entrada das topologias para acionamento

Topologia	*THD*		Fator de Potência
	v_s	i_s	
A1	4.0 %	18.7 %	1
A2	4.0 %	10.5 %	1

No estágio retificador, ambas se mostraram eficazes, drenando da fonte corrente senoidal com fator de potência unitário e regulando o elo CC no valor de referência, entretanto, o *THD* da corrente na topologia A2 é inferior ao da topologia A1.

Tabela 5.8: Desempenho da saída das topologias para acionamento

Topologia	*RMS*			*THD*			Desequilíbrio	
	v_a	v_b	v_c	v_a	v_b	v_c	f_0	f_2
A1	118.6	123.9	121.9	1.7 %	2.8%	1.9%	0.4%	2.6%
A2	128.0	126.6	129.3	2.2 %	2.6%	3.3%	1.0%	1.7%

Também no estágio inversor, ambas são eficazes, uma vez que alimentaram o motor com sua tensão nominal, mas novamente a topologia A2 teve um melhor desempenho, ao passo que as tensões de saída possuem um menor índice de desequilíbrio.

5.3.2 Eletrificação Rural

De acordo com os resultados das figuras 5.9 e 5.10, o retificador de entrada do Monotri regula a tensão do elo CC no seu valor de referência e drena da rede a corrente senoidal e com fator de potência unitário. Nesses resultados também podem ser vistos os valores da potência consumida pelo Monotri. Em vazio, há um consumo de ceca de 720W, esta potência é referente à alimentação do circuito de controle e à ventilação. O cálculo do rendimento pode ser feito comparando-se a potência de entrada (figura 5.10) e a potência de saída (figura 5.17) com carga nominal aplicada.

$$\eta = \frac{14163\text{W}}{16292\text{W}} \times 100 = 87\%. \tag{5.4}$$

O efeito do tempo morto nas tensões é visível através dos gráficos apresentados, contudo, o controle proposto foi capaz de corrigir este efeito, mesmo sem uma malha fechada de controle de tensão. Para facilitar a análise dos dados, as tabelas 5.9 e 5.10 apresentam um resumo dos resultados obtidos. A variação no valor eficaz chega no máximo a 3% do valor nominal, enquanto os valores de *THD* são todos inferiores a 4%. Já, o pior caso de desequilíbrio na tensão, foi obtido para a situação de carga bifásica, cujo índice referente à seqüência zero é de 4,3% e à seqüência negativa é de 0,94%. Os valores de *THD* estão dentro do estipulado na tabela 5.6 e o desequilíbrio de seqüência negativa está abaixo do índice de 2% permitido.

Tabela 5.9: Resultados obtidos para as tensões trifásicas: valor eficaz e *THD*.

Carga	v_a		v_b		v_c	
	RMS(V)	*THD* (%)	*RMS*(V)	*THD* (%)	*RMS*(V)	*THD*(%)
Vazio	128.6	2.35	128.8	2.74	127.4	2.18
Monofásica - fase A	126.3	3.45	128.2	3.21	127.9	3.63
Bifásica - fases A e B	**122.8**	3.38	**129.9**	3.65	128.2	**3.9**
Trifásica equilibrada	125.2	2.41	125.3	2.66	124.8	2.72

Tabela 5.10: Resultados obtidos para as tensões trifásicas: fator de desequilíbrio.

Carga	Sem controle		Com controle	
	f_0	f_2	f_0	f_2
Vazio	-	-	0.37	0.33
Monofásica - fase A	15.61	3.56	0.96	0.35
Bifásica - fases A e B	13.39	3.57	**4.3**	**0.94**
Trifásica equilibrada	0.36	0.70	0.45	0.38

Ficou comprovado também, pelos resultados mostrados na figura 5.22, que, assim como proposto, as variações na tensão de entrada em nada influenciam as tensões de saída. A diminuição no valor da tensão é compensada pelo aumento no valor da corrente, ou vice-versa, de maneira que a potência consumida pelo Monotri não seja alterada, como mostrado na figura 5.23.

5.4 Conclusões Parciais

Os resultados apresentados demonstram a eficácia dos controles propostos e, principalmente, a viabilidade dos mesmos serem implementados em sistemas reais.

O fator de potência de entrada, em todos os casos, foi unitário e a corrente senoidal. Para a topologia destinada à eletrificação rural, o *THD* da corrente foi satisfatório ficando em cerca de 3%. Já nas topologias para acionamento, ficou em 18% e 10%. Estes valores, embora, a primeira vista, sejam superiores ao obtido para o primeiro caso, também são considerados bons, uma vez que o valor da corrente é

cerca de 15 vezes menor e os fatores que influenciam no desempenho do controle, como freqüência de chaveamento e indutância de comutação, foram os mesmos em todos os casos.

Para todas as topologias, as tensões de saída ficaram dentro dos limites aceitáveis, sendo que, na topologia para a eletrificação rural, é usado o controle de desequilíbrio, que não é necessário no acionamento de motores.

Capítulo 6

Conclusão Geral

Este último capítulo apresenta os comentários finais, abrangendo todos os capítulos apresentados. E, em seguida, são destacados alguns pontos para a continuidade da pesquisa.

6.1 Conclusão

Este trabalho foi iniciado expondo o principal fator que levou as concessionárias de energia elétrica a optar pelo sistema de distribuição monofásico no meio rural: o custo. A economia em relação ao sistema trifásico pode chegar a 50%. Esta opção acarretou na diminuição da qualidade da energia fornecida.

Como solução é proposta a conversão do sistema monofásico em trifásico, através do uso de conversores baseados em chaves eletrônicas de potência, capaz de manter reguladas as tensões trifásicas mesmo com variações na tensão monofásica de saída. Para fundamentar a escolha deste tipo de conversor, foi apresentado um histórico da área de eletrônica de potência, onde demonstrou-se, através de exemplos de aplicação, que esta tecnologia, apesar de ser considerada nova, é confiável.

O foco principal do trabalho é na topologia que visa a conversão monofásica-trifásica para a área de distribuição. Contudo, foram apresentadas duas topologias de conversores, mais compactos e de menor custo, destinados ao acionamento de motores. Estes últimos, focam o consumidor final, enquanto o primeiro foca as concessionárias de energia. Mesmo com finalidades distintas, a estrutura dos dois tipos de conversores é idêntica e baseada em dois estágios: o retificador e o inversor.

O estágio retificador é responsável por regular a tensão do elo CC em um valor de referência, além de controlar a corrente de entrada de modo que seja senoidal e em fase com a tensão de entrada. Para isso, em todas as topologias são utilizados os retificadores com correção do fator de potência. Foram apresentadas duas configurações distintas de retificadores: meia-ponte e ponte completa.

O controle do retificador se mostrou eficaz, com destaque para o controle vetorial de corrente, que é umas das maiores contribuições deste trabalho. Este controle é capaz de realizar o controle no sistema de eixos dq, sem a necessidade de aplicação da transformação de Park. É também robusto e, graças à simplificação de sua estrutura, que aproveita os cálculos já efetuados no controle de tensão, de fácil implementação.

O estágio inversor, por sua vez, recebe a tensão retificada e a converte em um sistema trifásico. O controle dos inversores não possui malha de realimentação de

tensão, as referências de tensão são geradas internamente, sem qualquer dependência da freqüência, amplitude ou qualquer outra característica da tensão de entrada.

Para a topologia destinada à eletrificação rural é necessário uma malha de controle para evitar desequilíbrios na tensão de saída. Um fator de desequilíbrio é a queda de tensão nos reatores de comutação, provocada pela circulação de correntes de seqüência zero, o outro é a influência do tempo morto na tensão de saída. Neste ponto encontra-se outra importante contribuição. Os controles propostos, baseados na medição somente das correntes de saída, foram capazes de sanar estes problemas. A compensação de tempo morto é feita de maneira simples e diretamente no sinal de controle, não sendo necessária a compensação no *driver* de disparo.

Analisando as topologias destinadas ao acionamento de motores, o ponto baixo de todas as topologias é a tensão CC necessária no barramento para que a saída possa ser compatível com os motores trifásicos disponíveis no mercado. Para que a tensão de linha na saída seja de 220V é necessário que o elo CC seja de, pelo menos, 650V. A grande parte dos fabricantes fornecem os *IGBTs*, nas tensões nominais de 600, 1200 e 1800V, então, para implementar estas topologias são necessárias chaves de 1200V, que são mais caras que as de 600V.

O desempenho das duas topologias, em termos de controle da corrente de entrada e tensão de saída, foi satisfatório, sendo assim ambas são consideradas viáveis. Contudo, quando considerado o aspecto de prático para a implementação, conclui-se que a topologia A1, proposta por Enjeti, é a mais viável. Ela pode ser implementada a partir de um inversor trifásico em ponte completa, que é uma configuração comercial, sendo, inclusive, encontrada em um único encapsulamento, ou até mesmo, já com medições de tensão e corrente inclusas. Este fato a torna a mais compacta e a mais barata.

Já a topologia A2, proposta por Jacobina, apesar de possuir um ramo a mais, deve ser fruto de um estudo mais detalhado. Pois, como o inversor de saída é composto por um inversor em ponte completa, com um ramo compartilhado com o retificador, é possível a utilização de um controle mais sofisticado que o usado neste trabalho, de modo a conseguir a redução da tensão do barramento CC, que é o principal aspecto negativo destas topologias.

6.2 Continuidade da Pesquisa

Como pontos a serem estudados para a continuidade da pesquisa, são sugeridos:

- verificação da viabilidade de se implementar o controle da tensão de saída, através de uma malha de controle de tensão;
- proteção contra sobrecarga e sobre-correntes;
- controle otimizado para o ramo compartilhado na topologia A2, de modo a reduzir a tensão no elo CC.

Referências Bibliográficas

[1] A. de Oliveira, "Energia e desenvolvimento sustentável," tech. rep., IE-UFRJ/ELETROBRAS, 1998.

[2] IBGE, *Censo Agropecuário 1995-1996*, 1996.

[3] J. C. S. Filho, J. C. S. d'Almeida, L. S. Valente, and P. P. Motta, "Análise econômica de redes rurais," tech. rep., CEPEL, 2001.

[4] J. C. S. Filho and L. A. A. Santos, "Levantamento das características dos sistemas brasileiros de distribuição rural no ambito do programa nacional de eletrificação rural luz no campo," tech. rep., CEPEL, 2000.

[5] P. N. Enjeti and A. Rahman, "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 29, pp. 806–813, July/August 1993.

[6] P. N. Enjeti, A. Rahman, and A. Jakkli, "Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, pp. 329–335, July 1993.

[7] H. Douglas and M. Malengret, "Symmetrical pwm with a split-capacitor single-phase to three-phase converter for rural eletrification," *IEEE*, pp. 289–293, 1998.

[8] C. Chen, D. Divan, and D. Novotny, "A single phase to three phase power converter for motor drive," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 639 – 646, October 1992.

[9] C. B. Jacobina, M. B. de Rossiter Corrêa, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Ac motor drive systems with a reduced-switch-count converter," *IEEE Trans-*

actions on Industry Applications, vol. 3, pp. 2054–2061, September/October 2001.

[10] M. D. Bellar, J. L. S. Neto, M. Aredes, and L. G. B. Rolim, "Topology selection of ac motor drive systems with soft-starting for rural applications," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

[11] M. D. Bellar, M. Aredes, J. L. da Silva Neto, L. G. B. Rolim, A. F. Aquino, and V. C. Petersen, "Comparative analysis of single-phase to three-phase converters for rural electrification," *IEEE ISIE*, 2004.

[12] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 5 – 22, February 2005.

[13] M. Lai and M. Nakano, "Special section on phase-locked loop techniques," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 6, pp. 607–608, 1996.

[14] E. M. Sasso, G. G. Sotelo, A. A. Ferreira, E. H. Watanabe, M. Aredes, and P. G. Barbosa, "Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas (p-pll e q-pll),"

[15] D. C. Jr., L. Rolim, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit pll circuit," *ISIE 2003 - International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 292–297, 2003.

[16] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," *IPEC'83-Int. Power Electronics Conf*, pp. 1375–1386, 1983.

[17] M. Aredes, *Active Power Line Conditioners*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, 1996.

[18] U. A. Miranda, L. G. B. Rolim, and M. Aredes, "Implementação de um conversor monofásico trifásico (monotri) para a eletrificação rural," *Congresso Brasileiro de Automática*, vol. 15, pp. 1–6, 2004.

[19] A. Aquino, G. S. Jr., U. Miranda, M. Aredes, and A. Araujo, "Synchronizing circuits applied to nonlinear loads models," *Transmission and Distribution*

Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES, pp. 700– 705, November 2004.

[20] M. Karimi-Ghartemani and M. Iravani, "A new phase-locked loop (pll) system," *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 421–424, August 2001.

[21] M. Karimi-Ghartemani and M. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in powersystems: applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, pp. 617–622, 2002.

[22] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, and M. Dame, "A grid simulator with control of single-phase power converters in d-q rotating frame," *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, pp. 1431–1436, June 2002.

[23] M. Ryan and R. Lorenz, "A synchronous-frame controller for a single-phase sine wave inverter," *Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference*, vol. 2, pp. 813 – 819, February 1997.

[24] J. Salaet, S. Alepuz, A. Gilabert, and J. Bordonau, "Comparison between two methods of dq transformation for single phase converters control. application to a 3-level boost rectifier," *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 214 – 220, June 2004.

[25] A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency changer with subharmonics control in conjunction with reversible variable speed ac drives," *BBC Review*, 1964.

[26] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, pp. 1194 – 1214, August 1994.

[27] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley Sons, Inc., 2 ed., 1995.

[28] V. Blasko, R. Autom, A. Co, and W. Mequon, "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods," *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, 1996.

[29] V. Prasad, D. Borojevic, and R. Zhang, "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for afour-leg voltage source inverter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC'97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, vol. 2, 1997.

[30] R. Zhang, V. Prasad, D. Boroyevich, and F. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-legvoltage-source converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, 2002.

[31] O. Ojo and P. Kshirsagar, "Concise Modulation Strategies for Four-Leg Voltage Source Inverters," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 19, no. 1, 2004.

[32] J. Kim and S. Sul, "A Carrier-Based PWM Method for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 19, no. 1, 2004.

[33] D. Chung, J. Kim, and S. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 2, pp. 374–380, 1998.

[34] A. Munoz and T. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSIdrives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 683–689, 1999.

[35] D. Leggate, R. Kerkman, A. Co, and W. Mequon, "Pulse based dead time compensator for PWM voltage inverters," *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, 1995.

[36] S. Jeong and M. Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 108–114, 1991.

[37] Semikron, http://www.semikron.com/internet/gecont/pdf/24.pdf, *SKM 200GB 124D Specifications*.

[38] Semikron, http://www.semikron.com/internet/gecont/pdf/664.pdf, *Double IGBT driver: SKHI 26W / SKHI 26F*.

[39] LEM, http://www.lem.com/docs/products/LV2025-P20E.pdf, *Voltage Transducer LV 25-P.*

[40] LEM, http://www.lem.com/docs/products/has50-600s-e.pdf, *Current Transducer HAS 50 .. 600-S.*

[41] ONS, *Procedimentos de Rede. Módulo 2: Requisitos Mínimos para Instalações e Gerenciamento de Indicadores de Desempenho da Rede Básica e de seus Componentes.*