



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores CA-CA com Alto Fator de Potência Utilizando Indutores Acoplados

Antonio Isaac Luna de Lacerda

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientador:

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Antonio Isaac Luna de Lacerda, Dezembro de 2011



L131c Lacerda, Antonio Isaac Luna de.
Conversores CA-CA com alto fator de potencia utilizando indutores acoplados / Antonio Isaac Luna de Lacerda. - Campina Grande, 2011.
92 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica), Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Conversores Estaticos. 2. Eletronica de Potencia. 3. Indutores Acoplados. I. Silva, Edilson Roberto Cabral da. , Prof. Dr. II. Título

CDU 621.314(043)

CONVERSORES CA-CA COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO
INDUTORES ACOPLADOS

ANTONIO ISAAC LUNA DE LACERDA

Dissertação Aprovada em 20.12.2011


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Eng., UFCG
Orientador


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Eng., UFCG
Componente da Banca


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
DEZEMBRO -2011

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus Pais, que dedicaram toda a vida aos filhos.

Agradecimentos

A Deus, que é o autor e consumidor da minha história, por ter me dado força e sabedoria durante toda a trajetória da minha vida.

A meus pais, José Laércio de Lacerda e Maria Luna Tavares, por todo amor e apoio necessários ao meu desenvolvimento como pessoa.

A minha namorada Ana Paula, pelo amor, carinho, paciência, estímulo e companheirismo. Aos meus irmãos Ivete e Marcelo que sempre acreditaram no meu potencial e são participantes de mais esta vitória.

Ao Professor Edison Roberto Cabral da Silva, pela orientação, apoio, oportunidades, ajuda e conhecimento compartilhado.

A coordenação, professores e funcionários da Universidade Federal de Campina Grande, em especial os que compõe o Departamento de Engenharia Elétrica, por terem contribuído para a minha formação acadêmica.

Aos meus amigos do LEIAM, Gregory, Abinadabe, Álvaro, Gilson, João Helder, Edgard, Antonio de Paula, Paula Perez, Jonatan, Fabrício, Motiê, Lucas, Luciano Barros, Lilian, e a todos que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho. Por fim, agradeço ao CNPq pelo suporte financeiro concedido.

Resumo

Este trabalho aborda os conversores CA-CA com o objetivo de se obter um alto fator de potência. Para esta possibilidade de operação, este trabalho propõe seis topologias de conversores CA-CA: três conversores monofásicos, um conversor monofásico-trifásico e dois conversores trifásico-trifásico sendo que o primeiro utiliza como entrada um conversor de dois níveis e o segundo utilizando como entrada um conversor de três níveis com número reduzido de componentes.

Os seis conversores permitem obter um fator de potência adequado sem nenhuma estratégia complicada com realimentação de variáveis que necessitaria leituras de correntes e tensões. Indutores com acoplamento são utilizados para reduzir a ondulação e consequentemente a distorção harmônica total da corrente de entrada. A configuração proposta pode operar com frequência de saída variável, em aplicações como acionamento de máquinas, ou com frequência de saída fixa, em aplicações como UPS (Uninterrupted Power Supply).

A configuração que utiliza como entrada o retificador de três níveis com número reduzido de componentes foi proposta para permitir o controle da tensão do barramento CC.

Abstract

This work addresses the AC-AC converters with the aim of obtaining a high power factor in the grid. For this, this work proposes six converters topologies CA-CA: three-phase converters, single phase-three phase converter and three phase-three phase converters with the first using a two-level converter as input and the second using a three-level converter as input with reduced number of components.

The six converter topologies allows for obtaining adequate grid power factor without any complicated feedback control like those using voltage and current measurements, nor pulse-width modulation. Coupled inductors are used to reduce the ripple and consequently the total harmonic distortion of input current. This topology can operate either with variable output frequency in applications such as AC drive systems, or with fixed output frequency such as UPS (Uninterrupted Power Supply).

The configuration that uses a three-level rectifier as input with a reduced number of components has been proposed to allow control of the DC-link voltage.

Índice

Índice	v
Índice de Tabelas	vii
Índice de Figuras	viii
Lista de Símbolos	xv
1 Introdução Geral	1
1.1 Localização do Tema	1
1.2 Revisão Bibliográfica	4
1.3 Contribuições do Trabalho	5
1.4 Publicações	6
2 Conversor Monofásico CA-CA com Controle de Fator de Potência	7
2.1 Estágio CFP	9
2.1.1 Princípio de Operação	9
2.1.2 Indutâncias	13
2.1.3 Esforços de Corrente	14
2.1.4 Projeto do Estágio CFP	14
2.1.5 Simulação do Estágio CFP	14
2.2 Configuração 3L	16
2.3 Configuração 2LC	18
2.4 Configuração 2LS	19
2.5 Resultados de Simulação	20
2.6 Resultados Experimentais	22
2.7 Conclusões	23

3	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico com Controle de Fator de Potência	
	cia	28
3.1	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado	29
3.1.1	Resultados de simulação	30
3.1.2	Resultados Experimentais	32
3.2	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico com modulação no braço compartilhado	37
3.2.1	Resultados de simulação	38
3.2.2	Resultados Experimentais	39
3.3	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador de três níveis com número reduzido de componentes	45
3.3.1	Resultados de simulação	50
3.4	Conclusões	56
4	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico com Controle de Fator de Potência	57
4.1	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico com Modulação no Braço Compartilhado	58
4.1.1	Resultados de simulação	59
4.1.2	Resultados Experimentais	60
4.2	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado	66
4.2.1	Resultados de simulação	67
4.2.2	Resultados Experimentais	68
4.3	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador de três níveis com número reduzido de componentes	74
4.3.1	Resultados de simulação	79
4.3.2	Resultados Experimentais	80
4.4	Conclusões	81
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	87
5.1	Conclusões	87
5.2	Trabalhos Futuros	88
	Referências Bibliográficas	90

Índice de Tabelas

2.1	Especificações do projeto.	14
2.2	Resultados para rendimento unitário.	14
2.3	Fator de potência e a distorção harmônica total para as três configurações com acoplamento	22
2.4	Fator de potência e a distorção harmônica total para as três configurações sem acoplamento	22

Índice de Figuras

1.1	Conversor monofásico CA-CA com barramento CC.	1
1.2	CA-CA com indutores acoplados com melhoria do fator de potência: (a) Configuração 3L (b) Configuração 2Lc e (c) Configuração 2Ls.	2
1.3	conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados	3
1.4	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	4
1.5	conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados	4
1.6	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	4
2.1	Conversor Nabae.	8
2.2	CA-CA com indutores acoplados com melhoria do fator de potência: (a) Configuração 3L (b) Configuração 2Lc e (c) Configuração 2Ls.	8
2.3	Conversor de CFP.	10
2.4	Modos de operação do estágio de CFP.	11
2.5	Formas de onda do estágio de CFP.	12
2.6	Tensão e a corrente de entrada do conversor.	15
2.7	Espectro de frequência da corrente de entrada para diferentes valores de α	15
2.8	Correntes i_1 e i_2	16
2.9	Configuração 3L.	16
2.10	a) Largura de pulso t_a e t_b . b) Equivalência à técnica de portadora triangular.	18
2.11	Configuração 2LC.	18
2.12	Configuração 2LS.	20
2.13	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração 3L com e sem indutor acoplado.	23

2.14	Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração 3L com e sem indutor acoplado.	23
2.15	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração 2Ls com e sem indutor acoplado.	24
2.16	Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração 2LS com e sem indutor acoplado.	24
2.17	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração 2Lc com e sem indutor acoplado.	24
2.18	Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração 2LC com e sem indutor acoplado.	25
2.19	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração 3L.	25
2.20	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração 2Lc.	26
2.21	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração 2Ls.	27
3.1	conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados	28
3.2	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	29
3.3	Configuração proposta sem modulação no braço compartilhado.	30
3.4	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com sem indutor acoplado.	33
3.5	Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no baramento CC para configuração proposta com e sem indutor acoplado sem modulação no braço compartilhado.	34
3.6	Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com acoplamento sem modulação no braço compartilhado.	34

3.7	Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.	34
3.8	Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.	35
3.9	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.	35
3.10	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.	36
3.11	Configuração proposta com modulação no braço compartilhado.	37
3.12	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta com modulação no braço compartilhado com e sem indutor acoplado.	41
3.13	Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração proposta com e sem indutor acoplado com modulação no braço compartilhado.	42
3.14	Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com acoplamento com modulação no braço compartilhado.	42
3.15	Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.	42
3.16	Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.	43
3.17	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.	43

3.18	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e com modulação no braço compartilhado.	44
3.19	Retificador CFP monofásico de três níveis	46
3.20	Retificador de três níveis com uma célula conectada ao ponto neutro da fonte.	46
3.21	Opções de módulo.	46
3.22	Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	47
3.23	Modos de operação para o retificador CFP NRC: (a) retificador sem operação; (b) $v_{10}=E/2$; (c) $v_{10}=0$; (d) $v_{10}=-E/2$	48
3.24	Modos de operação de retificador CFP	48
3.25	Diagrama de controle	49
3.26	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$	52
3.27	Resultados de simulação da corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para configuração proposta com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.	53
3.28	Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	53
3.29	Tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	53
3.30	Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	54
3.31	Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	54
3.32	Resultados de simulação da tensão no barramento, corrente na carga e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com indutores acoplados e utilizando o controlador PI	55

3.33	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.	55
4.1	conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados	57
4.2	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	58
4.3	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada em uma das fases para configuração proposta com modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$	62
4.4	Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração 3L com e sem indutores acoplados com modulação no braço compartilhado.	63
4.5	Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	63
4.6	Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	63
4.7	Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	64
4.8	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.	64
4.9	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e com modulação no braço compartilhado.	65
4.10	conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados	66
4.11	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada em uma das fases para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$	70
4.12	Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração 3L com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.	71

4.13	Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	71
4.14	Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	71
4.15	Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	72
4.16	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.	72
4.17	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.	73
4.18	Retificador CFP trifásico de três níveis	75
4.19	Retificador de três níveis com uma célula conectada ao ponto neutro da fonte.	75
4.20	Opções de módulo.	75
4.21	Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes	76
4.22	Modos de operação para o retificador CFP NRC: (a) retificador sem operação; (b) $v_{10}=E/2$; (c) $v_{10}=0$; (d) $v_{10}=-E/2$	77
4.23	Modos de operação de retificador CFP	77
4.24	Diagrama de controle	78
4.25	Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$	82
4.26	Resultados de simulação da corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para configuração proposta com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.	83
4.27	Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	83

4.28	Tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	83
4.29	Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	84
4.30	Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.	84
4.31	Resultados de simulação da tensão no barramento, corrente na carga e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com indutores acoplados e utilizando o controlador PI	85
4.32	Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.	85
4.33	Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, a tensão no barramento CC e a tensão no barramento CC para diferentes valores do ciclo de trabalho d para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.	86

Lista de Símbolos

MDC	–	Modo de condução descontínua
CFP	–	Correção do fator de potência
i_{cf1} , i_{cf2} e i_{cf3}	–	Correntes que circulam através do filtro de capacitores
C_{f1} , C_{f2} e C_{f3}	–	Filtro de capacitores
T	–	Período de chaveamento
L_{c1} e L_{c2}	–	indutâncias primária e secundária de dispersão
T_c	–	Indutor acoplado
L_{mc}	–	Indutâncias de magnetização
E	–	Tensão do barramento CC
V_i	–	Amplitude de pico da tensão de entrada
v_i	–	Tensão de entrada
v_{cf1} , v_{cf2} e v_{cf3}	–	Tensões dos capacitores de filtro
v_{TC}	–	Tensão sobre o indutor acoplado
v_{Lc1} e v_{Lc2}	–	Tensões das indutâncias primária e secundária de dispersão
i_1 e i_2	–	Correntes nas indutâncias
I_{mc}	–	Pico da corrente de magnetização
pf	–	Fator de potência
T_{c1} e T_{c2}	–	Tempos de condução
f_s	–	Frequência de chaveamento

L_c	–	Indutância primária de dispersão
I_i	–	Corrente RMS de entrada
i_i	–	Corrente de entrada
η	–	Eficiência esperada do conversor
P_o	–	Máxima potência de saída
α	–	Relação de transferência estática
Q_i e q_i	–	Chave do conversor, $i = 1, 2, 3, a1, a2, a3$
\bar{q}_i	–	Chave complementar do conversor, $i = 1, 2, 3$
D	–	Ciclo de trabalho
v_l^*	–	Tensão de referência na carga
v_i^*	–	Tensão de polo referência, $i = a0, b0, c0, s0$
v_μ^*	–	Tensão homopolar de referência
μ	–	Fator de distribuição
t_0	–	Tempo de distribuição de roda livre
t_{01} e t_{02}	–	Tempos de distribuição de roda livre no início e na extremidade
v_{c1} e v_{c2}	–	Tensão nos capacitores do barramento CC
τ_i	–	Lagura de pulso, $i = a, b, c$
m	–	Índice de modulação
THD	–	Distorção harmônica total
i_l	–	Corrente na carga
v_g	–	Tensão de entrada
i_g	–	Corrente de entrada
v_i^*	–	Tensão de referência entre a fase e o neutro, $i = a_n, b_n, c_n$

-
- d, d_1, d_2 – Ciclos de trabalho
- t_p, t_n e t_o – Tempo de aplicação dos estados P, N , O
- d_{cond} – Ciclo de trabalho na região de condução
- d_{desmag} – Ciclo de trabalho na região de desmagnetização

1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

Existem diferentes conversores monofásicos CA-CA com barramento CC que são compostos de um retificador na entrada, acoplado a um inversor na saída através de um barramento CC (Fig. 1.1), a maioria utilizando o princípio boost de operação (Jacobina, E. C. Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005b), (Jacobina, Correa, Lima e da Silva, 2003), (Jacobina, Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005a), (Nabae, Nakano e Arai, 1994). Esses conversores permitem o controle do fator de potência da rede de alimentação, podendo operar em condução contínua (Jacobina, E. C. Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005b), (Jacobina, de Freitas, Dos Santos, Da Silva e Oliveira, 2006), (Jacobina, Correa, Lima e da Silva, 2003), (Jacobina, Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005a), descontínua (Nabae, Nakano e Arai, 1994) ou crítica (Rashid, 1988).

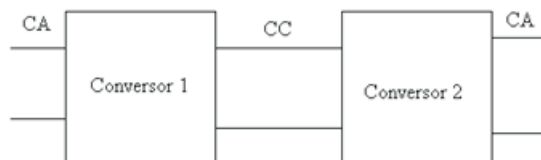


Figura 1.1: Conversor monofásico CA-CA com barramento CC.

Os conversores monofásicos CA-CA geralmente emprega topologias de ponte completa, o que implica no uso de oito chaves de potência. Muitas topologias podem ser obtidas para reduzir o número de chaves de potência, principalmente devido ao custo (Enjeti e Rahman,

1993), (Jacobina, E. C. Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005b), (Gi-Taekm e Lipo, 1995), (Jacobina, Correa, Lima e da Silva, 2003), (Jacobina, Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005a), mas a maioria delas utiliza uma estratégia de controle complicada para obter um alto fator de potência, necessitando de sensores de corrente e tensão. Por outro lado, a correção de fator de potência baseado no conversor boost é uma técnica muito popular para obter o fator de potência unitário (Jovanovic, Tsang e Lee, 1995), (Kazerani, Joos e Ziogas, 1991). Sua operação em modo de condução descontinua (MDC) na corrente do indutor é muito popular para baixa até moderado nível de potencia. A corrente de entrada neste conversor segue automaticamente a tensão senoidal de linha de modo que a malha de controle de corrente pode ser removido.

A entrada do conversor monofásico CA-CA proposto utiliza uma versão modificada do conversor CA-CC de Nabae (Nabae, Nakano e Arai, 1994) que é composto de um par de capacitores, um indutor acoplado, um retificador a diodos em ponte completa, um par de dispositivos de chaveamento. Uma topologia similar foi apresentada em (Kwon, Choi, Do e Kwon, 2005), mas aplicado a um conversor flyback de meia ponte. A saída deste conversor é composta por um conversor de ponte completa com dois braços (Configuração 3L), como na Figura 1.2(a), ou um conversor de meia-ponte com um braço (Configuração 2Lc), como na Figura 1.2(b), ou um conversor dois braços compartilhado (Configuração 2Ls), como na figura 1.2(c).

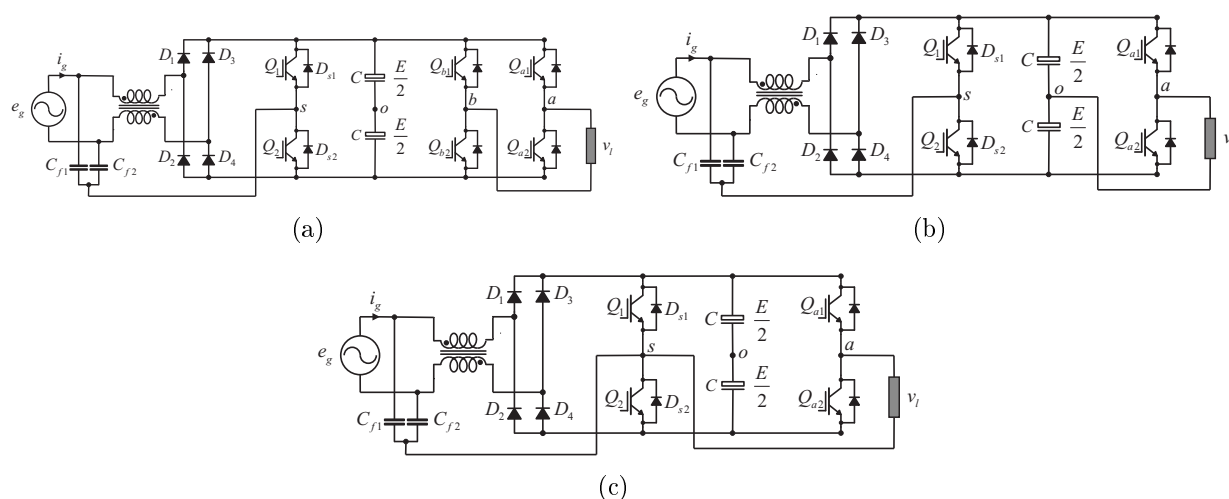


Figura 1.2: CA-CA com indutores acoplados com melhoria do fator de potência: (a) Configuração 3L (b) Configuração 2Lc e (c) Configuração 2Ls.

Em algumas aplicações a rede elétrica de alimentação é monofásica e existe a necessidade

de alimentar cargas trifásicas, por exemplo, em aplicações rurais (Bellar, Neto, Rolim, Fernandes, Aredes e da Silva Mothe, 2005) e ((Machado, Buso e Pomílio, 2005). A conversão monofásica-trifásica de energia usualmente emprega a topologia com retificador a diodos, que tem a desvantagem de apresentar distorção na corrente de entrada e fator de potência não unitário. Outra possibilidade de conversão de energia monofásica-trifásica é a partir das configurações com retificação controlada, onde é possível impor alto fator de potência e forma de onda senoidal da corrente na entrada do conversor. No entanto, a configuração ponte-completa emprega doze chaves de potência, além da necessidade de sensores de tensão e corrente para o controle do fator de potência. Em geral, o uso de muitas chaves aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema de conversão de potência (Blaabjerg, Neacsu e Pedersen, 1999), (Jacobina, de R. Correa, Ribeiro, Oliveira, da Silva e Lima, 2001a), (Francois, Delarue, Bouscayrol e Niiranen, 2000).

A entrada do conversor monofásico-trifásico CA-CA proposto é composta por uma versão modificada do conversor CA-CC de Nabae (Nabae, Nakano e Arai, 1994) citado anteriormente. A saída do conversor proposto é composta por um conversor de ponte completa com três braços sendo um braço compartilhado com o conversor de entrada (Fig. 1.3), sem modulação no braço compartilhado, ou com modulação no braço compartilhado. Também será realizado o estudo de um conversor monofásico-trifásico CA-CA utilizado como entrada um retificador trifásico de três níveis NPC com número reduzido de componentes (Fig. 1.4).

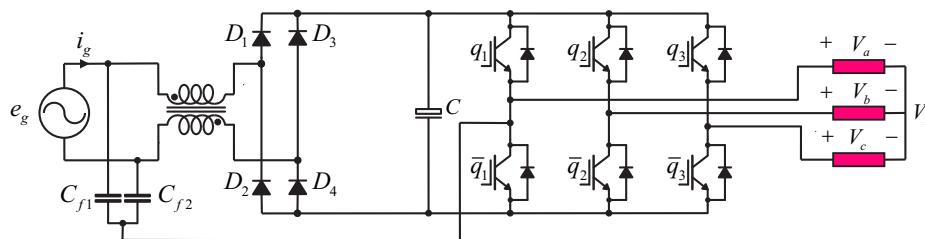


Figura 1.3: conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados

A conversão CA-CA trifásica pode ser obtida empregando um conversor de ponte completa com um barramento CC (Kohlmeier, Niermeyer e Schroder, 1987), quem implica em doze interruptores. Este é um número relativamente grande de interruptores. Em geral, isso aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema de conversão de energia.

A entrada do conversor trifásico CA-CA proposto é composta por uma versão modificada do conversor CA-CC de Nabae (Nabae, Nakano e Arai, 1994). A saída do conversor proposto

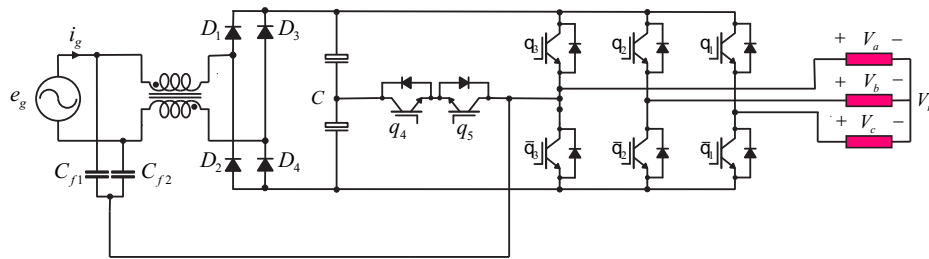


Figura 1.4: Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

é composta por um conversor de ponte completa com três braços sendo um braço compartilhado com o conversor de entrada (Fig. 1.5), sem modulação no braço compartilhado, ou com modulação no braço compartilhado.

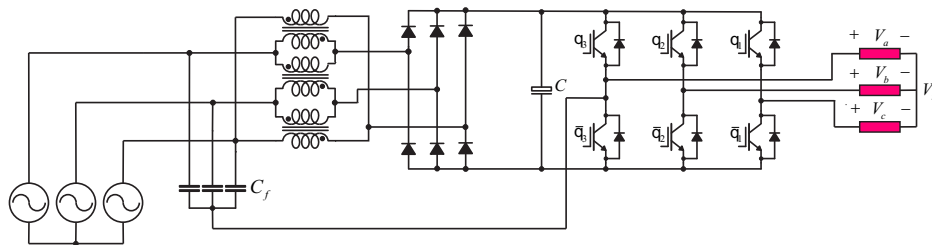


Figura 1.5: conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados

Por fim também será realizado o estudo de um conversor trifásico CA-CA utilizado como entrada um retificador trifásico de três níveis NPC com número reduzido de componentes (Fig. 1.6).

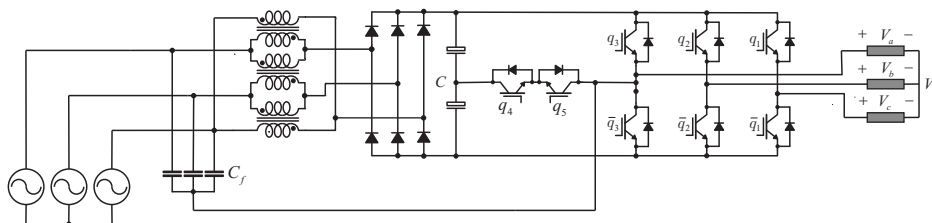


Figura 1.6: Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

1.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção, será apresentada a revisão bibliográfica referente ao tema desta proposta com o objetivo de mostrar como esse tema vem sendo explorado na literatura nos últimos anos.

No trabalho (Kwon, Choi, Do e Kwon, 2005) é realizado o estudo de um conversor flyback de meia ponte acoplado à linha de tensão para a correção do fator de potência (CFP) utilizando um conversor de entrada similar ao estudado nesta proposta. O CFP proposto pode alcançar fator de potência quase unitário e corrente de entrada livre de ondulação usando um indutor acoplado.

Em (Dos Santos Jr, BENTO, SILVA e JACOBINA, 2006) são propostos três conversores monofásicos CA-CA baseados no conversor CA-CC de Nabae. As topologias propostas melhoram o fator de potência de entrada e a corrente de entrada sem utilização de modulações complicadas ou controle por realimentação. Estas topologias podem operar com qualquer frequência de saída variável em aplicações como sistemas de acionamento ou frequência de saída fixas, tais como UPS (Fonte de alimentação ininterrupta).

Em (Da Silva, Dos Santos, Lacerda, Azevedo e Jacobina, 2010) são propostos três conversores monofásicos CA-CA baseados em uma versão melhorada do conversor CA-CC de Nabae. As topologias propostas possuem um alto fator de potencia e corrente de entrada livres de ondulação utilizando um indutor acoplado e sem qualquer modulação complicada ou controle por realimentação. Estas topologias podem operar com qualquer frequência de saída variável ou frequência de saída fixa.

Já em (Dos Santos, Da Silva e Bento, 2009) são propostos três conversores trifásicos CA-CC-CA, que utiliza como conversor de entrada um retificador trifásico de três-níveis com correção de fator de potência. Este retificador apresenta algumas vantagens quando comparado com o retificador de dois níveis, ou seja: a) operação com nível de alta potência; b) reduzir harmônicos de tensão durante a operação com menor periodicidade, e c) melhor qualidade na forma de onda da corrente de entrada. As topologias propostas podem operar tanto com uma frequência variável de saída em aplicações como sistemas de acionamento, ou com a frequência de saída fixas, tais como UPS (Fonte de alimentação ininterrupta).

1.3 Contribuições do Trabalho

As principais contribuições deste trabalho são:

- Implementação de três conversores monofásicos que podem atingir um alto fator de

potência e corrente de entrada com pouca ondulação;

- Implementação de um conversor monofásico-trifásico com alto fator de potência utilizando o princípio de indutores acoplados;
- Implementação de um conversor trifásico-trifásico com alto fator de potência utilizando o princípio de indutores acoplados;
- Implementação de um conversor trifásico-trifásico utilizando como entrada um retificador de três-níveis com número reduzido de componentes.

Para cada topologia estudada, será analisado o seu comportamento quando aplicado estratégias de modulação, sendo estas estratégias validadas através de resultados de simulações e algumas com resultados experimentos.

1.4 Publicações

No desenvolvimento deste trabalho foi submetido um artigo em conferência: (Da Silva, Dos Santos, Lacerda, Azevedo e Jacobina, 2010).

2

Conversor Monofásico CA-CA com Controle de Fator de Potência

Conversores monofásicos CA-CA geralmente empregam topologias em pontes retificadoras, o que implica no uso de oito interruptores, podendo operar em condução contínua, descontínua ou crítica (Rashid, 1988). Muitas topologias foram concebidas para reduzir o número de chaves de potência principalmente devido ao seu custo (Enjeti e Rahman, 1993), (Jacobina, E. C. Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005b), (Gi-Taekm e Lipo, 1995), (Jacobina, Correa, Lima e da Silva, 2003), (Jacobina, Dos Santos, Correa e Da Silva, 2005a), mas a maioria utiliza uma estratégia de controle complicada para obter um fator de potência próximo da unidade, necessitando sensores de corrente e de tensão. Por outro lado, a operação de conversores boost no Modo de Corrente Descontínua (MCD) é popular para o nível de potência moderada. A corrente de entrada nesse modo de operação segue automaticamente a tensão senoidal de alimentação de modo que a malha de controle da corrente pode ser eliminada.

O conversor de Nabae (Nabae, Nakano e Arai, 1994) (Fig. 2.1) é um retificador de estrutura simples que permite a correção do fator de potência (CFP) na rede sem necessidade de imposição da forma de onda de corrente, uma vez que ele opera como seguidor de tensão.

Neste capítulo será proposto três conversores monofásicos CA-CA (Fig. 2.2) com correção do fator de potência na entrada (CFP). A saída do conversor proposto pode ser composta por um conversor de ponte completa com dois braços (Configuração 3L) Fig.

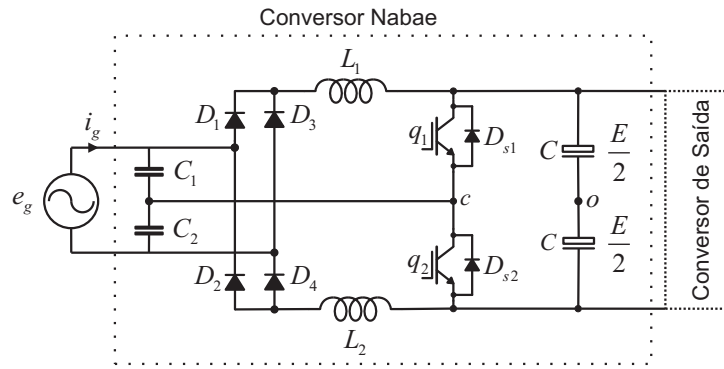


Figura 2.1: Conversor Nabae.

2.2(a), ou por um conversor de meia-ponete com um braço (Configuração 2Lc) Fig. 2.2(b), ou por um conversor dois braços, um sendo compartilhado (Configuração 2Ls Fig. 2.2(c)). O conversor proposto pode atingir um fator de potência quase unitário e corrente de entrada livre de ondulação sem qualquer modulação de chaveamento complicada tal como PWM ou um complexo controle com realimentação. A entrada de todos os conversores propostos utiliza um conversor Nabae CA-CC modificado que é composto de um par de capacitores, um indutor acoplado, um retificador a diodo em ponte completa, um par de indutores e um par de dispositivos de chaveamento. Uma topologia similar foi apresentada em (Kwon, Choi, Do e Kwon, 2005), mas aplicado a um conversor flyback em meia ponte.

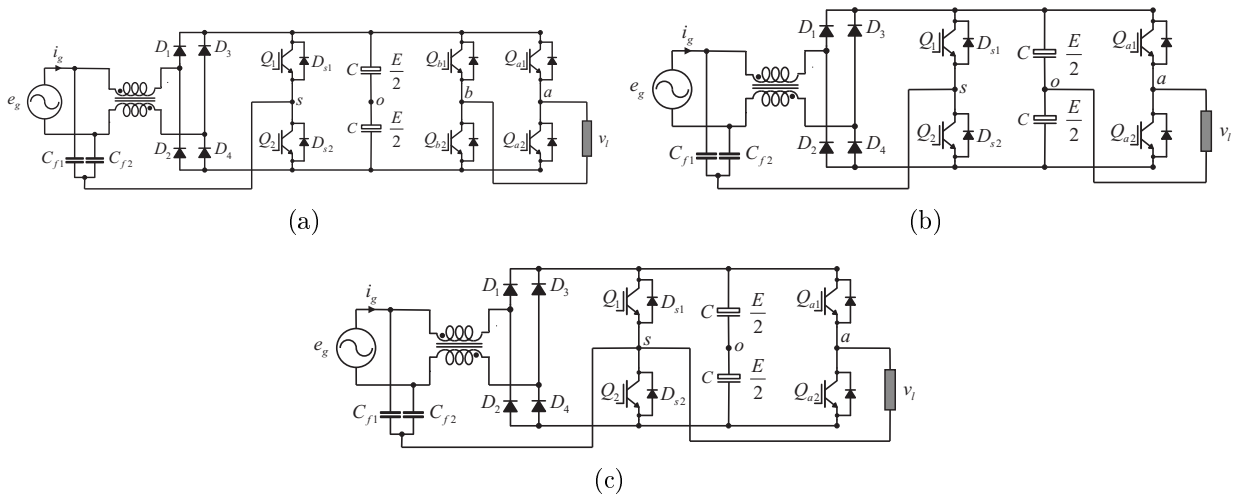


Figura 2.2: CA-CA com indutores acoplados com melhoria do fator de potência: (a) Configuração 3L (b) Configuração 2Lc e (c) Configuração 2Ls.

2.1 Estágio CFP

No estágio CFP mostrado na Figura 2.3 i_{cf1} e i_{cf2} são as correntes que circulam através do filtro de capacitores C_{f1} e C_{f2} ($C_{f1} = C_{f2} = C_f$). Como pode ser visto, o indutor acoplado T_c como um tipo de transformador que é modelado com a indutância de magnetização L_{mc} , a indutância primária de dispersão L_{c1} , a indutância secundária de dispersão L_{c2} ($L_{c1} = L_{c2} = L_c$), e um transformador ideal com número de espira de 1:1. A indutância primária de dispersão L_{c1} e a indutância secundária de dispersão L_{c2} podem ser consideradas iguais (Kwon, Choi, Do e Kwon, 2005).

O conversor em um período de chaveamento T possui quatro modos de operação, no ciclo positivo da fonte primária monofásica. As chaves de potência são ligadas e desligadas de forma complementar (com relação cíclica de 50%) numa frequência constante muito maior que a frequência da fonte primária de tensão monofásica. Pressupostos para a análise em operação são:

- Todos os componentes e o barramento CC são ideais;
- A tensão do barramento CC E seja maior do que a amplitude de pico V_i da tensão de entrada v_i ;
- O fornecimento de tensão de entrada v_i é considerado constante para um período de chaveamento;
- v_{cf1} e v_{cf2} são considerados constantes durante o período de chaveamento T .

2.1.1 Princípio de Operação

O conversor possui quatro modos de operação no ciclo positivo da fonte primária monofásica, como pode ser visto na Figura 2.4:

Modo 1: A chave q_{s1} é ligada e a chave q_{s2} é desligada no mesmo momento. A partir de $v_{cf1} = v_{Lc1} + v_{TC}$ e $v_{cf2} = v_{Lc2} + v_{TC} + v_d$ a tensão v_{TC} sobre o indutor acoplado T_c , a tensão v_{Lc1} sobre a indutância de dispersão primária L_{c1} , e a tensão v_{Lc2} sobre a indutância de dispersão secundária L_{c2} são dadas por

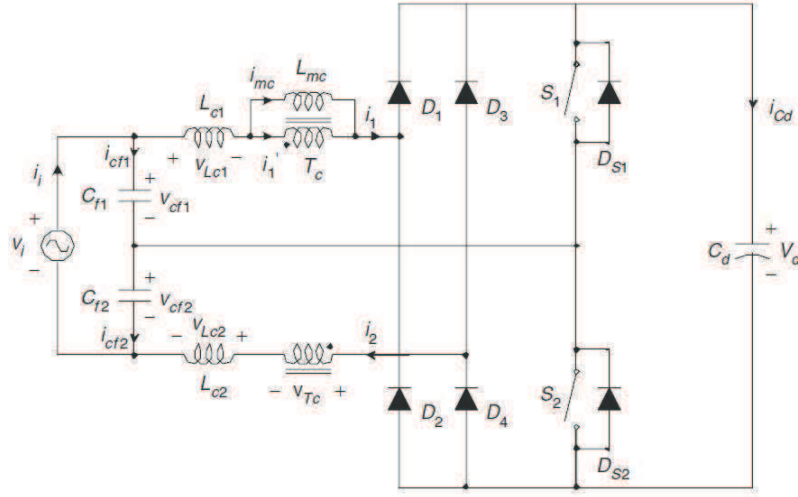


Figura 2.3: Conversor de CFP.

$$v_{Tc}(t) = -\frac{(E - v_i)}{2} \quad (2.1)$$

$$v_{Lc1} = v_{cf1} - v_{Tc} \quad (2.2)$$

$$v_{Lc2} = v_{cf2} - v_{Tc} - E \quad (2.3)$$

a corrente i_1 do indutor de dispersão primária cresce e a corrente i_2 do indutor de dispersão secundária decresce linearmente como segue

$$i_1(t) = \frac{(V_{Cf1} - v_{Tc})}{L_c}(t - t_1) \quad (2.4)$$

$$i_2(t) = I_{mc} + \frac{(V_{Cf2} - v_{Tc} - E)}{L_c}(t - t_1) \quad (2.5)$$

no fim do intervalo a corrente i_1 do indutor de dispersão primária se aproxima de I_{mc} e a corrente i_2 do indutor de dispersão secundária se aproxima de zero.

Modo 2: A corrente i_2 do indutor de dispersão secundária chega a zero. A tensão v_{Lc} sobre a indutância de dispersão primária L_{c1} pode ser considerado zero e a tensão v_{Tc} é fixada em v_{cf1} . Então a corrente i_1 do indutor de dispersão primária cresce com o mesmo valor da corrente i_{mc} .

$$i_1(t) = i_{mc}(t) = \frac{v_i}{L_c}(t - t_2) \quad (2.6)$$

$$i_2(t) = 0(t - t_2) \quad (2.7)$$

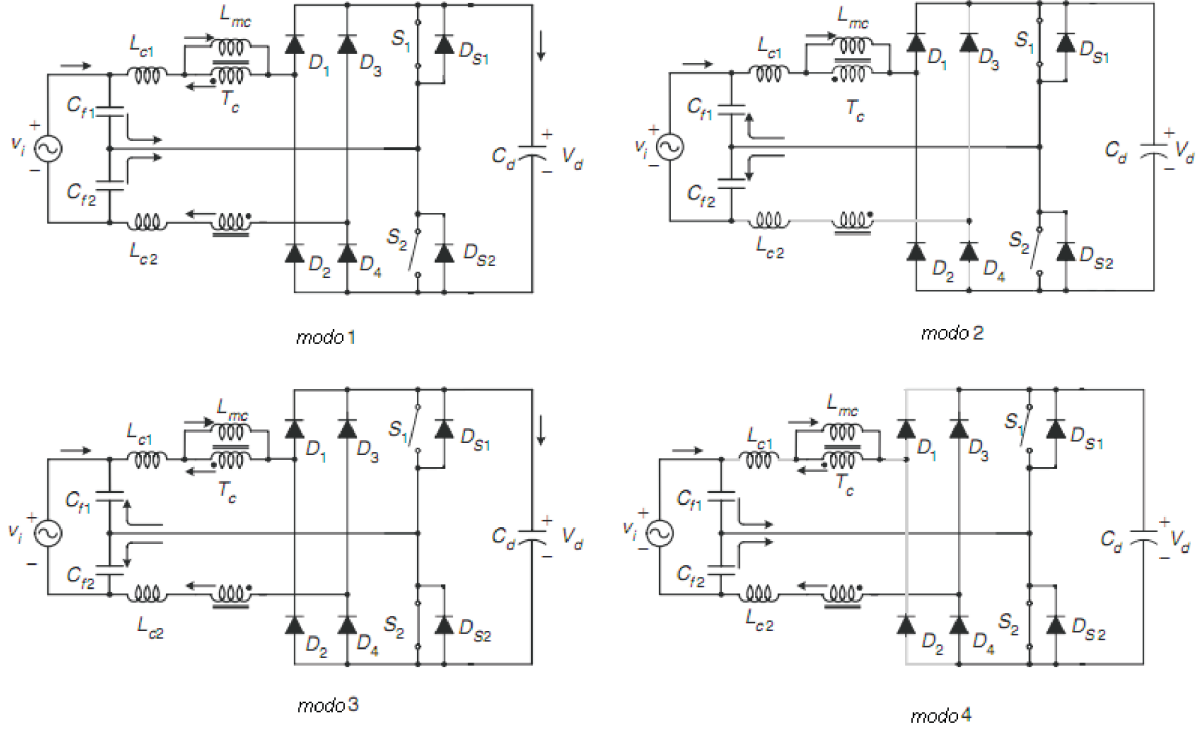


Figura 2.4: Modos de operação do estágio de CFP.

Modo 3: A chave q_{s2} é ligada e a chave q_{s1} é desligada no mesmo momento. A partir de $v_{cf1} = v_{Lc1} + v_{TC} + E$ e $v_{cf2} = v_{Lc2} + v_{TC}$ a tensão v_{Tc} sobre o indutor acoplado T_c , a tensão v_{Lc1} sobre a indutância de dispersão primária L_{c1} , e a tensão v_{Lc2} sobre a indutância de dispersão secundária L_{c2} são dadas por

$$v_{Tc}(t) = -\frac{(E - v_i)}{2} \quad (2.8)$$

$$v_{Lc1} = v_{Cf1} - v_{Tc} - E \quad (2.9)$$

$$v_{Lc2} = v_{Cf2} - v_{Tc} \quad (2.10)$$

a corrente i_1 do indutor de dispersão primária decresce e a corrente i_2 do indutor de dispersão secundária cresce linearmente como segue

$$i_1(t) = I_{mc} + \frac{(V_{Cf1} - v_{Tc} - E)}{L_c}(t - t_3) \quad (2.11)$$

$$i_2(t) = \frac{(V_{Cf2} - v_{Tc})}{L_c}(t - t_3) \quad (2.12)$$

no fim do intervalo a corrente i_2 do indutor de dispersão secundária se aproxima de I_{mc} e a corrente i_1 do indutor de dispersão primária se aproxima de zero.

Modo 4: A corrente i_1 do indutor de dispersão primária chega a zero. A tensão v_{Lc} sobre a indutância de dispersão secundária L_{c2} pode ser considerado zero e a tensão v_{Tc} é fixada em v_{cf2} . Então a corrente i_2 do indutor de dispersão primária é grampeada em i_{mc} .

$$i_1(t) = 0(t - t_4) \quad (2.13)$$

$$i_2(t) = i_{mc}(t) = \frac{v_i}{L_c}(t - t_4) \quad (2.14)$$

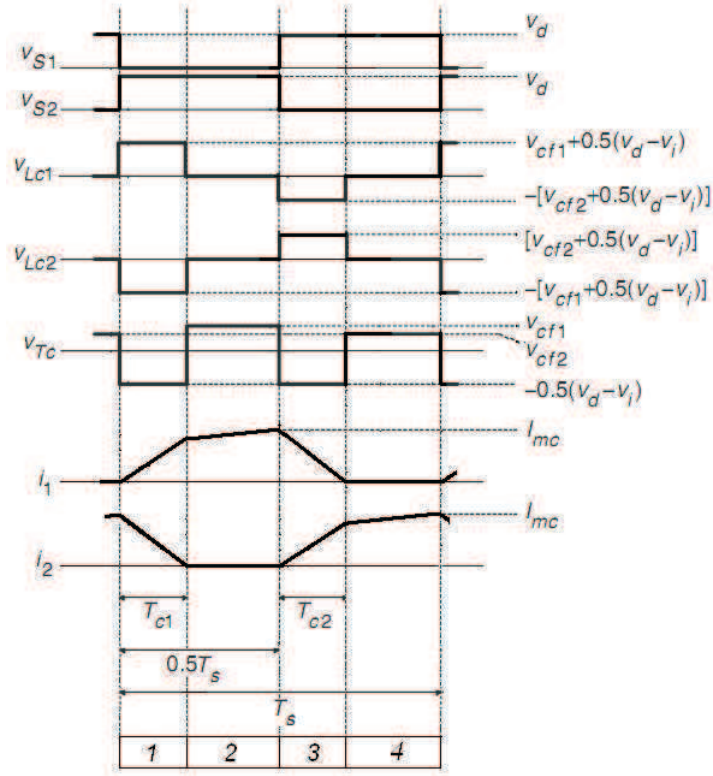


Figura 2.5: Formas de onda do estágio de CFP.

Referindo-se as formas de onda das tensões v_{Lc1} e v_{Tc} na Fig. 2.5, pelo equilíbrio das tensões temos que (Kwon, Choi, Do e Kwon, 2005)

$$(V_{cf1} + \frac{(E - v_i)}{2})T_{c1} = (V_{cf2} + \frac{(E - v_i)}{2})T_{c2} \quad (2.15)$$

$$\frac{(E - v_i)}{2}T_{c1} = (0.5T - T_{c1})V_{cf1} \quad (2.16)$$

$$\frac{(E - v_i)}{2}T_{c2} = (0.5T - T_{c2})V_{cf2} \quad (2.17)$$

Com $v_i = v_{cf1} + v_{cf2}$, (2.15), (2.16), (2.17) a tensão do filtro capacitivo e o tempo de transição são dados por:

$$v_{cf1} = v_{cf2} = 0.5v_i \quad (2.18)$$

$$T_{c1} = T_{c2} = \frac{v_i T}{2E} \quad (2.19)$$

A partir do modo 2 temos que o pico da corrente I_{mc} é dado por:

$$I_{mc} = \frac{v_i}{4f_s L_c} \quad (2.20)$$

A tensão de entrada v_i do conversor será:

$$v_i = \sqrt{2}V_i \sin \omega t \quad (2.21)$$

Onde V_i e ω são a tensão RMS de entrada e a frequência angular, respectivamente. A partir de $i_i = i_2 + i_{cf2} = i_1 + i_{mc} + i_{cf1}$, $i_1 = -i_2$, $i_{cf2} = -i_{cf1}$, e $i_{mc} = I_{mc}$ a corrente de entrada i_i é dada por

$$i_i = \frac{i_{mc}}{2} = \frac{1}{4\sqrt{2}f_s L_c} V_i \sin \omega t \quad (2.22)$$

Assim a corrente de entrada não contém nenhum harmônico de alta frequência e a corrente RMS de entrada I_i é $\frac{v_i}{8f_s L_c}$. A potência de entrada real P_i é determinada como

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_i i_i d(\omega t) = \frac{V_i^2}{8f_s L_c} \quad (2.23)$$

A partir de (2.22) e (2.23) o fator de potência é dado por

$$pf = \frac{P_i}{V_i I_i} = 1 \quad (2.24)$$

Assim o conversor proposto CFP possui fator de potência unitário quando ele é projetado de modo que a tensão E do barramento CC seja maior do que a amplitude de pico V_i da tensão de entrada v_i .

2.1.2 Indutâncias

A partir de (2.23) a indutância de dispersão L_c do indutor acoplado para fator de potência unitário é projetado como segue:

$$L_c = \frac{\eta V_i^2}{8f_s P_o} \quad (2.25)$$

Onde P_o e η são respectivamente a máxima potência de saída e a eficiência esperada do conversor.

2.1.3 Esforços de Corrente

A corrente de pico, no período da rede, ocorre no semi-ciclo positivo $\omega t = \frac{\pi}{2}$. Substituindo (2.21) em (2.20), a corrente de pico dos indutores é obtida:

$$i_{1,2pico} = \frac{1}{2\sqrt{2}f_s L_c} V_i \quad (2.26)$$

2.1.4 Projeto do Estágio CFP

Com a finalidade de verificar as expressões estudadas e estabelecer parâmetros da topologia para o restante desta proposta, são feitas especificações de projeto para operação com carga variável, Tabela 2.1. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 2.2.

Tensão de rede, V_i , (60Hz)	100V
Tensão de saída, V_d	150V
Potência máxima de saída, $P_{o,max}$	75W
Frequência de chaveamento	10kHz

Tabela 2.1: Especificações do projeto.

$V_i : 100V(60Hz); E_d : 150V; P_o : 75W$		
Indutância de dispersão (mH)	Pico de corrente (A)	$f_s(kHz)$
1.7	2.08	10

Tabela 2.2: Resultados para rendimento unitário.

2.1.5 Simulação do Estágio CFP

Com base nos atributos estabelecidos pelo projeto na seção anterior realizou-se a simulação do estágio CFP (Figura 2.3) conectado a uma carga R. Sem qualquer indutor de filtragem, a corrente de entrada possui pouca ondulação. Na Figura 2.6 tem-se a tensão e a corrente de entrada pode-se constatar que a corrente de entrada está em fase com a tensão sem a necessidade de um controle com realimentação. Na Figura 2.8(a) tem-se as correntes i_1 e i_2 e na Figura 2.8(b) são ampliadas podemos perceber que elas comprovam as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 2.5. A Figura 2.1.5 mostra o efeito da relação de transferência estática α no espectro de frequência das componentes harmônicas da corrente de entrada, onde α é definida como segue:

$$\alpha = \frac{V_d}{V_i} \tag{2.27}$$

Onde V_d é o máximo valor de v_d . $\alpha = 1$ é o estado crítico de i_1 e i_2 , contínua ou descontínua. Podemos perceber pela Figura 2.1.5 que quanto maior for valor de α ocorre um aumento na distorção harmônica total.

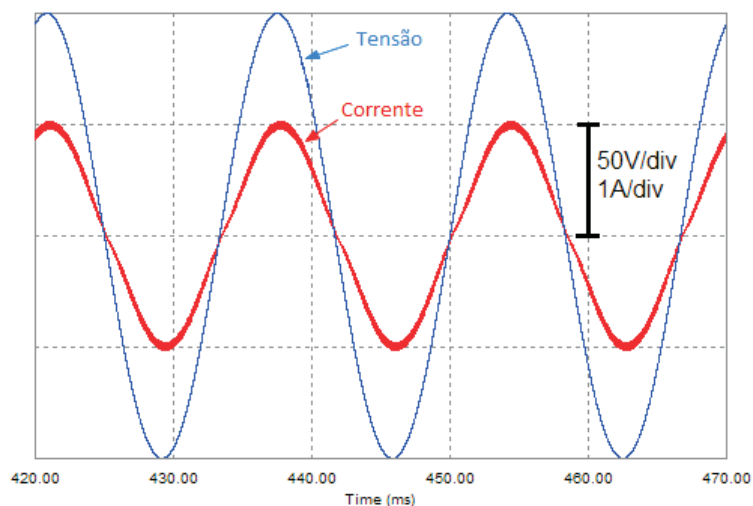


Figura 2.6: Tensão e a corrente de entrada do conversor.

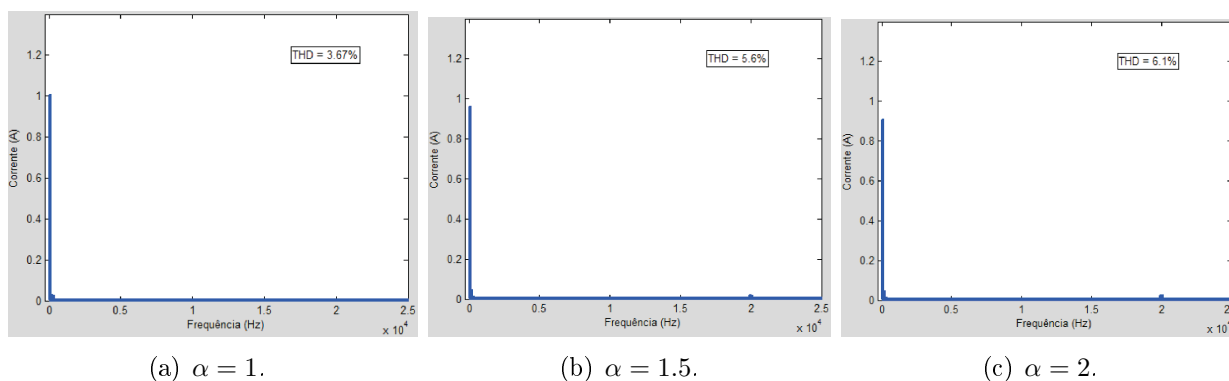


Figura 2.7: Espectro de frequência da corrente de entrada para diferentes valores de α .

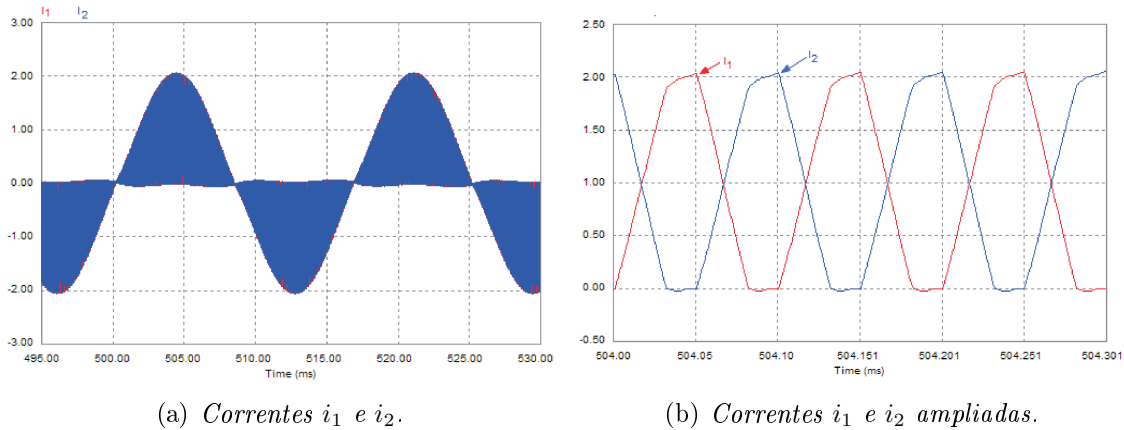


Figura 2.8: Correntes i_1 e i_2 .

2.2 Configuração 3L

A saída do conversor 3L (Figura 2.9) é formada por 4 chaves de potência (Q_{a1} , Q_{a2} , Q_{b1} , Q_{b2}) e um banco de capacitores formando o barramento CC. Os pares de chaves Q_{a1} - Q_{a2} e Q_{b1} - Q_{b2} são complementares. O estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável binária homônima Q_{a1} e Q_{b1} onde $Q=1$ indica a chave fechada e $Q=0$ indica a chave aberta. A entrada do conversor 3L é composta pelo circuito CFP descrito anteriormente, as chaves Q_1 e Q_2 operam com ciclo de trabalho (D) de 0.5, ou seja, cada chave deste braço permanece aberta durante metade do período de chaveamento.

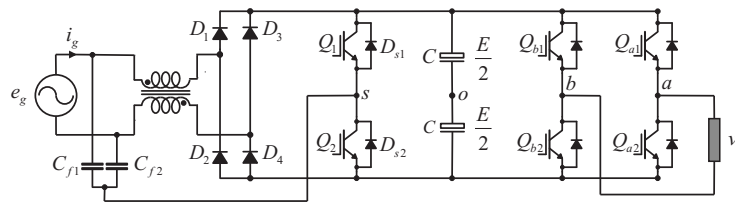


Figura 2.9: Configuração 3L.

Se a tensão de referência na carga é dada por v_l^* , então as tensões de pólo de referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_l^* + v_\mu^* \tag{2.28}$$

$$v_{b0}^* = v_\mu^* \tag{2.29}$$

As equações (2.28) e (2.29) não podem ser resolvidas ao menos que v_μ^* seja obtido. A

tensão v_μ^* pode ser calculada utilizando o fator μ

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1)v_{min}^* \quad (2.30)$$

onde $v_{max}^* = \max V$ e $V_{min}^* = \min V$ onde $V = \{v_l^*, 0\}$.

Esta expressão foi derivada usando a mesma aproximação usada para obter equivalente para o modulador trifásico PWM (Jacobina, Lima, Silva e Alves, 2001b), (Blasko, 1996).

O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por $\mu = t_{o1}/t_0$ e indica a distribuição da roda-livre no período t_0 (período no qual v_{a0} e v_{b0} são iguais) no início ($t_{o1} = \mu t_0$) e na extremidade ($t_{o2} = (1 - \mu)t_0$) do período de chaveamento T (Jacobina, Lima, Silva e Alves, 2001b), (Blasko, 1996).

Neste caso o algoritmo proposto é:

Etapa 1: escolher o fator μ e calcular v_u^* a partir de (2.30).

Etapa 2: Determinar v_{a0}^* e v_{b0}^* a partir de (2.28)-(2.29).

Etapa 3: Uma vez que a tensão no ponto médio foi determinado. A largura de pulso τ_a e τ_b são calculados usando

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{a0}^* \quad (2.31)$$

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{b0}^* \quad (2.32)$$

onde T é o período de chaveamento e $E = v_{c1} + v_{c2}$. Os valores das larguras de pulsos τ_a e τ_b são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência (Fig. 2.10(a)). Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{a0}^* e v_{b0}^* com um sinal triangular de alta frequência (Fig. 2.10(b)).

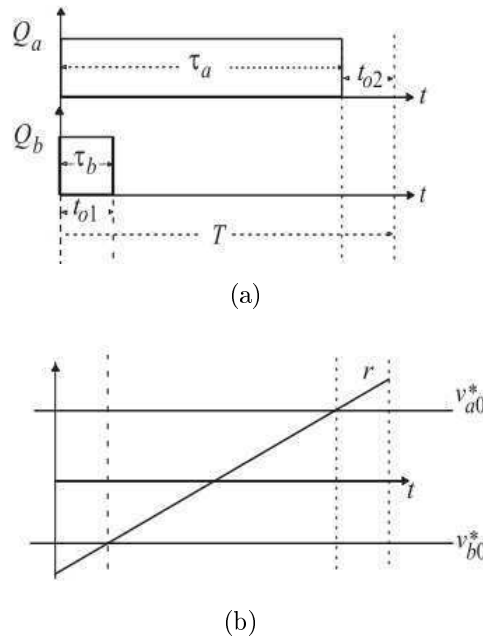


Figura 2.10: a) Largura de pulso t_a e t_b . b) Equivalência à técnica de portadora triangular.

2.3 Configuração 2LC

A saída do conversor 2LC (Figura 2.11) é formada por 2 chaves de potência (Q_{a1}, Q_{a2}) e um banco de capacitores formando o barramento CC. O par de chaves $Q_{a1} - Q_{a2}$ são complementares. O estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável binária homônima Q_{a1} onde $Q=1$ indica a chave fechada e $Q=0$ indica a chave aberta. A entrada do conversor 2LC é composta pelo circuito CFP descrito anteriormente, as chaves Q_1 e Q_2 operam com ciclo de trabalho (D) de 0.5, ou seja, cada chave deste braço permanece aberta durante metade do período de chaveamento.

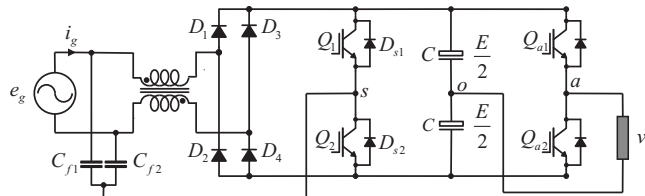


Figura 2.11: Configuração 2LC.

Se a tensão de referência na carga é dada por v_i^* , então a tensão de pólo de referência pode ser escrita como

$$v_{a0}^* = v_l^* \quad (2.33)$$

A largura de pulso τ_a é calculada usando

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{a0}^* \quad (2.34)$$

onde T é o período de chaveamento e $E = v_{c1} + v_{c2}$. O valor da largura de pulso τ_a é usado no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência. Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando o sinal de referência v_{a0}^* com um sinal triangular de alta frequência.

Por outro lado, para eliminar o erro devido ao desequilíbrio do ponto central do banco de capacitores do barramento CC, a expressão (2.39) não é mais válida. Para compensar o desequilíbrio dos capacitores à nova expressão para τ_a é dada por

$$\tau_a = (v_{a0}^* + v_{c2}) \frac{T}{v_{c1} + v_{c2}} \quad (2.35)$$

Note que é necessário medir v_{c1} e v_{c2} .

2.4 Configuração 2LS

A saída do conversor 2LS (Figura 2.12) é formada por 4 chaves de potência (Q_{a1}, Q_{a2}, Q_1, Q_2) e um banco de capacitores formando o barramento CC. Os pares de chaves $Q_{a1}-Q_{a2}$ e Q_1-Q_2 são complementares. Nesta configuração o braço ($Q_1 - Q_2$) é compartilhado entre a entrada e a saída do conversor. O estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável binária homônima Q_{a1} onde $Q=1$ indica a chave fechada e $Q=0$ indica a chave aberta. Nesta configuração circuito CFP de entrada é compartilhado com a saída do conversor, a operação deste braço apresenta ciclo de trabalho, D , de 0.5, ou seja, cada chave deste braço permanece aberta durante metade do período de chaveamento.

Se a tensão de referência na carga é dada por v_l^* , então as tensões de pólo de referência podem ser escritas como

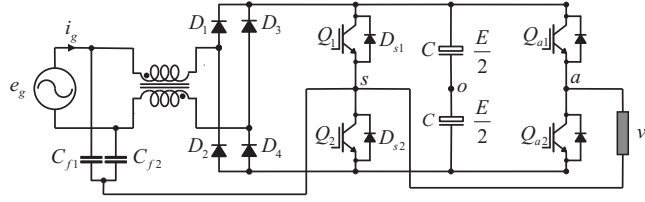


Figura 2.12: Configuração 2LS.

$$v_l^* = v_{a0}^* - v_{s0}^* \tag{2.36}$$

Como o braço compartilhado apresenta ciclo de trabalho D igual a 0.5 então $v_{s0}^* = 0$, assim as equações podem ser reescritas como:

$$v_{a0}^* = v_l^* \tag{2.37}$$

$$v_{s0}^* = 0 \tag{2.38}$$

Os sinais de gatilho podem ser gerados com a comparação das tensões de referencia v_{s0}^* e v_{a0}^* com um sinal triangular de alta frequência.

A largura de pulso τ_a e τ_s são calculados usando

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{a0}^* \tag{2.39}$$

$$\tau_s = \frac{T}{2} \tag{2.40}$$

Os valores das larguras de pulsos τ_a e τ_s são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência. Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{a0}^* e v_{s0}^* com um sinal triangular de alta frequência.

2.5 Resultados de Simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação dos três conversores propostos, a fim de que seja observado o controle do fator de potência.

Nas Figs. 2.13, 2.14, 2.15, 2.16, 2.17 e 2.18 são apresentados os resultados de simulação dos três conversores propostos estudados. Os parâmetros globais foram:

- Freqüência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Freqüência da tensão na carga: $30Hz$.
- Índice de modulação: $m=0.9$;
- Carga: $R = 120\Omega$ e $L = 10mH$.

Nas Figs. 2.13(a) e 2.13(b) pode ser observado à corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração 3L com (Fig. 2.13(a)) e sem (Fig. 2.13(b)) indutores acoplados. Nas Figs. 2.15(a) e 2.15(b) pode ser observado à corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração 2LS com (Fig. 2.15(a)) e sem (Fig. 2.15(b)) indutores acoplados. Nas Figs. 2.17(a) e 2.17(b) pode ser observado à corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração 2LC com (Fig. 2.17(a)) e sem (Fig. 2.17(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que nas três configurações (3L, 2Ls e 2Lc) a corrente de entrada está em fase com a tensão para os casos com e sem indutores acoplados, porém percebe-se uma maior ondulação na corrente de rede para as configurações sem indutores acoplados. Nas figuras 2.14, 2.16 e 2.18 podem ser observadas as correntes nos indutores (i_{l1} e i_{l2}) e a tensão no barramento CC para as configurações com e sem indutores acoplados. As Tabelas 2.3 e 2.4 apresentam o fator de potência e a distorção harmônica total (THD) podemos observar que as configurações que utilizam indutores com acoplamento possuem um maior fator de potência e uma menor distorção harmônica quando comparadas com as configurações que utilizam indutores sem acoplamento. A configuração 3L utilizando indutores com acoplamento apresenta os melhores resultados.

Configuração	Fator de Potência	THD (%)
3L	0.998	3.44
2Ls	0.996	4.8
2Lc	0.997	4.7

Tabela 2.3: Fator de potência e a distorção harmônica total para as três configurações com acoplamento .

Configuração	Fator de Potência	THD (%)
3L	0.987	15.5
2Ls	0.967	26.51
2Lc	0.966	26.57

Tabela 2.4: Fator de potência e a distorção harmônica total para as três configurações sem acoplamento .

2.6 Resultados Experimentais

As topologias propostas nas Figs. 2.9, 2.11 e 2.12 foram implementados experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento: $10kHz$;
- A capacitância do barramento capacitivo: $2200\mu F$;
- As capacitâncias de entrada (C_{f1} e C_{f2}): $2.5\mu F$;
- Cada uma das indutâncias acopladas: $340\mu H$.

Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. As Figuras (2.19), (2.20) e (2.21) apresentam resultados experimentais selecionados implementados com microcomputador para configuração de $3L$ (Fig. 2.19), $2L_C$ (Fig. 2.20) e $2L_S$ (Fig. 2.21), mostrando a fonte de tensão de entrada, v_g , em fase com a corrente de entrada, i_g , com alto fator de potência a $60Hz$, a corrente de saída em $30 Hz$ e a corrente na indutância de dispersão. Como esperado, alto fator de potência de $60Hz$ foi obtida sem qualquer controle de gabarito e sem qualquer medição de corrente ou tensão. As tensões de carga são os esperados para cada configuração. Além disso, como esperado, as topologias propostas podem operar com frequência de saída independentes.

2.7 Conclusões

Neste capítulo foram propostos três conversores monofásicos CA-CA com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. O alto fator de potência é obtido pela utilização do conversor de Nabae modificado. Comparando as topologias estudadas obtemos um maior fator de potência e uma menor distorção harmônica para as configurações utilizando indutores com acoplamento. Os estudos propostos foram validados a partir de resultados de simulações e experimentais.

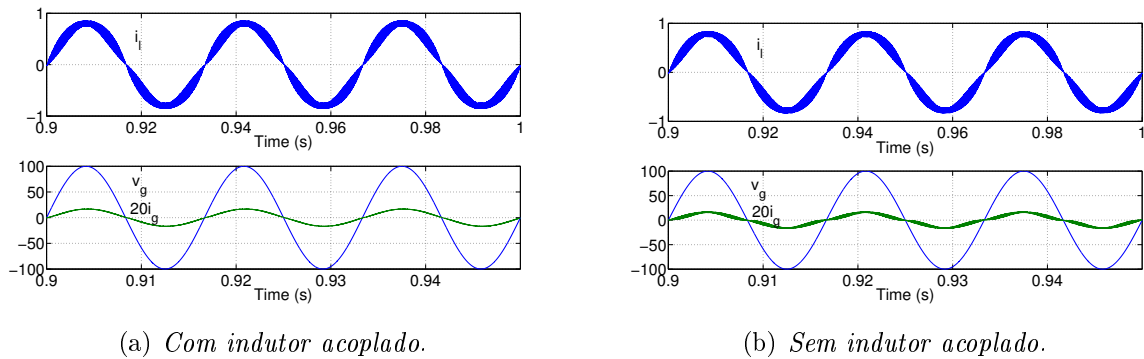


Figura 2.13: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração 3L com e sem indutor acoplado.

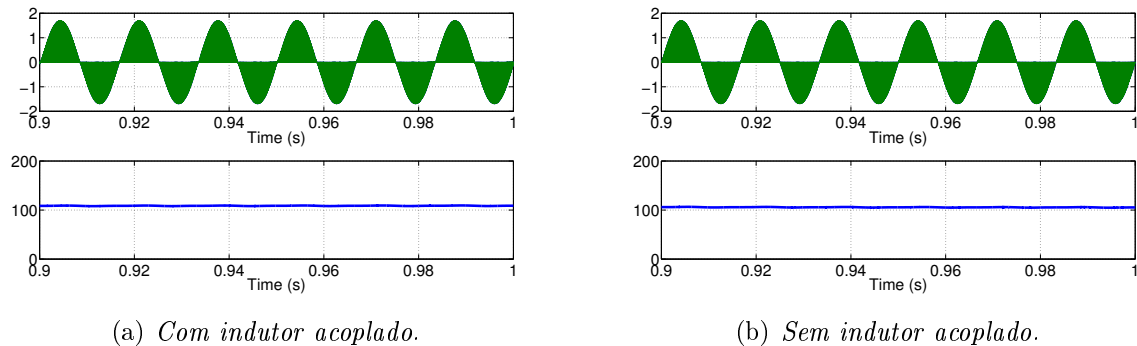


Figura 2.14: Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração 3L com e sem indutor acoplado.

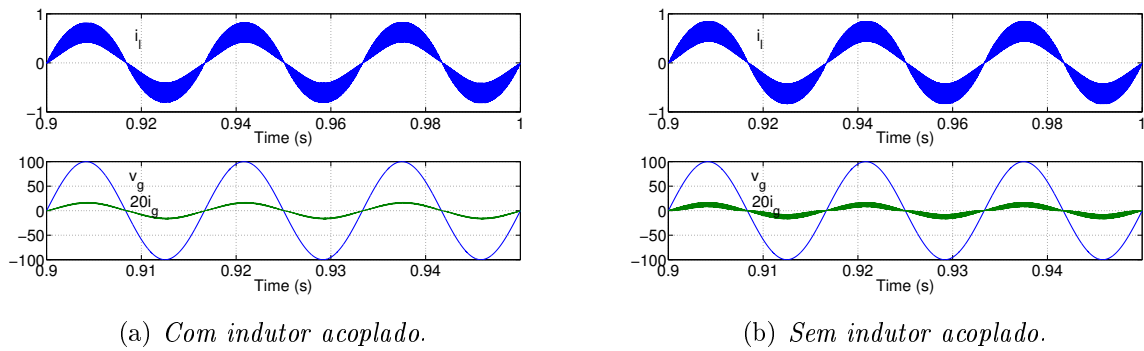


Figura 2.15: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração $2L_s$ com e sem indutor acoplado.

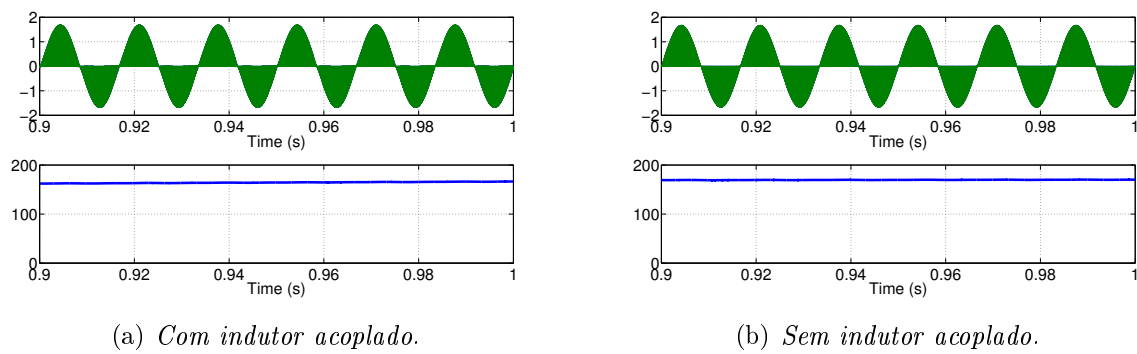


Figura 2.16: Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração $2L_s$ com e sem indutor acoplado.

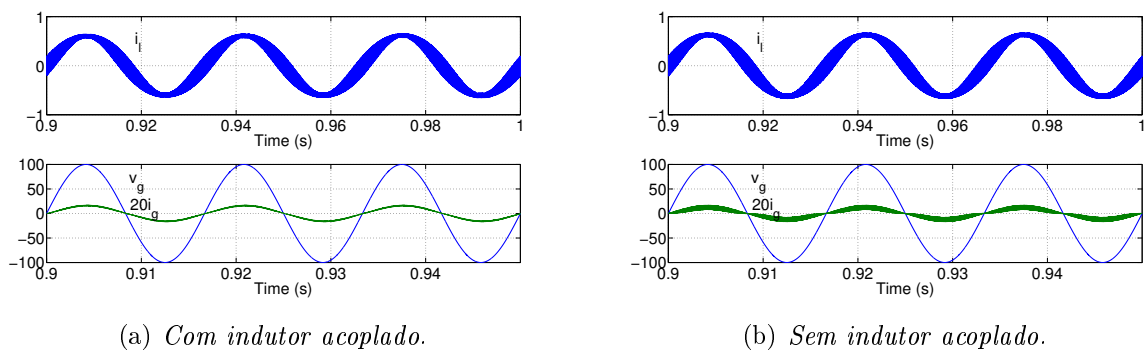
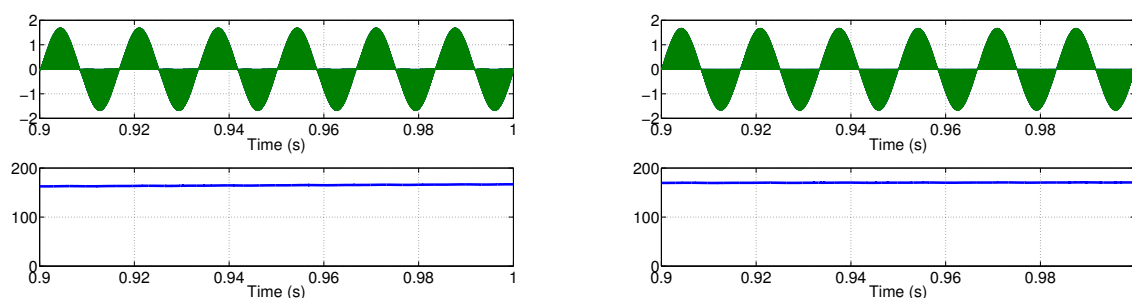


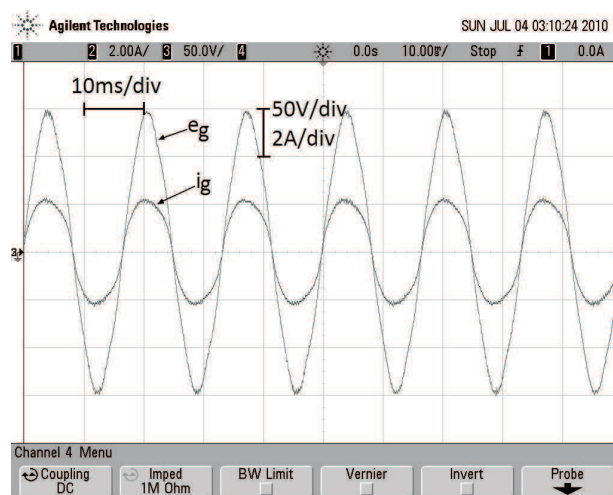
Figura 2.17: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração $2L_c$ com e sem indutor acoplado.



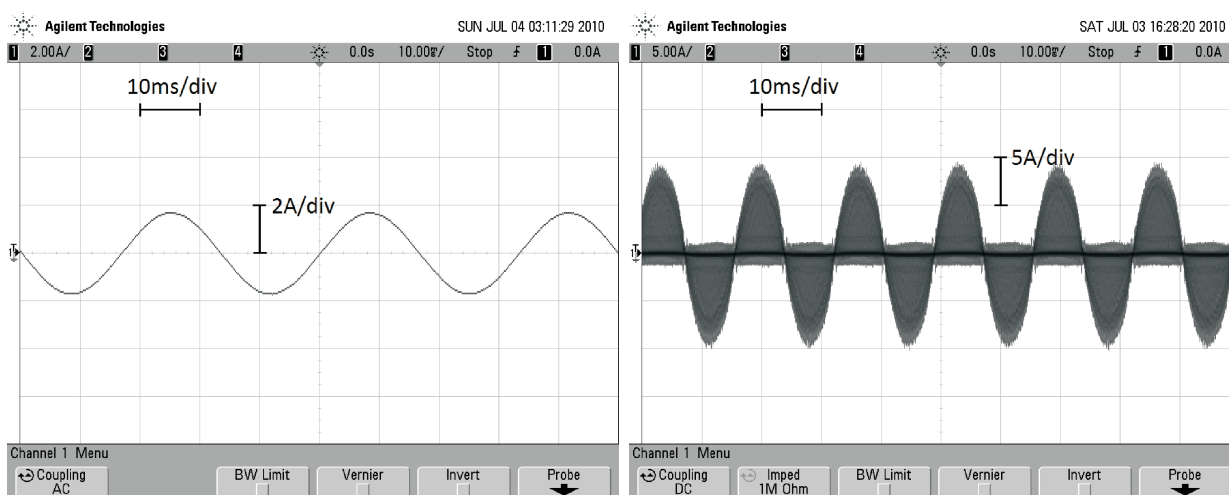
(a) Com indutor acoplado.

(b) Sem indutor acoplado.

Figura 2.18: Resultados de simulação da corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} e a tensão no baramento CC para configuração 2LC com e sem indutor acoplado.



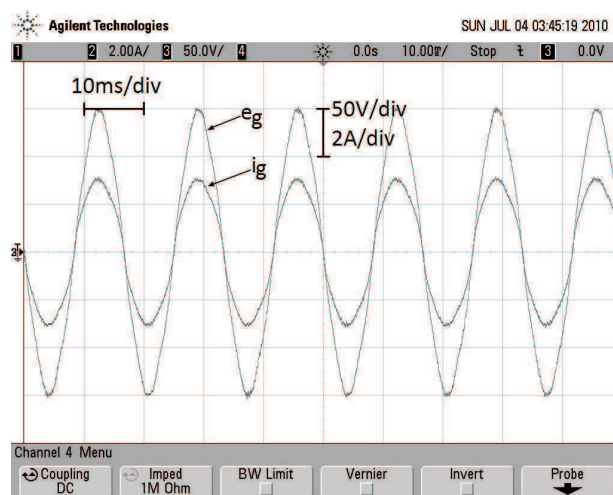
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.



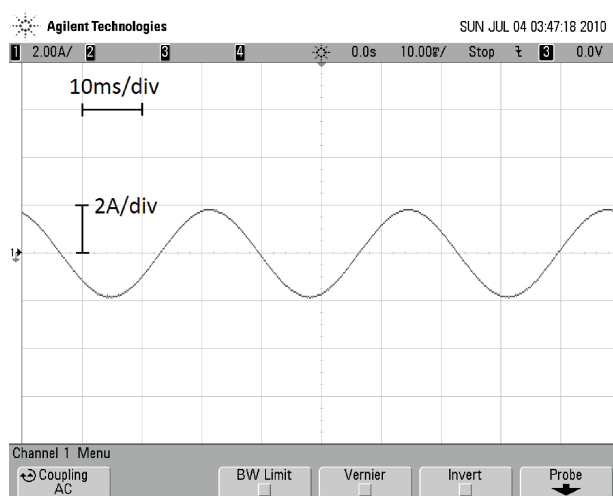
(b) Corrente de carga: 30Hz.

(c) Corrente na indutância.

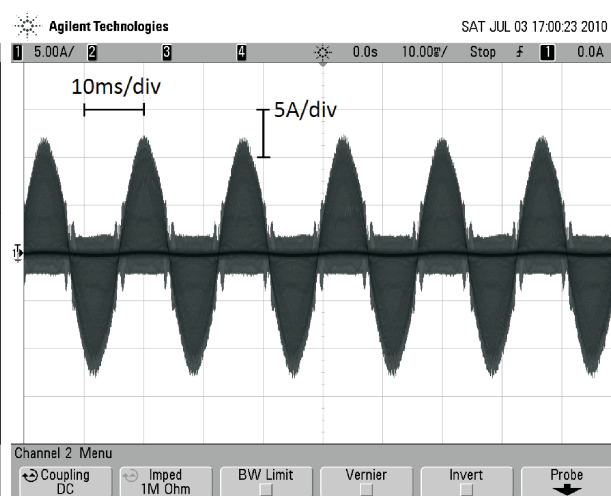
Figura 2.19: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração 3L.



(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

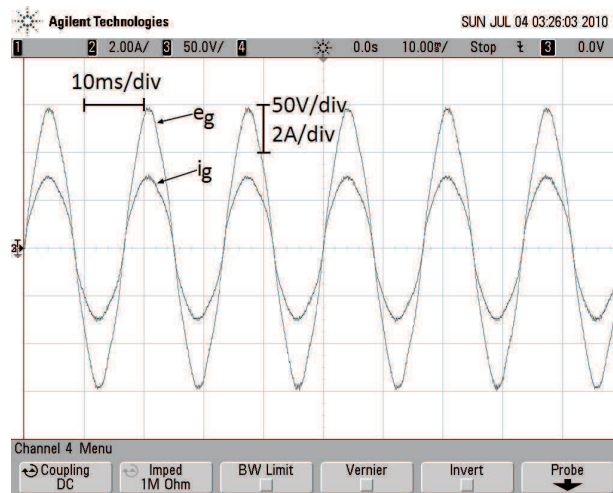


(b) Corrente de carga: 30Hz.

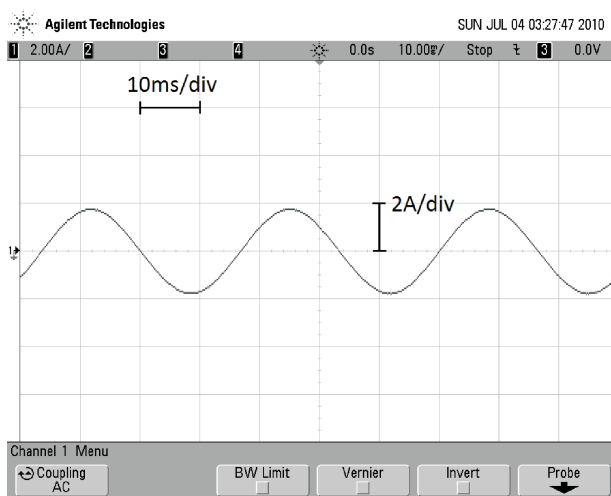


(c) Corrente na indutância.

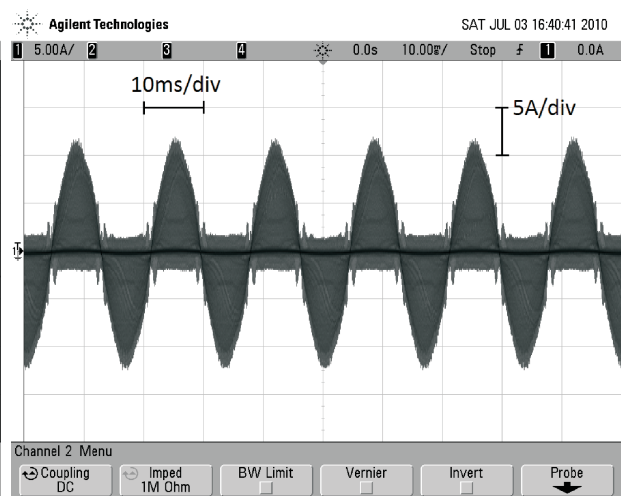
Figura 2.20: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração $2L_c$.



(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.



(b) Corrente de carga: 30Hz.



(c) Corrente na indutância.

Figura 2.21: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, corrente de carga e corrente na indutância para configuração 2Ls.

3

Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico com Controle de Fator de Potência

Neste capítulo inicialmente será apresentado o estudo para um conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados utilizando um braço compartilhado com o conversor de nabae (Fig. 3.1), utilizando duas estratégias de comando:

- Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado;
- Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico com modulação no braço compartilhado.

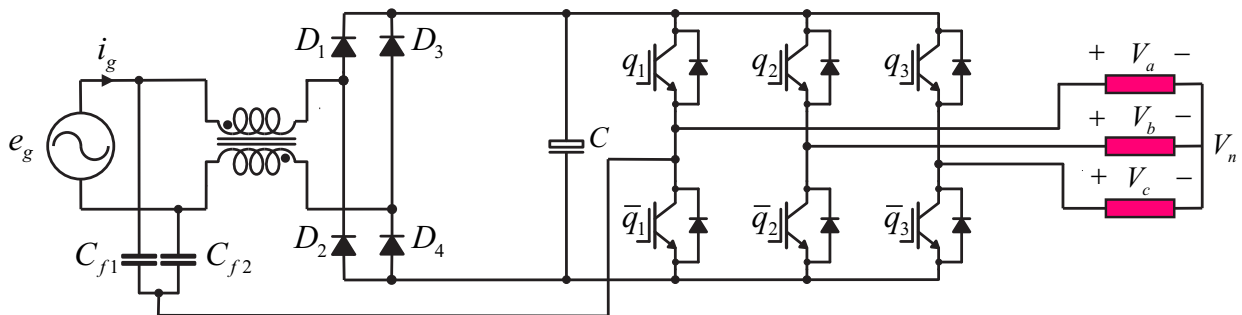


Figura 3.1: conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados

A entrada do conversor é composta por um circuito de correção do fator de potência (CFP) utilizado no lado de entrada do conversor propõe atingir um fator de potência quase unitário e a corrente de entrada livre de ondulação, sem qualquer modulação complicada ou um controle com realimentação complicado. A operação do conversor no Modo de Condução Descontínuo (DCM) da corrente do indutor é indicada para baixo até médio nível de potência.

A saída do conversor proposto é composta por um conversor de ponte completa com três braços sendo um braço compartilhado com o conversor de entrada, sem modulação no braço compartilhado, ou com modulação no braço compartilhado.

O conversor convencional de dois níveis com correção de fator de potência (CFP) utilizado neste trabalho tem a desvantagem de não ser aplicado a cargas variáveis, pois não podemos controlar a tensão do barramento CC. Para obtermos o controle na tensão do barramento realizaremos o estudo de um conversor CA-CA monofásico-trifásico utilizando como entrada um retificador de três níveis com número reduzido de componentes (NRC) Fig. 3.2.

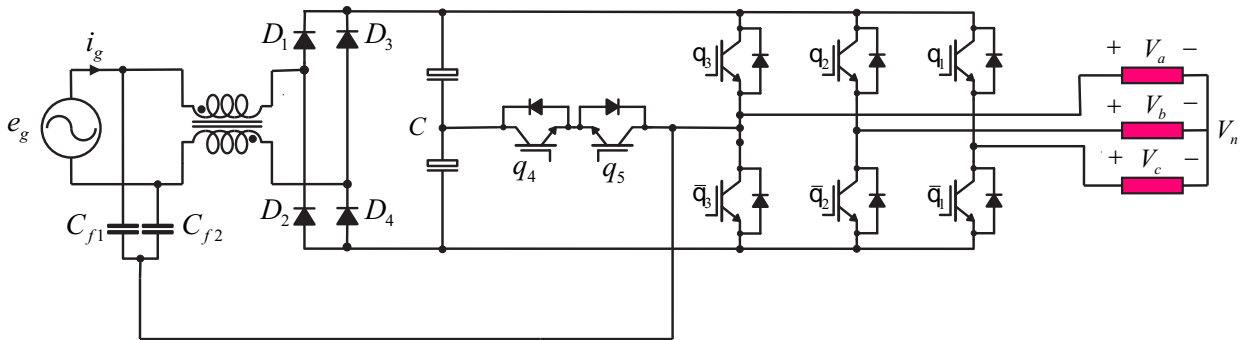


Figura 3.2: Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

3.1 Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado

A saída da configuração proposta sem modulação no braço compartilhado (Figura 3.3) é formada por 6 chaves de potência ($q_3, \bar{q}_3, q_2, \bar{q}_2, q_1, \bar{q}_1$) e um banco de capacitores formando o barramento CC. Os pares de chaves $q_1 - \bar{q}_1, q_2 - \bar{q}_2$ e $q_3 - \bar{q}_3$ são complementares. Nesta configuração o braço ($q_1 - \bar{q}_1$) é compartilhado entre a entrada e a saída do conversor, a operação deste braço apresenta ciclo de trabalho, D, de 0.5. O estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável binária homônima q_1, q_2 e q_3 onde $q = 1$ indica a chave fechada e $q = 0$ indica a chave aberta.

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_{an}^*, v_{bn}^* e v_{cn}^* então as tensões de pólo de referência podem ser expressas como segue

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{n0}^* \tag{3.1}$$

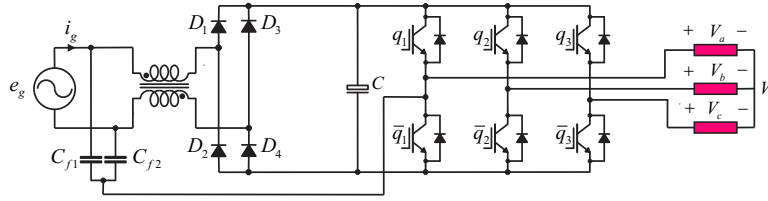


Figura 3.3: Configuração proposta sem modulação no braço compartilhado.

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{n0}^* \quad (3.2)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{n0}^* \quad (3.3)$$

Como o braço compartilhado apresenta ciclo de trabalho D igual a 0.5 então $v_{a0}^* = 0$, então as equações podem ser reescritas como:

$$v_{a0}^* = 0 \quad (3.4)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* - v_{an}^* \quad (3.5)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* - v_{an}^* \quad (3.6)$$

Uma vez determinada as tensões de pólo de referência (3.4)-(3.6), calcula-se as larguras de pulso τ_a , τ_b e τ_c através de

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{a0} \quad (3.7)$$

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{b0} \quad (3.8)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{c0} \quad (3.9)$$

As larguras de pulsos (τ_a , τ_b e τ_c) são usadas pelo sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência, alternativamente os sinais de gatilho podem ser gerados pela comparação das tensões de pólo de referência com um sinal triangular de alta frequência.

3.1.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação do conversor propostos realizados no PSIM, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 3.4, 3.5,

3.6, 3.7, 3.8 e 3.9 são apresentados os resultados de simulação dos conversores propostos. Os parâmetros globais foram:

- Freqüência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Índice de modulação: $m=0.9$;
- Freqüência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Nas Figs. 3.4(a) e 3.4(b) pode ser observado a corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com (Fig. 3.4(a)) e sem (Fig. 3.4(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão para os casos com e sem indutores acoplados, porém percebe-se uma maior ondulação na corrente de rede para as configurações sem indutores acoplados.

Na Fig. 3.5 pode ser observado a corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento.

Já nas Figs. 3.6 e 3.7 pode ser observado a distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com (Figs. 3.6(a) e 3.6(b)) e sem (Figs. 3.7(a) e 3.7(b)) acoplamento sem modulação no braço compartilhado, percebemos que a configuração que utiliza indutores com acoplamento possui uma menor distorção harmônica e um maior fator de potencia para qualquer índice de modulação. Já na Fig. 3.8 mostra-se a distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com e sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado, observamos que os valores da distorção harmônica para a corrente de saída são bem próximos para os dois casos.

Na Fig. 3.9 é apresentado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento para a tensão

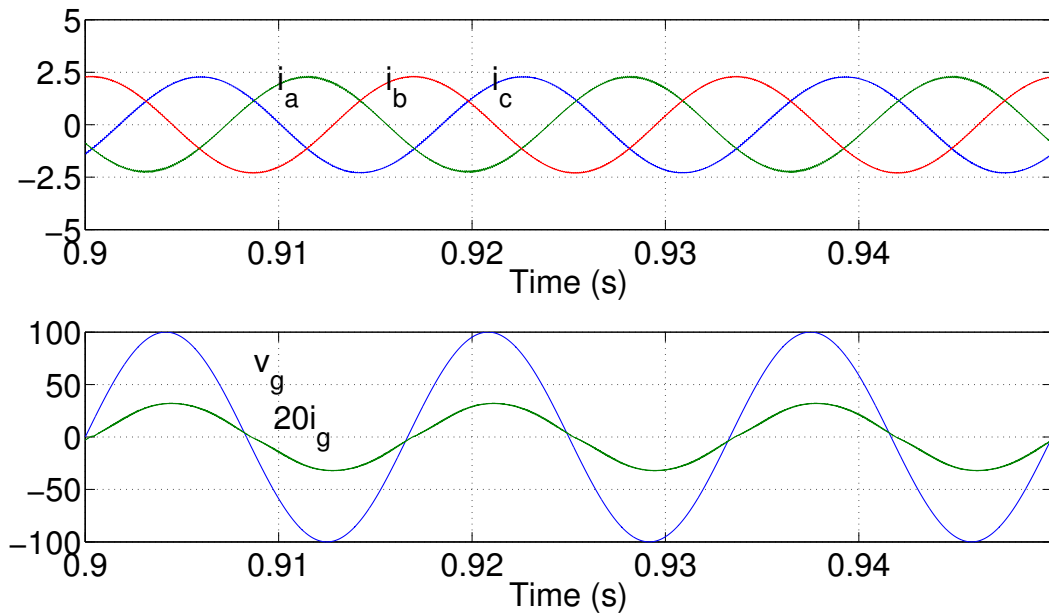
do barramento fixa em $E = 100V$, podemos perceber que os valores são bem próximos para as duas configurações.

3.1.2 Resultados Experimentais

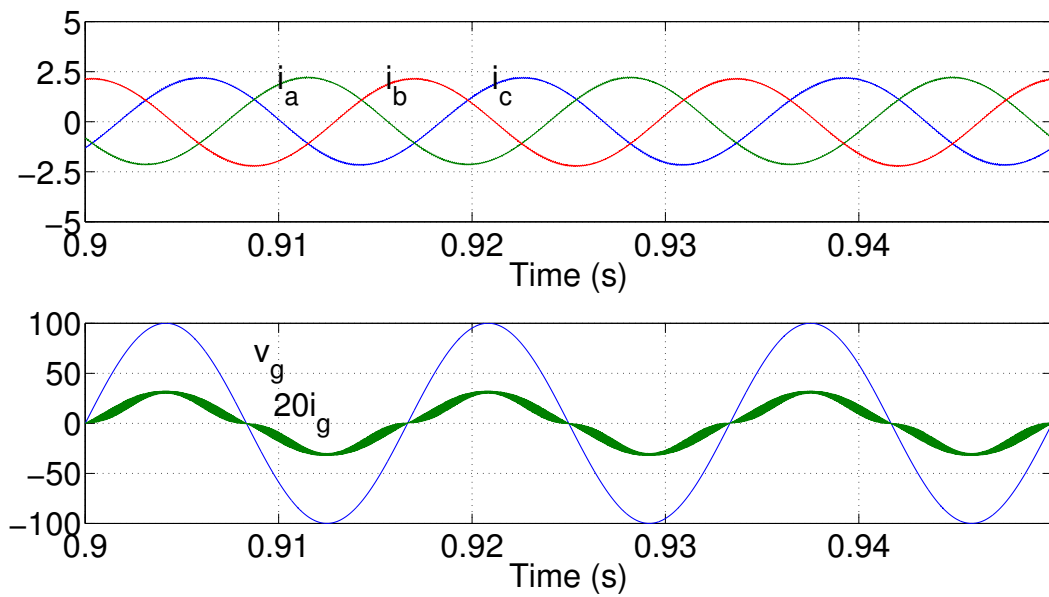
A configuração utilizando indutores com acoplamento sem modulação no braço compartilhado foi implementada experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento: $8kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $400\mu H$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 25\Omega$ e $L = 5mH$.

Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. Na Figura 3.10 apresenta os resultados experimentais do conversor propostos. Na Fig. 3.10(a) podemos observar o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta sem modulação no braço compartilhado utilizando indutores com acoplamento, podemos perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão. Já na Fig. 3.10(b) podem ser observadas as correntes na carga. Nas Figs. 3.10(c) e 3.10(d) mostram-se, respectivamente, as tensões de pólo e as tensões entre as fases e o neutro da carga. Por fim, na Fig. 3.10(e) e exibido a tensão do barramento CC.



(a) Com indutor acoplado.



(b) Sem indutor acoplado.

Figura 3.4: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com sem indutor acoplado.

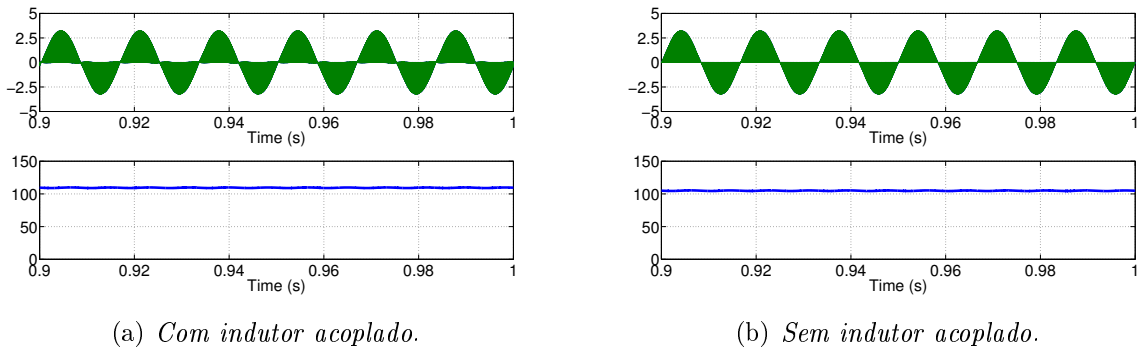
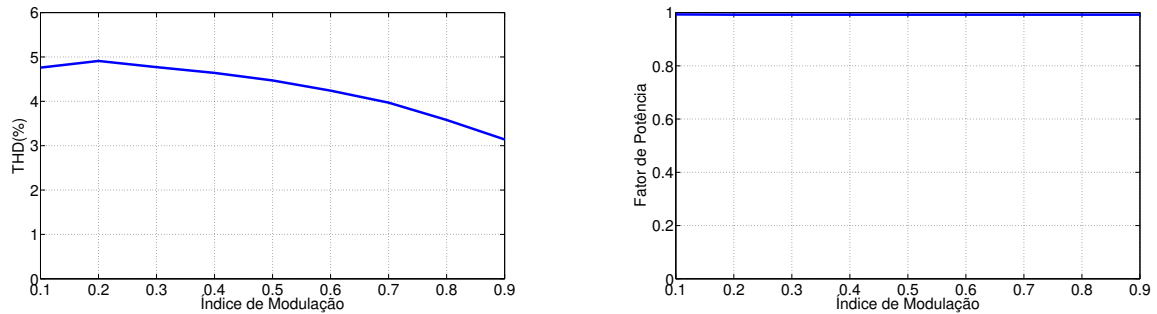


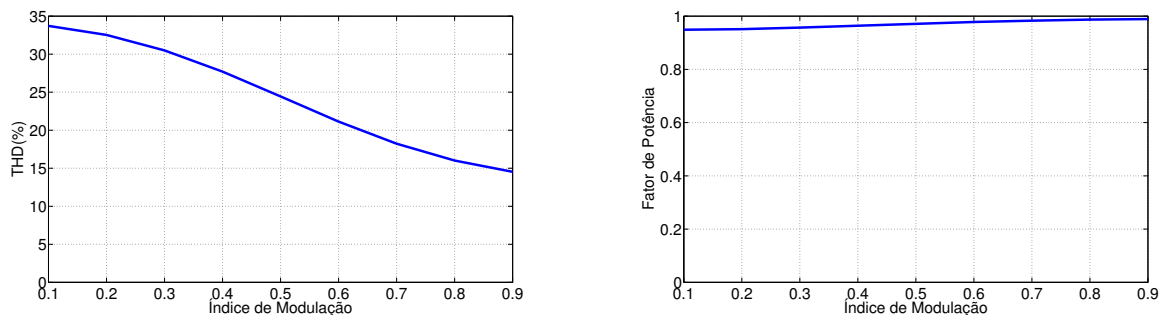
Figura 3.5: Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração proposta com e sem indutor acoplado sem modulação no braço compartilhado.



(a) Distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada em função do índice de modulação utilizando indutores com acoplamento

(b) Fator de potência em função do índice de modulação utilizando indutores com acoplamento.

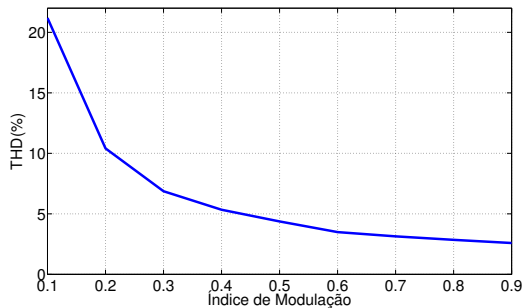
Figura 3.6: Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com acoplamento sem modulação no braço compartilhado.



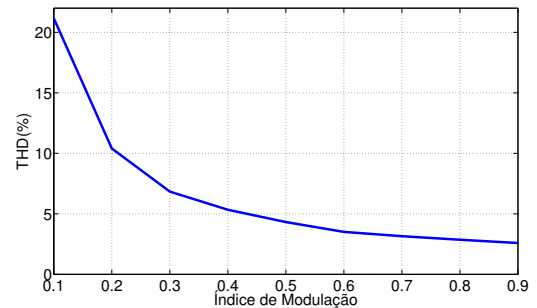
(a) Distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento.

(b) Fator de potência em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento

Figura 3.7: Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.

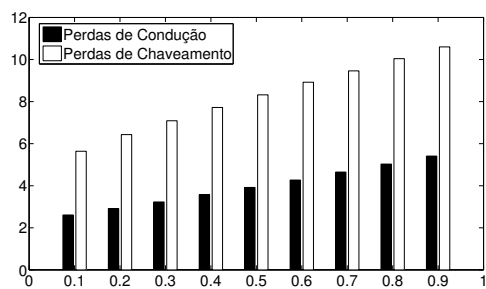


(a) Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação utilizando indutores com acoplamento.

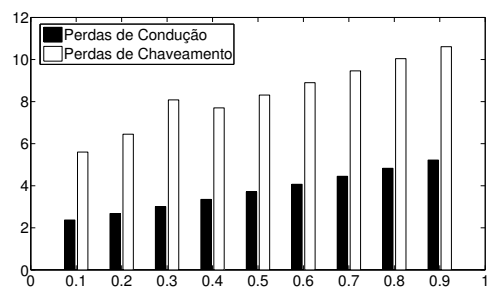


(b) Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento.

Figura 3.8: Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.

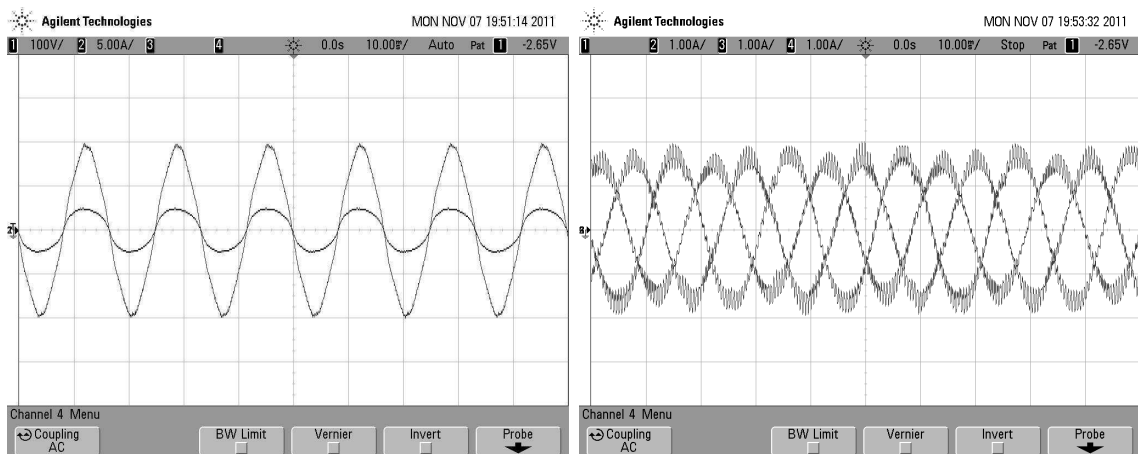


(a) Com indutores acoplados.



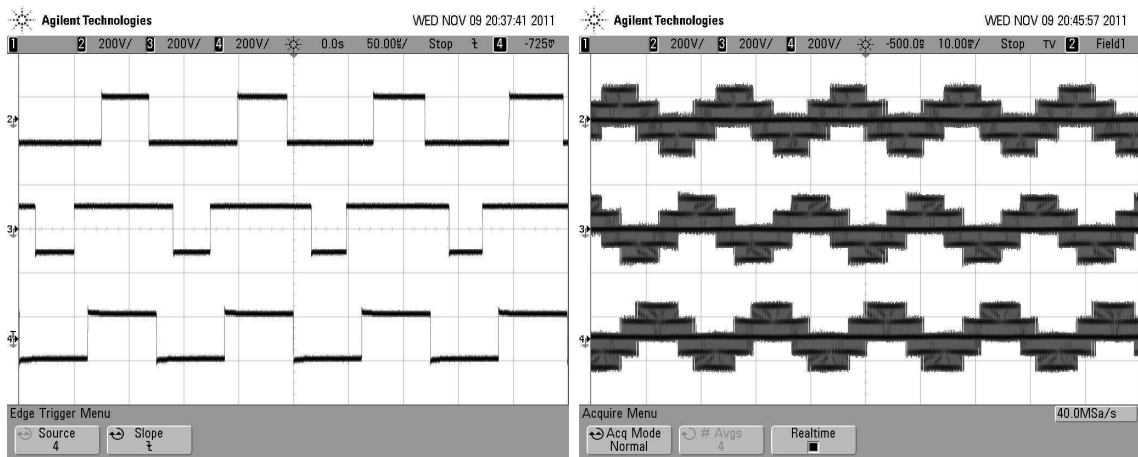
(b) Sem indutores acoplados.

Figura 3.9: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento sem modulação no braço compartilhado.



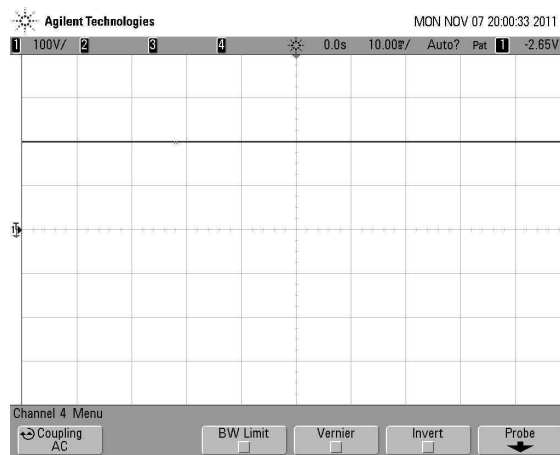
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

(b) Correntes na carga.



(c) Tensões de pólo.

(d) Tensões entre a fase e o neutro.



(e) Tensão no barramento CC.

Figura 3.10: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.

3.2 Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico com modulação no braço compartilhado

A saída da configuração proposta com modulação no braço compartilhado (Figura 3.11) é formada por 6 chaves de potência ($q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3$) e um banco de capacitores formando o barramento CC. Os pares de chaves $q_1 - \bar{q}_1$, $q_2 - \bar{q}_2$ e $q_3 - \bar{q}_3$ são complementares. Nesta configuração o braço ($q_1 - \bar{q}_1$) é compartilhado entre a entrada e a saída do conversor. O estado de condução das chaves pode ser representado por uma variável binária homônima q_1, q_{a1} e q_{b1} onde $q = 1$ indica a chave fechada e $q = 0$ indica a chave aberta.

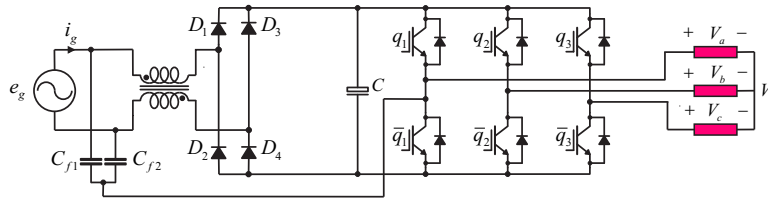


Figura 3.11: Configuração proposta com modulação no braço compartilhado.

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* , então as tensões de pólo de referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{\mu}^* \quad (3.10)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{\mu}^* \quad (3.11)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{\mu}^* \quad (3.12)$$

As equações (3.10), (3.11) e (3.12) não podem ser resolvidas ao menos que v_{μ}^* seja obtido. A tensão v_{μ}^* pode ser calculada utilizando o fator μ

$$v_{\mu}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1)v_{min}^* \quad (3.13)$$

onde $v_{max}^* = \max V$ e $v_{min}^* = \min V$ onde $V = \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$.

Esta expressão foi derivada usando a mesma aproximação usada para obter equivalente para o modulador trifásico PWM (Jacobina, Lima, Silva e Alves, 2001b), (Blasko, 1996).

O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por $\mu = t_{01}/t_0$ e indica a distribuição da roda-livre no período t_0 (período no qual v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} são iguais) no início ($t_{01} = \mu t_0$) e na

extremidade ($t_{02} = (1 - \mu)t_0$) do período de chaveamento T (Jacobina, Lima, Silva e Alves, 2001b), (Blasko, 1996).

Neste caso o algoritmo proposto é:

Etapa 1: escolher o fator μ e calcular v_u^* a partir de (3.13).

Etapa 2: Determinar v_{a0}^* , v_{b0}^* e v_{c0}^* a partir de (3.10)-(3.12).

Etapa 3: Uma vez que a tensão no ponto médio foi determinado. A largura de pulso τ_a , τ_b e τ_c são calculados usando

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{a0}^* \quad (3.14)$$

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{b0}^* \quad (3.15)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{c0}^* \quad (3.16)$$

As larguras de pulsos (τ_a , τ_b e τ_c) são usadas pelo sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência, alternativamente os sinais de gatilho podem ser gerados pela comparação das tensões de pólo de referência com um sinal triangular de alta frequência.

3.2.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação do conversor propostos realizados no PSIM, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 3.12, 3.13, 3.14, 3.15, 3.16 e 3.17 são apresentados os resultados de simulação dos conversores propostos. Os parâmetros globais foram:

- Frequência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Índice de modulação: $m=0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.

- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Nas Figs. 3.12(a) e 3.12(b) pode ser observado a corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com (Fig. 3.12(a)) e sem (Fig. 3.12(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão para os casos com e sem indutores acoplados, porém percebe-se uma maior ondulação na corrente de rede para as configurações sem indutores acoplados. Foi verificado que a corrente de entrada da configuração que utiliza indutores sem acoplamento é aproximadamente o dobro quando comparada com a corrente de entrada na configuração que utiliza indutores com acoplamento.

Na Fig. 3.13 pode ser observado a corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento.

Já nas Figs. 3.14 e 3.15 pode ser observado a distorção harmônica total (THD) e o fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com (Figs. 3.14(a) e 3.14(b)) e sem (Figs. 3.15(a) e 3.15(b)) acoplamento sem modulação no braço compartilhado, percebemos que a configuração que utiliza indutores com acoplamento possui uma menor distorção harmônica e um maior fator de potencia para qualquer índice de modulação. Já na Fig. 3.16 mostra-se a distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com e sem acoplamento com modulação no braço compartilhado, observamos que os valores da distorção harmônica para a corrente de saída são bem próximos para os dois casos.

Na Fig. 3.17 é apresentado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento para a tensão do barramento fixa em $E = 100V$, podemos perceber que os valores são bem próximos para as duas configurações.

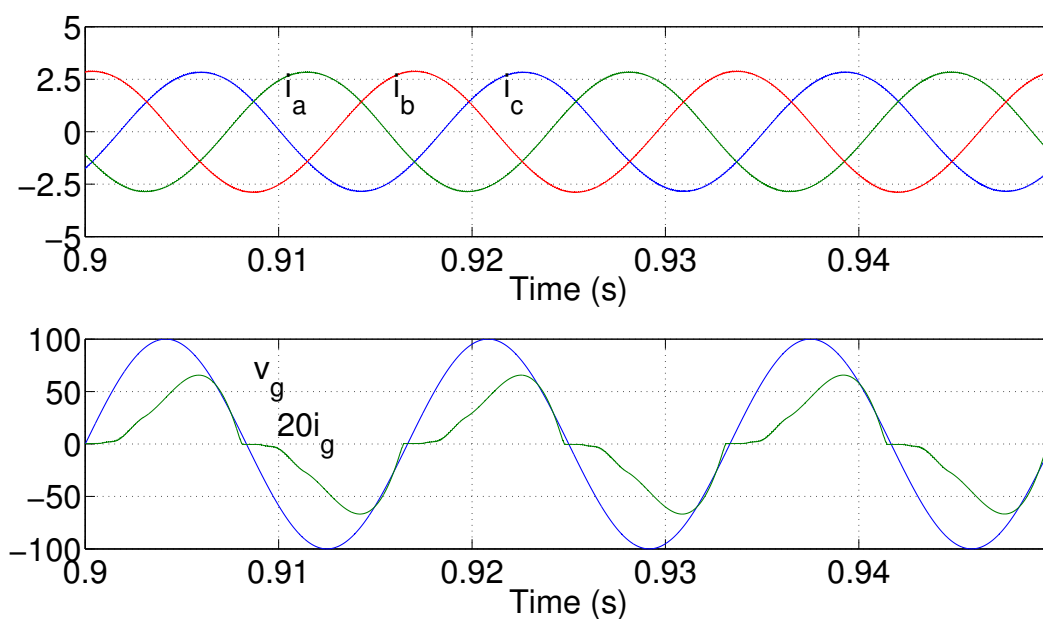
3.2.2 Resultados Experimentais

A configuração utilizando indutores com acoplamento com modulação no braço compartilhado foi implementada experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos

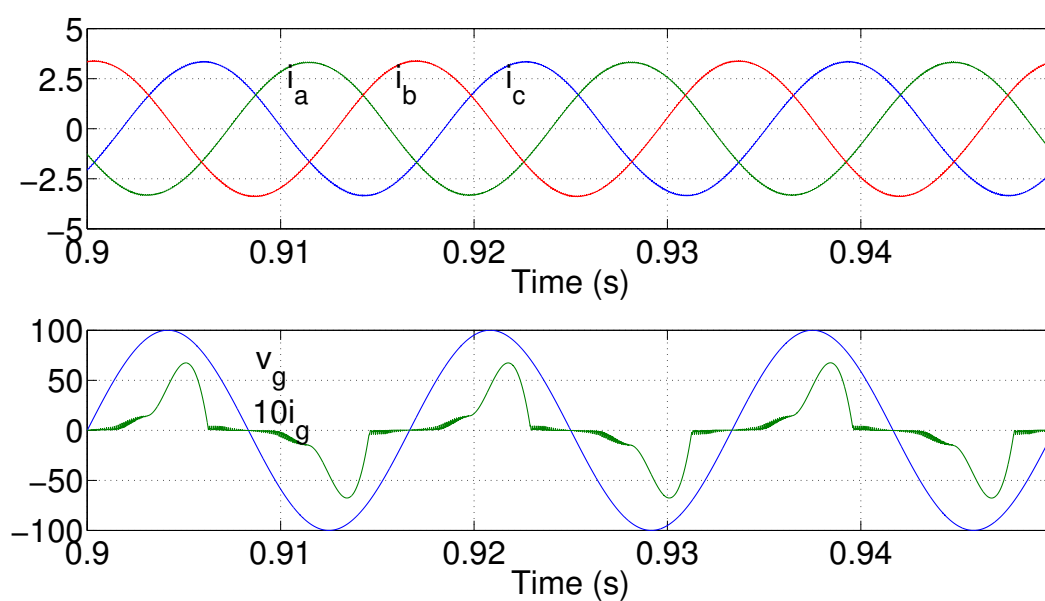
com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento: $8kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $400\mu H$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 25\Omega$ e $L = 5mH$.

Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. Na Figura 3.18 apresenta os resultados experimentais do conversor propostos. Na Fig. 3.18(a) podemos observar o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com modulação no braço compartilhado utilizando indutores com acoplamento, podemos perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão. Já na Fig. 3.18(b) podem ser observadas as correntes na carga. Nas Figs. 3.18(c) e 3.18(d) mostram-se, respectivamente, as tensões de pólo e as tensões entre as fases e o neutro da carga. Por fim, na Fig. 3.18(e) e exibido a tensão do barramento CC.

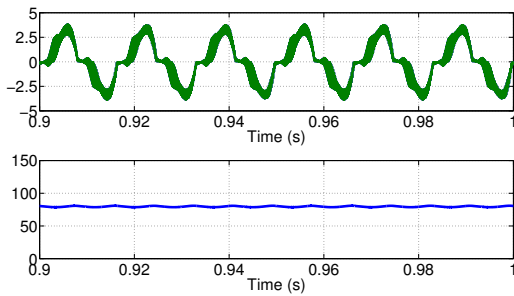


(a) Com indutor acoplado.

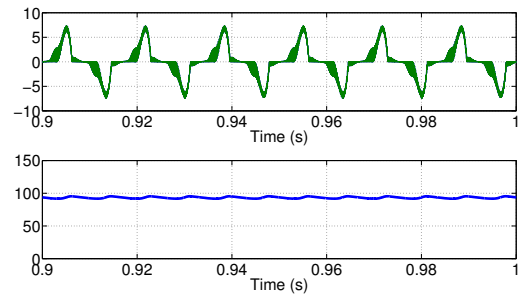


(b) Sem indutor acoplado.

Figura 3.12: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta com modulação no braço compartilhado com e sem indutor acoplado.

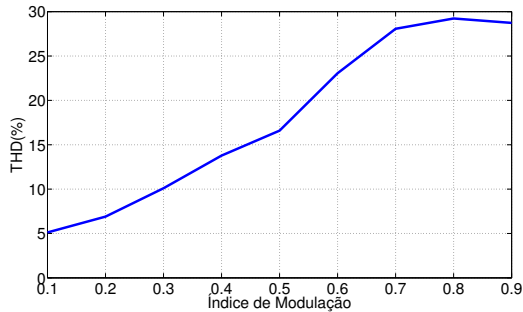


(a) Com indutor acoplado.

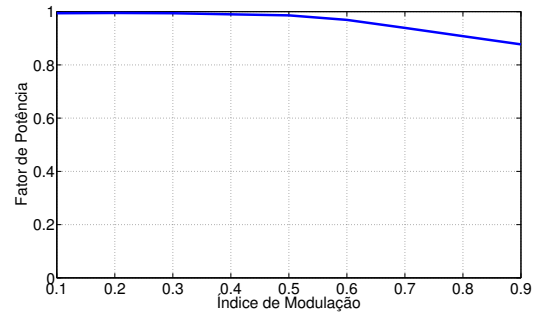


(b) Sem indutor acoplado.

Figura 3.13: Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no baramento CC para configuração proposta com e sem indutor acoplado com modulação no braço compartilhado.

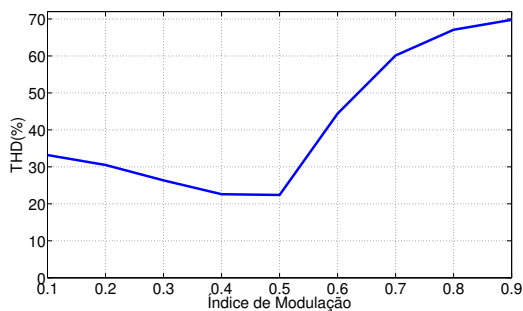


(a) Distorção harmônica total (THD) em função do índice de modulação.

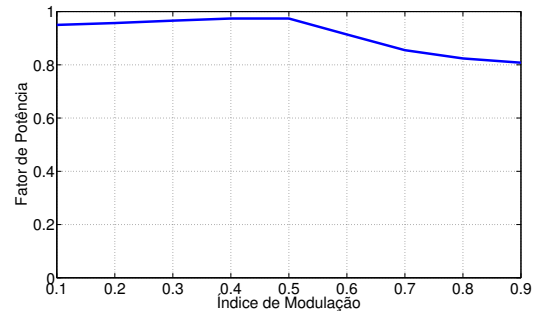


(b) Fator de potência em função do índice de modulação.

Figura 3.14: Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores com acoplamento com modulação no braço compartilhado.

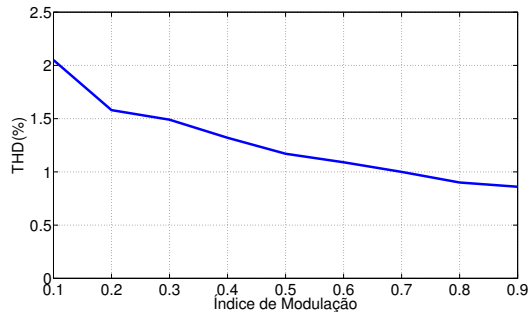


(a) Distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento.

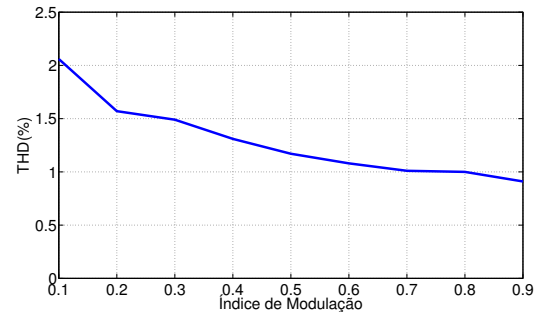


(b) Fator de potência em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento

Figura 3.15: Distorção harmônica total (THD) e o do fator de potência da corrente de entrada em função do índice de modulação para a configuração utilizando indutores sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.

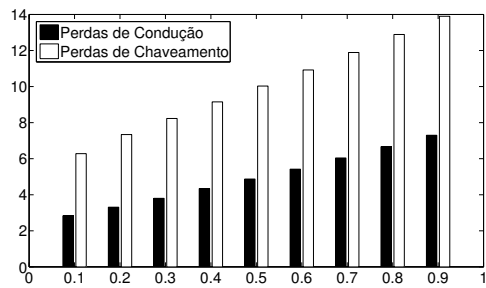


(a) Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação utilizando indutores com acoplamento.

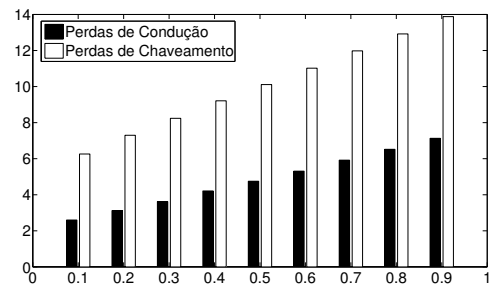


(b) Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação utilizando indutores sem acoplamento.

Figura 3.16: Distorção harmônica total (THD) da corrente de saída em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.

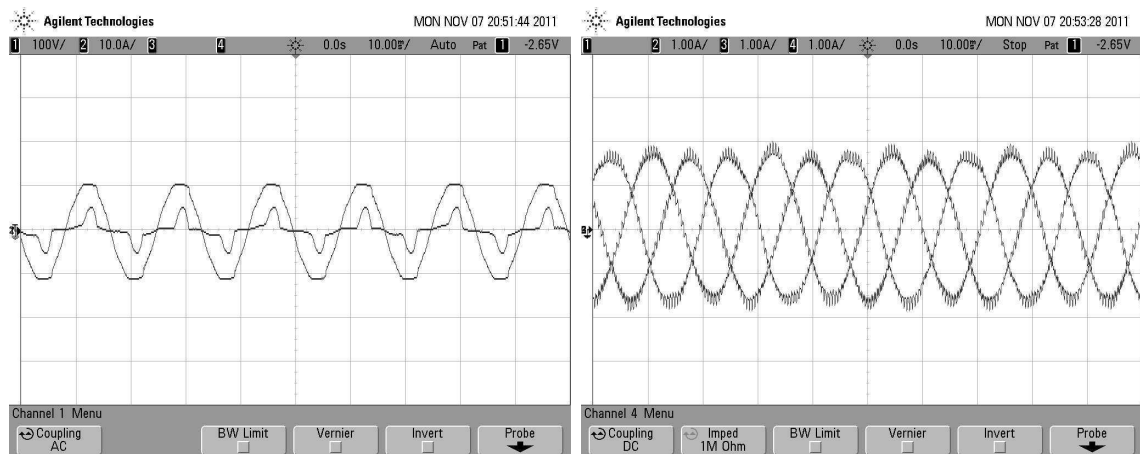


(a) Com indutores acoplados.



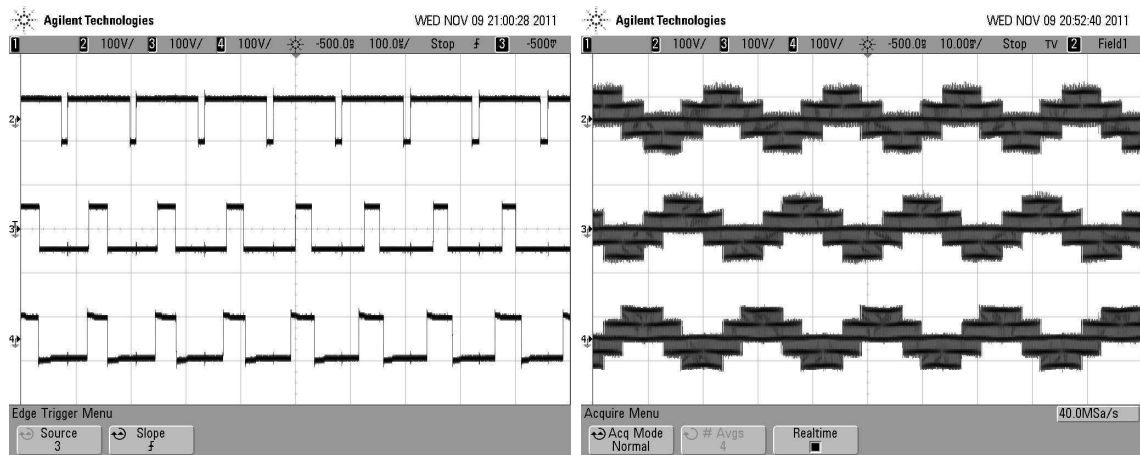
(b) Sem indutores acoplados.

Figura 3.17: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento com modulação no braço compartilhado.



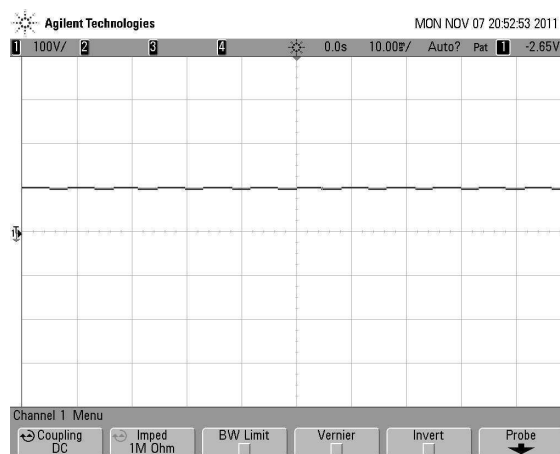
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

(b) Correntes na carga.



(c) Tensões de pólo.

(d) Tensões entre a fase e o neutro.



(e) Tensão no barramento CC.

Figura 3.18: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e com modulação no braço compartilhado.

3.3 Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador de três níveis com número reduzido de componentes

Os conversores convencionais de dois níveis com correção de fator de potência (CFP) quando são submetidos a alta potência deve ser utilizado chaves mais caras que são capazes de suportar estresses de alta tensão e alta corrente. Para reduzir o estresse de potência nos semicondutores, harmônicos de tensão durante a operação em menor frequência, melhorar a qualidade da forma de onda de tensão e reduzir as interferências eletromagnéticas geradas, retificadores multiníveis tem sido utilizados (Rodríguez, Lai e Peng, 2002). Entretanto eles utilizam um grande número de chaves mesmo em algumas soluções com o número reduzido de componentes (Lin e Yang, 2005).

Um retificador monofásico de três níveis NPC convencional possui quatro chaves com seus respectivos diodos em antiparalelo, permitindo dessa forma o fluxo bidirecional de potência, e dois diodos ligados ao "ponto de neutro" ou "derivação central" do barramento CC. Essa topologia pode ser observada na Figura 3.19. A tensão de pólo pode assumir três valores $E/2$, $-E/2$ ou 0 , para que a tensão de pólo (v_{10}) seja $E/2$ ou $-E/2$, dependendo do sentido dessa corrente, a condução se dará ou por dois interruptores ou por seus diodos em anti-paralelo. Para se ter o nível 0 nas tensões de pólo, independentemente do sentido da corrente de fase, a condução se dará sempre por um interruptor e por um diodo de grampeamento. Assim, o caminho que cada corrente de fase percorre entre a fonte E e a carga passa obrigatoriamente por dois dispositivos semicondutores. Isto implica em um aumento considerável nas perdas de condução para esta estrutura de retificador comparada com a estrutura de dois níveis convencional. A utilização de topologias multiníveis com um número reduzido de componentes, NRC (Bragwat e Stefanovic, 1983), possibilita a redução dos custos e das perdas em condução, quando comparadas com as topologias multiníveis convencionais.

A estrutura estudada é derivada do retificador de dois níveis com a inclusão de uma célula com dispositivos semicondutores ligadas ao ponto central do barramento CC, terminal 'o', como mostra a Fig. 3.20.

Das três possibilidades de conexão dos dispositivos que compõem as células de cada fase, a da Fig. 3.21(a) foi estudada em (Zhao, Li e T.A., 1995), a da Fig. 3.21(b) foi estudada

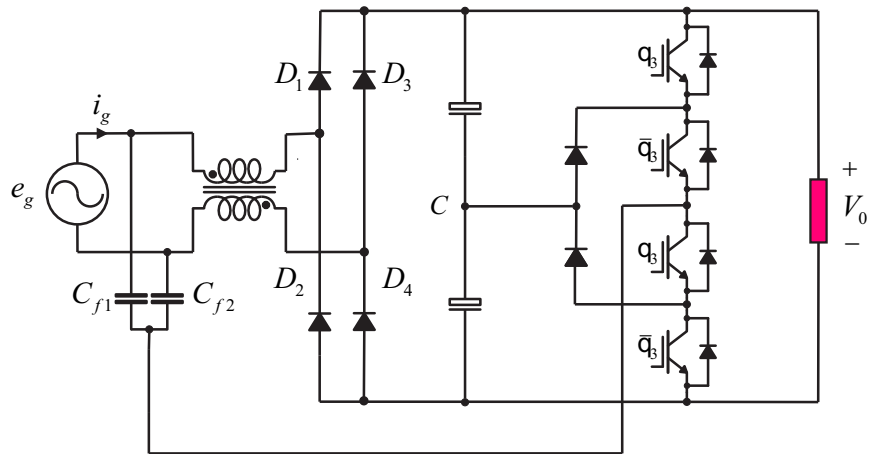


Figura 3.19: Retificador CFP monofásico de três níveis

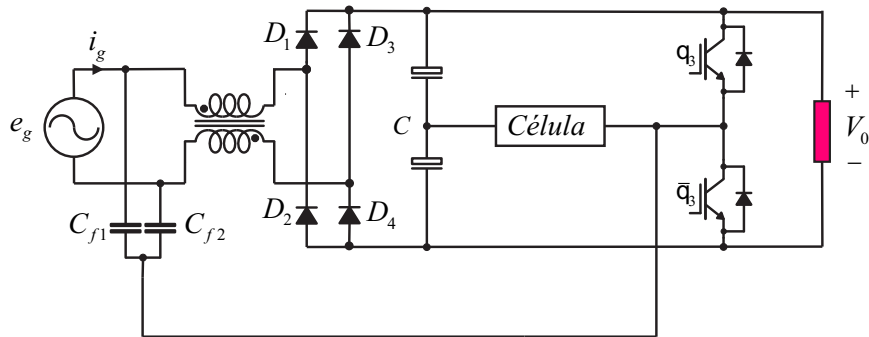


Figura 3.20: Retificador de três níveis com uma célula conectada ao ponto neutro da fonte.

em (Kolar e Zach, 1997) e a da Fig. 3.21(c) foi estudada em (Salmon, 2001) para aplicações em conversores do tipo boost.

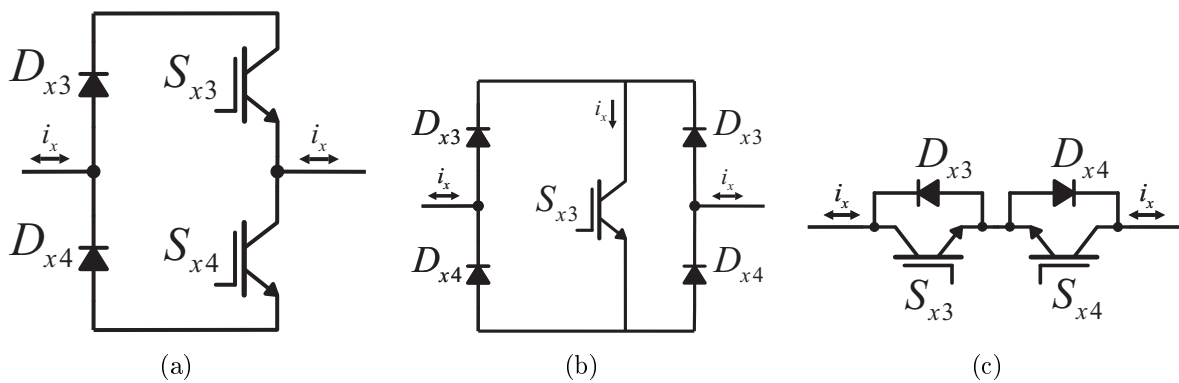


Figura 3.21: Opções de módulo.

Quando combinado com as configurações de células das Figs. 3.21(a) e 3.21(c) obtemos a estrutura da Fig. 3.22 que gerará uma menor quantidade total de perdas de condução do

que a estrutura de três níveis da Fig. 3.19, uma vez que apenas um, e não dois dispositivos semicondutores (S_{x1}/D_{x1} ou S_{x2}/D_{x2}), conduz a corrente na fase para os casos em que a tensão de pólo é igual a $E/2$ ou $-E/2$. Para que a tensão de pólo seja igual a 0, independentemente do sentido da corrente de fase, a condução se dará sempre por um interruptor e por um diodo (S_{x3}/D_{x3} ou S_{x4}/D_{x4} para a Fig. 3.21(a) e S_{x3}/D_{x4} ou S_{x4}/D_{x3} para a Fig. 3.21(c). Não há diferença entre as perdas de condução das duas topologias, neste caso. Embora a configuração da Fig. 3.21(b) tenha um interruptor a menos, ela possui dois diodos a mais, o que leva a um aumento nas perdas de condução quando comparada com as outras duas configurações de células. A configuração da Fig. 3.21(c) tem, ainda, a vantagem de necessitar de apenas um driver para comandar os dois interruptores (Júnior, 2005). Portanto, a topologia de retificador de três níveis com a opção de célula mostrada na Fig. 3.21(c) foi escolhida e analisada. Os modos de operação de um braço para a obtenção dos três níveis de tensão ($-E/2, 0, E/2$) são indicados na Fig. 3.23. Nessa figura, S_{x3} representa os interruptores S_{x3} e S_{x4} presentes na configuração da Fig. 3.21(c).

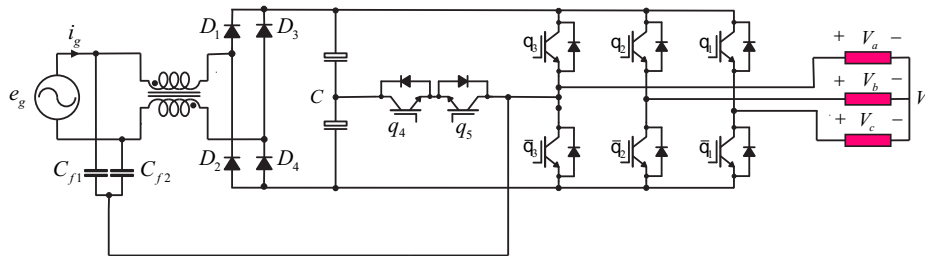


Figura 3.22: Conversor CA-CA Monofásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

Nesta estratégia o ciclo de trabalho $d_1 = t_P/T_s$ e $d_2 = t_N/T$ são iguais a d mas aplicados 180 graus defasados. O fluxo de potência é controlado pelo d .

O procedimento para o cálculo da onda resultante em um ciclo de alimentação inteira é dividida em duas regiões (Fig. 3.24) delimitadas do seguinte modo.

O comprimento limite entre as regiões 1 e 2 é resumido como:

$$d_{cond} = d + d_{desmag} = 1/2 \tag{3.17}$$

Onde d_{cond} é a parte do período em que o indutor conduz, e d_{desmag} é a parte de desmagnetização de d_{cond} (Bento, de Almeida, Oliveira, da Silva e Jacobina, 2007) e é dado

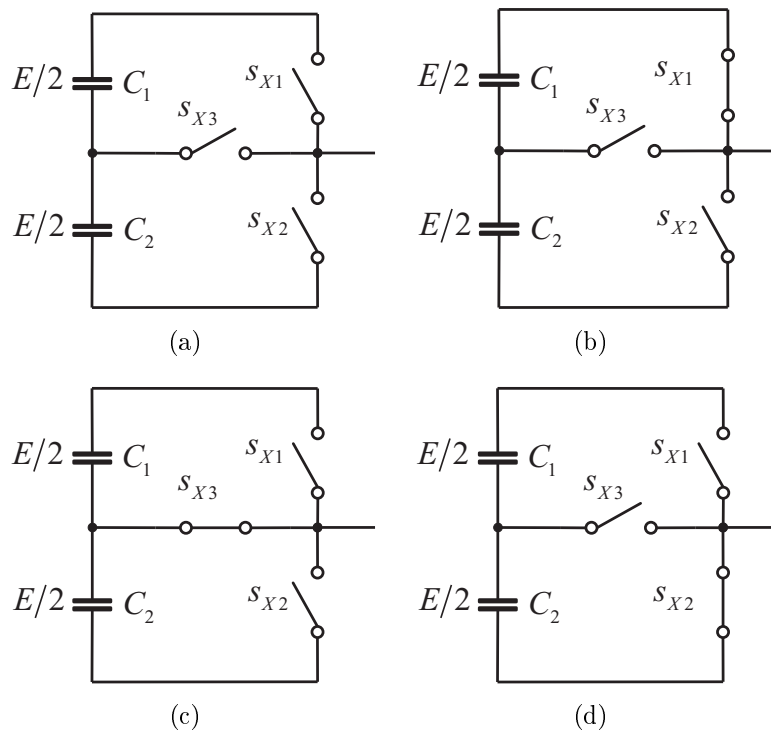


Figura 3.23: Modos de operação para o retificador CFP NRC: (a) retificador sem operação; (b) $v_{10}=E/2$; (c) $v_{10}=0$; (d) $v_{10}=-E/2$.

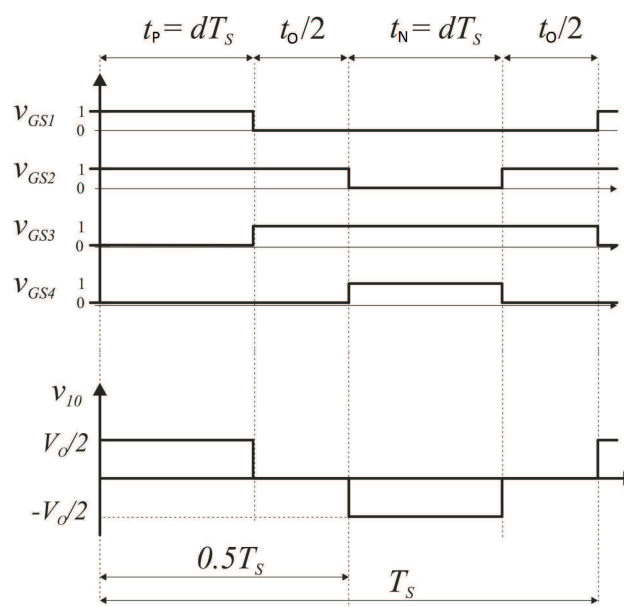


Figura 3.24: Modos de operação de retificador CFP

por:

$$d_{desmag} = d \frac{v_{Ca,b,c}}{E/2 - v_{cfa,b,c}} \tag{3.18}$$

Diferentemente dos conversores CFP apresentados anteriormente, com o conversor de

entrada CFP NRC podemos obter o controle do barramento variando o valor de d .

Assim pode se obter o controle da tensão do barramento para uma variação da carga com a introdução de um controle através de realimentação. Para esta estratégia adotou-se a inserção de um controlador PI, Fig. 3.25, onde o valor de d (ciclo de trabalho) muda a partir do erro de tensão entre a tensão do barramento e uma tensão de referência.

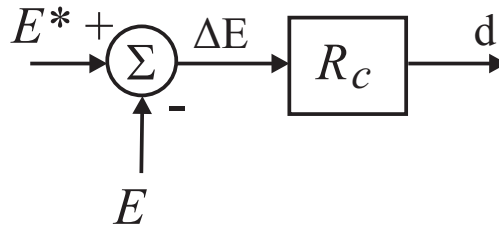


Figura 3.25: Diagrama de controle

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_a^* , v_b^* e v_c^* , então as tensões de polo pode referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{n0}^* \quad (3.19)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{n0}^* \quad (3.20)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{n0}^* \quad (3.21)$$

Como o braço compartilhado apresenta tensão média igual a zero $v_{a0}^* = 0$, então as equações podem ser reescritas como:

$$v_{a0}^* = 0 \quad (3.22)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* - v_{an}^* \quad (3.23)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* - v_{an}^* \quad (3.24)$$

Uma vez que as tensões de pólo de referência foram determinadas (3.22)-(3.24). As larguras de pulso τ_b e τ_c são calculadas usando

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{b0}^* \quad (3.25)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{c0}^* \quad (3.26)$$

3.3.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação dos dois conversores propostos, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 3.26, 3.27, 3.29, 3.28, 4.29, 3.31, 3.32 e 3.33 são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto com e sem acoplamento. Os parâmetros globais foram:

- Freqüência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: 100;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Ciclo de trabalho (d): $d = 0.4$;
- Freqüência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Na Fig. 3.26 pode ser observado a corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com (Fig. 3.26(a)) e sem (Fig. 3.26(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que nas duas configurações a corrente de entrada segue a tensão senoidal de fase, porém para a configuração com indutores acoplados a corrente de entrada possui menos ondulação em comparação com a configuração sem indutores acoplados.

Na Fig. 3.27 pode ser observado a corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento. Já na Fig. 3.29 é mostrada a tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados, pode-se perceber uma variação da tensão do barramento CC com a variação do ciclo de trabalho, d .

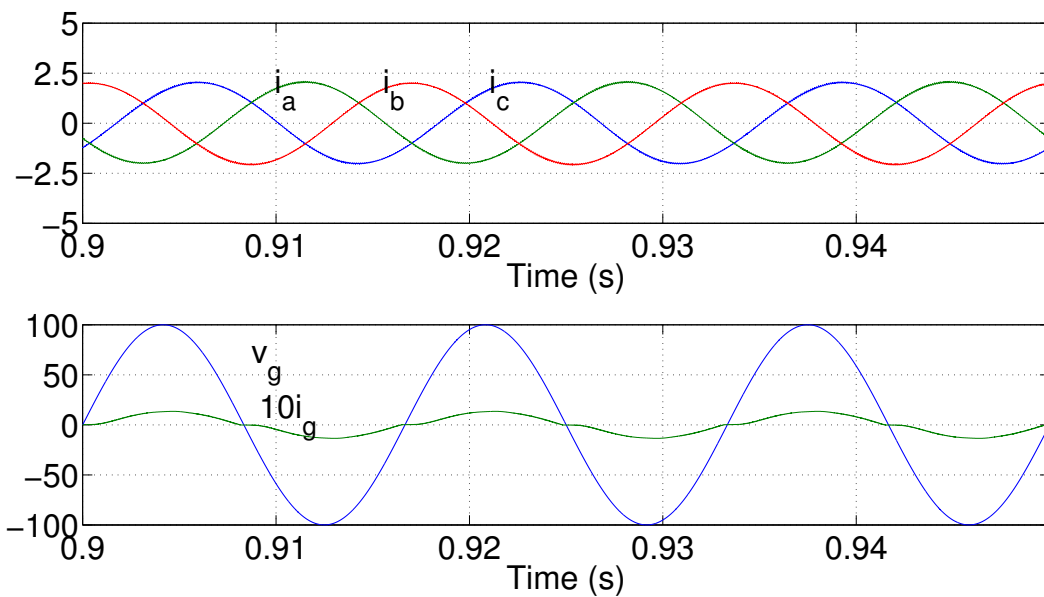
Na Fig. 3.28 pode ser observado a distorção harmônica total da corrente de entrada para a configuração proposta com (Fig. 3.28(a)) e sem (Fig. 3.28(a)) indutores acoplados. Pode-se perceber que para a configuração utilizando indutores com acoplamento a distorção

harmônica decresce com o aumento do índice de modulação, enquanto que para configuração utilizando indutores sem acoplamento a distorção harmônica cresce com o aumento do índice de modulação, a configuração com indutores acoplados possui uma menor distorção harmônica quando comparada com a configuração sem indutores acoplados .

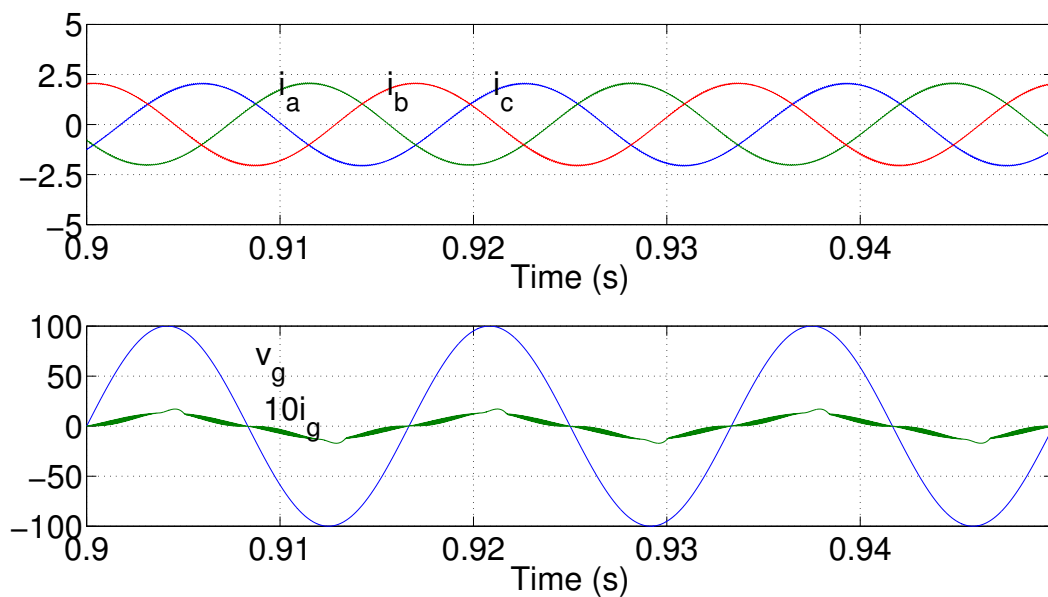
Já na Fig. 3.30 pode ser observado a distorção harmônica total das correntes de saída para a configuração proposta com (Fig. 3.30(a)) e sem (Fig. 3.30(b)) indutores acoplados, observamos que os valores da distorção harmônica para a corrente de saída são bem próximos para os dois casos. Na Fig. 3.31 é observado o fator de potência em função do índice de modulação, a configuração com indutores acoplados apresenta um maior fator de potência.

Na Fig. 3.32 observamos a ação do controle da tensão no barramento para uma variação na carga. Foi utilizado uma tensão de barramento, E , de referência igual a $100V$, inicialmente a carga foi fixada em $R = 30\Omega$. Em $t = 0.8$ a carga foi alterada para $R = 15\Omega$, foi verificado que a tensão no barramento permaneceu constante mesmo com a variação da carga.

Na Fig. 3.33 é apresentado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento para a tensão do barramento fixa em $E = 100V$, podemos perceber que os valores são bem próximos para as duas configurações.



(a) Com indutor acoplado.



(b) Sem indutor acoplado.

Figura 3.26: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$.

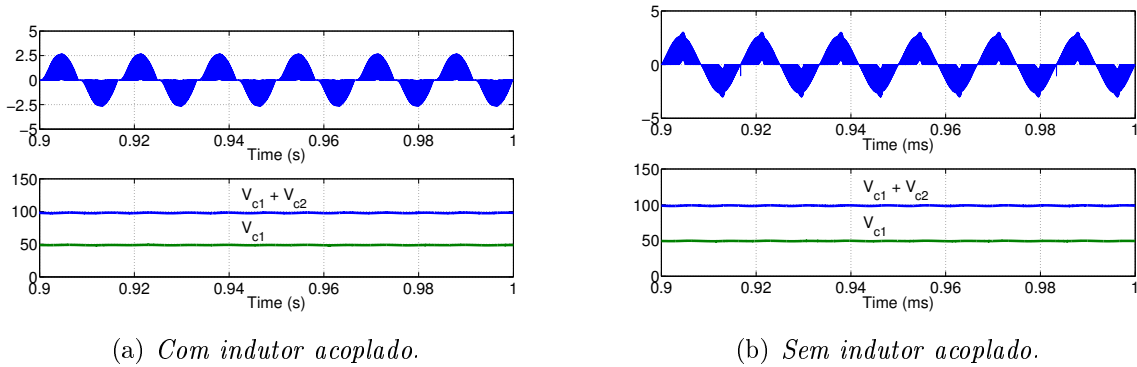


Figura 3.27: Resultados de simulação da corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para configuração proposta com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.

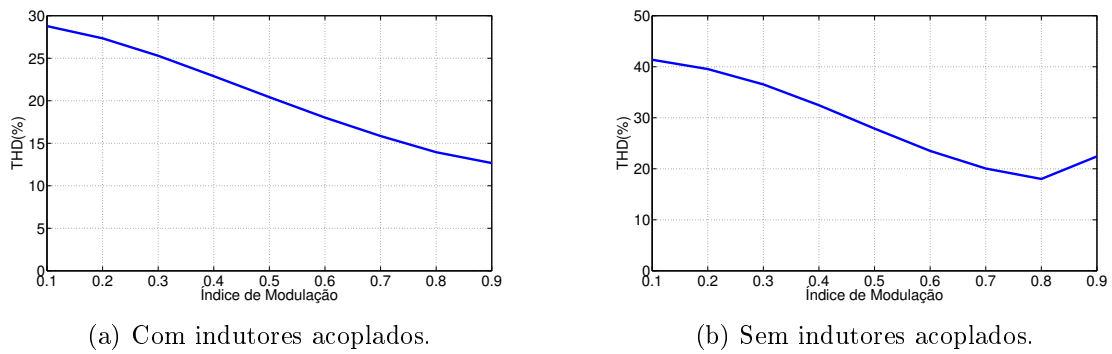


Figura 3.28: Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

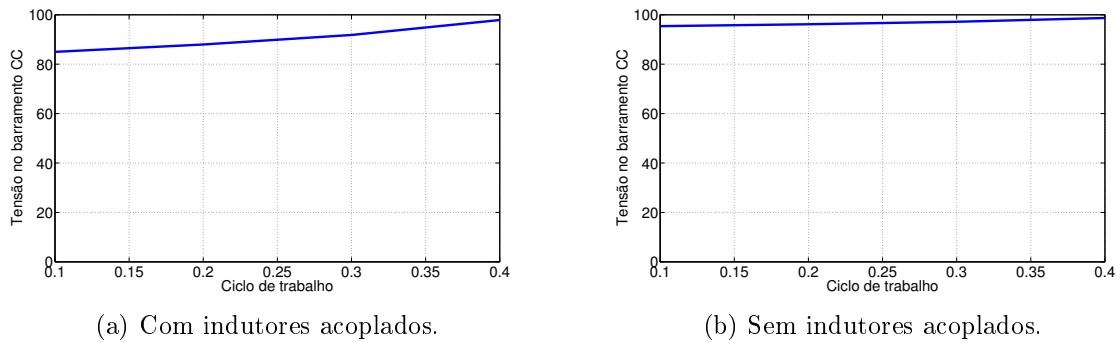
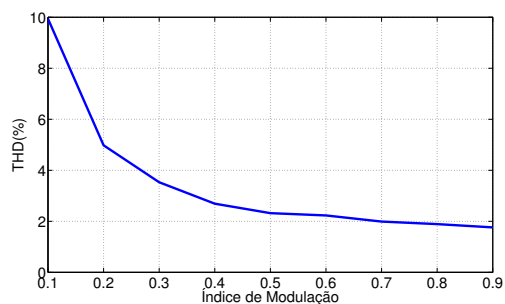
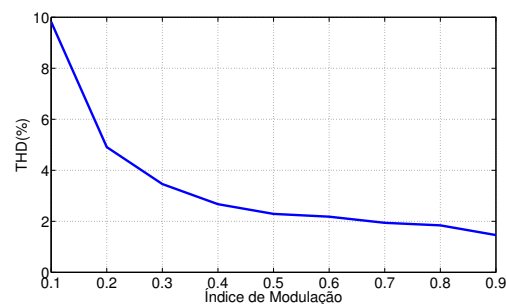


Figura 3.29: Tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

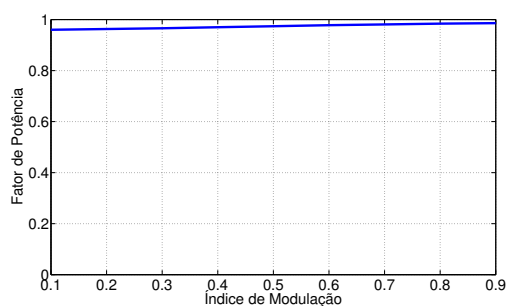


(a) Com indutores acoplados.

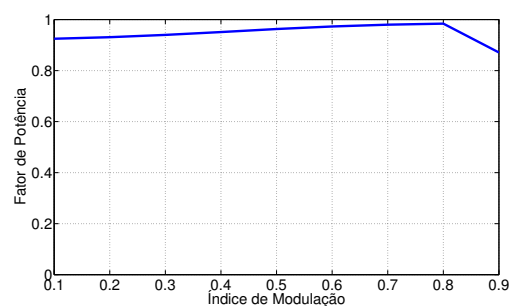


(b) Sem indutores acoplados.

Figura 3.30: Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.



(a) Com indutores acoplados.



(b) Sem indutores acoplados.

Figura 3.31: Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

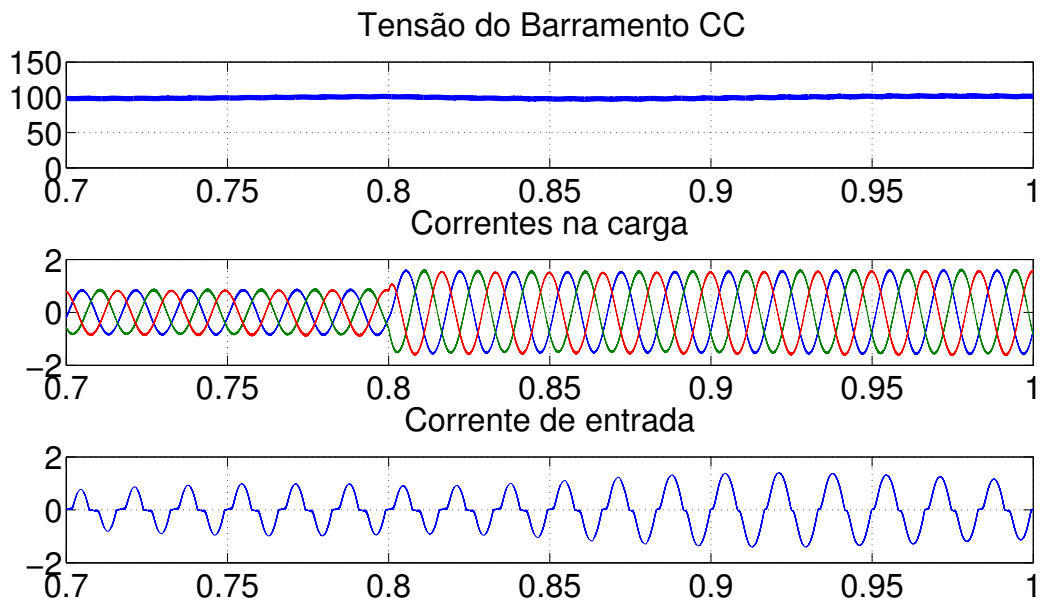
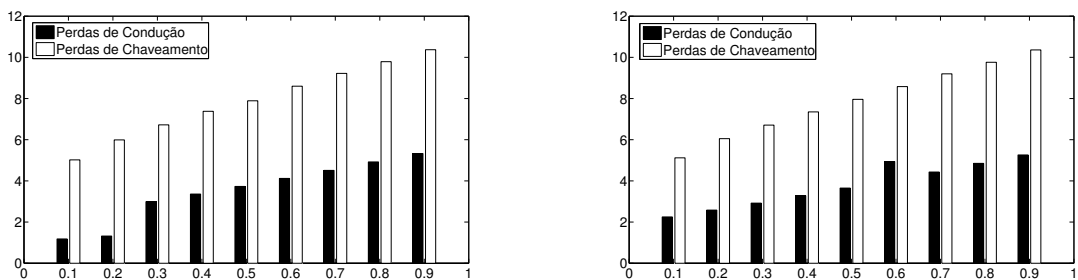


Figura 3.32: Resultados de simulação da tensão no barramento, corrente na carga e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com indutores acoplados e utilizando o controlador PI



(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

Figura 3.33: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.

3.4 Conclusões

Neste capítulo inicialmente foi proposto um conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acoplados utilizando um braço compartilhado com a entrada com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. Também foram mostradas duas estratégias de comando, a primeira não aplica modulação no braço compartilhado e a segunda aplica modulação no braço compartilhado. Foi verificado que a estratégia sem modulação no braço compartilhado e com indutores acoplados possui o maior fator de potência e uma menor distorção harmônica total. Também foi verificado que para as duas estratégias de controle a configuração com indutores acoplados obtém uma menor distorção harmônica na corrente de entrada. Por fim foi proposto um conversor CA-CA monofásico-trifásico utilizando como entrada um retificador de três níveis com número reduzido de componentes, foi demonstrado que podemos obter o controle do barramento utilizando um Controlador PI. Os estudos propostos foram validados a partir de resultados de simulações e experimentais.

4

Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico com Controle de Fator de Potência

Neste capítulo inicialmente será apresentado o estudo teórico para um conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados utilizando um braço compartilhado com o conversor de nabae (Fig. 4.1), utilizando duas estratégias de comando:

- Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico com modulação no braço compartilhado;
- Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado.

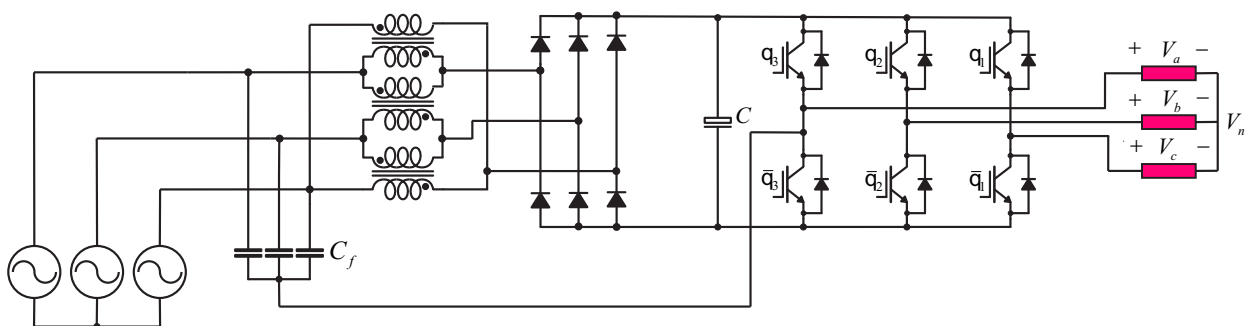


Figura 4.1: conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados

A entrada do conversor proposto é composta por um circuito de correção de potência (CFP), formado por três capacitores de filtros C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} ($C_{f1} = C_{f2} = C_{f3} = C_f$), três indutores acoplados, um retificador em ponte completa, um banco de capacitores formando o barramento CC e um par de chaves complementares q_3 e \bar{q}_3 .

A saída do conversor proposto é formada por seis chaves de potência ($q_3, \bar{q}_3, q_2, \bar{q}_2, q_1, \bar{q}_1$) e um banco de capacitores formando o barramento CC. A braço ($q_3\text{-}\bar{q}_3$) é compartilhado entre a entrada e a saída do conversor.

Serão realizadas comparações com um conversor CA-CA trifásico-trifásico sem indutores acoplados utilizando um braço compartilhado com o conversor de nabae, para verificar a eficiência em função de perdas e distorções harmônicas.

Por fim será realizado o estudo teórico do comportamento de um conversor CA-CA trifásico-trifásico utilizando como entrada um retificador de três níveis com um número reduzido de componentes (NRC) (Fig 4.2).

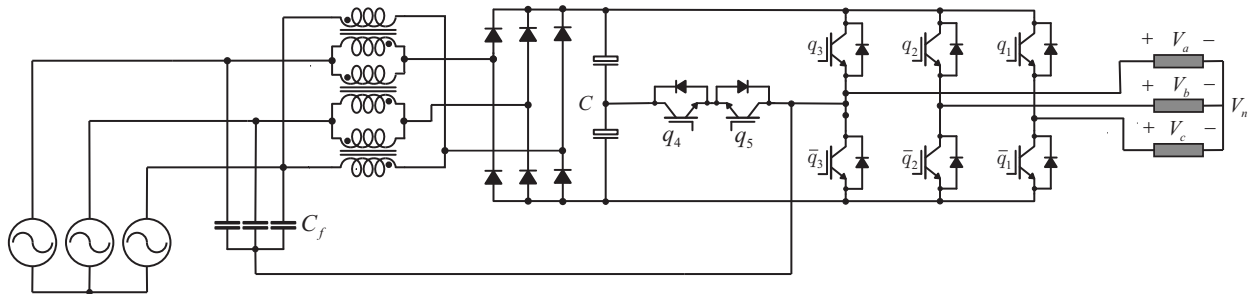


Figura 4.2: Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

4.1 Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico com Modulação no Braço Compartilhado

O conversor CA-CA trifásico-trifásico CFP com modulação no braço compartilhado (Fig. 4.1) opera em modo de condução descontínua (MCD) na corrente de entrada, sendo indicado para baixo até médio nível de potência. Nessa estratégia é aplicado modulação PWM no braço compartilhado entre a saída e a entrada do conversor.

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_a^*, v_b^* e v_c^* , então as tensões de polo pode referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{\mu}^* \tag{4.1}$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{\mu}^* \tag{4.2}$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{\mu}^* \tag{4.3}$$

As equações 4.1, 4.2 e 4.3 não podem ser resolvidas ao menos que v_μ^* seja obtido. A tensão v_μ^* pode ser calculada utilizando o fator μ .

$$v_\mu^* = E(\mu - 1/2) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1)v_{min}^* \quad (4.4)$$

Onde $v_{max}^* = maxV$ e $v_{min}^* = minV$ onde $V = v_a^*, v_b^*, v_c^*$.

O fator de distribuição ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por $\mu = t_{01}/t_0$ e indica a distribuição da roda-livre no período t_0 (período no qual v_a^*, v_b^* e v_c^* são iguais) no início ($t_{01} = \mu t_0$) e na extremidade ($t_{02} = (1 - \mu)t_0$) do período de chaveamento T (Jacobina, Lima, Silva e Alves, 2001b), (Blasko, 1996).

Neste caso o algoritmo proposto é:

Etapa 1: escolher o fator μ e calcular v_μ^* a partir de (4.4).

Etapa 2: Determinar v_{a0}^*, v_{b0}^* e v_{c0}^* a partir de (4.1)-(4.3).

Etapa 3: Uma vez que a tensão no ponto médio foi determinado. A largura de pulso τ_a , τ_b e τ_c são calculados usando

$$\tau_a = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{a0}^* \quad (4.5)$$

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{b0}^* \quad (4.6)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{c0}^* \quad (4.7)$$

As larguras de pulsos (τ_a , τ_b e τ_c) são usadas pelo sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência, alternativamente os sinais de gatilho podem ser gerados pela comparação das tensões de pólo de referência com um sinal triangular de alta frequência.

4.1.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação dos dois conversores propostos, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 4.3, 4.4, 4.5, 4.7, 4.8, são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto com e sem acoplamento. Os parâmetros globais foram:

- Frequência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Na Fig. 4.3 pode ser observado a corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com (Fig. 4.3(a)) e sem (Fig. 4.3(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que nas duas configurações a corrente de entrada segue a tensão senoidal de linha, porém para os dois casos podemos perceber uma alta distorção harmônica na corrente de entrada.

Na Fig. 4.4 pode ser observado a corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento.

Nas Fig. 4.5 pode ser observado a distorção harmônica total da corrente de entrada para a configuração proposta com (Fig. 4.5(a)) e sem (Fig. 4.5(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que a configuração que utiliza indutores com acoplamento possui em média uma menor distorção harmônica total quando comparada com a configuração que utiliza indutores sem acoplamento.

Já na Fig. 4.6 pode ser observado a distorção harmônica total das correntes de saída para a configuração proposta com (Fig. 4.6(a)) e sem (Fig. 4.6(b)) indutores acoplados, observamos que os resultados são bem próximos para ambos os casos. Na Fig. 4.7 é observado o fator de potência em função do índice de modulação. Por fim, na Fig. 4.8 é observado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a tensão do barramento fixa em $E = 200V$.

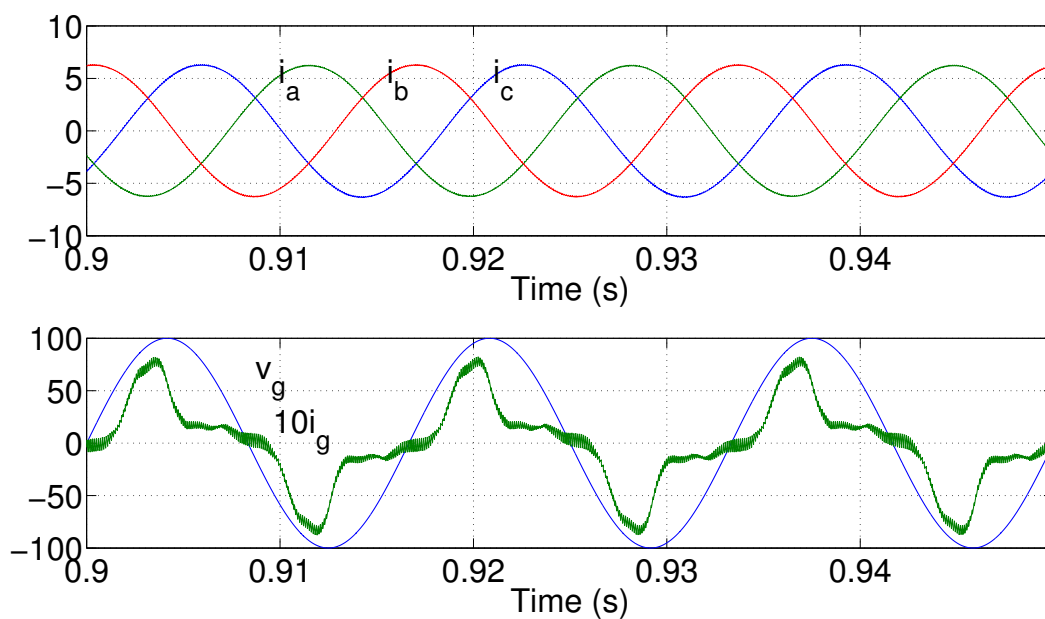
4.1.2 Resultados Experimentais

A configuração utilizando indutores com acoplamento com modulação no braço compartilhado foi implementada experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos

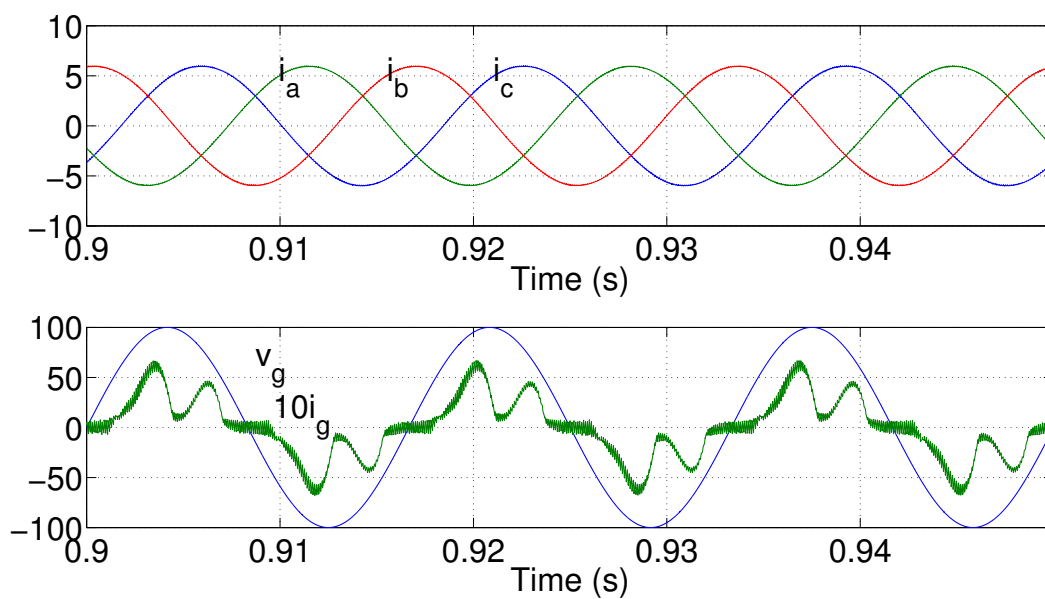
com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento: $8kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $400\mu H$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 25\Omega$ e $L = 5mH$.

Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. Na Figura 4.9 apresenta os resultados experimentais do conversor propostos. Na Fig. 4.9(a) podemos observar o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com modulação no braço compartilhado utilizando indutores com acoplamento, podemos perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão. Já na Fig. 4.9(b) podem ser observadas as correntes na carga. Nas Figs. 4.9(c) e 4.9(d) mostram-se, respectivamente, as tensões de pólo e as tensões entre as fases e o neutro da carga. Por fim, na Fig. 4.9(e) e exibido a tensão do barramento CC.

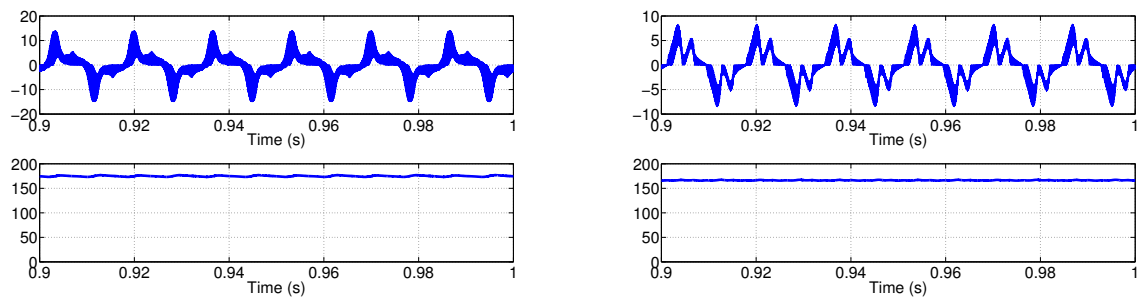


(a) Com indutor acoplado.



(b) Sem indutor acoplado.

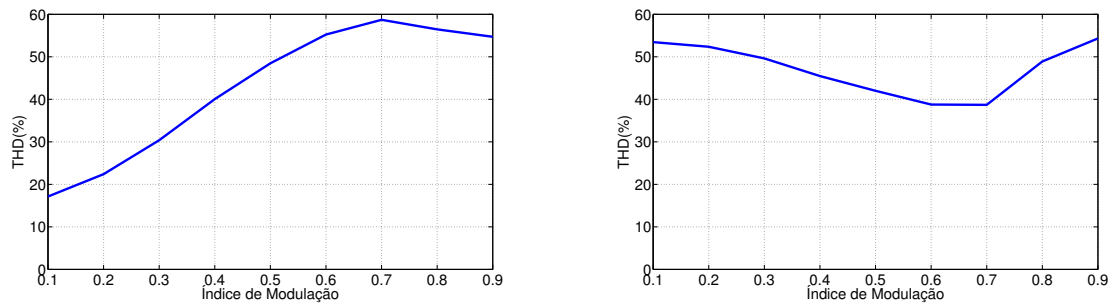
Figura 4.3: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada em uma das fases para configuração proposta com modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$.



(a) Com indutor acoplado.

(b) Sem indutor acoplado.

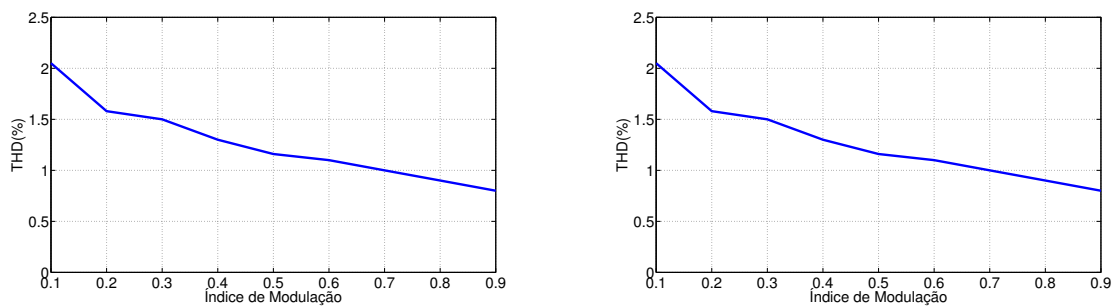
Figura 4.4: Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração 3L com e sem indutores acoplados com modulação no braço compartilhado.



(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

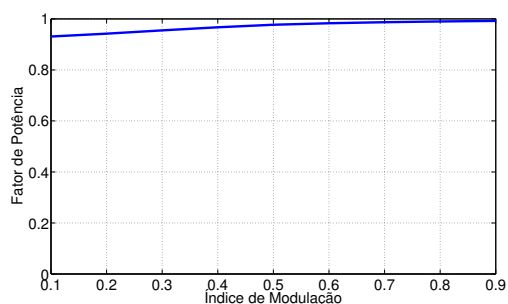
Figura 4.5: Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.



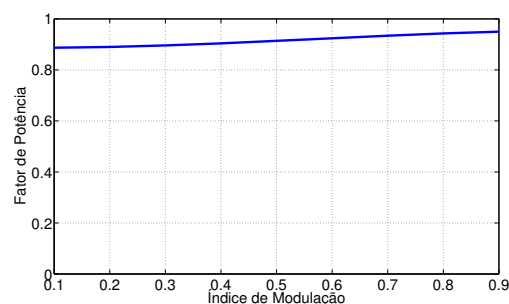
(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.6: Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

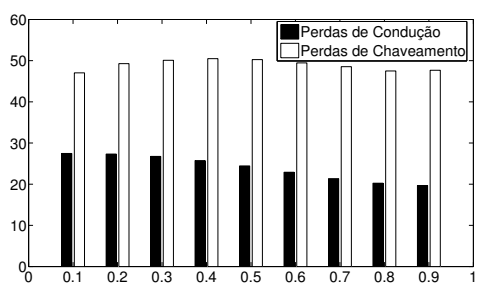


(a) Com indutores acoplados.

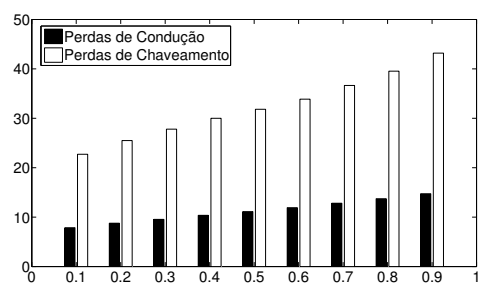


(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.7: Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

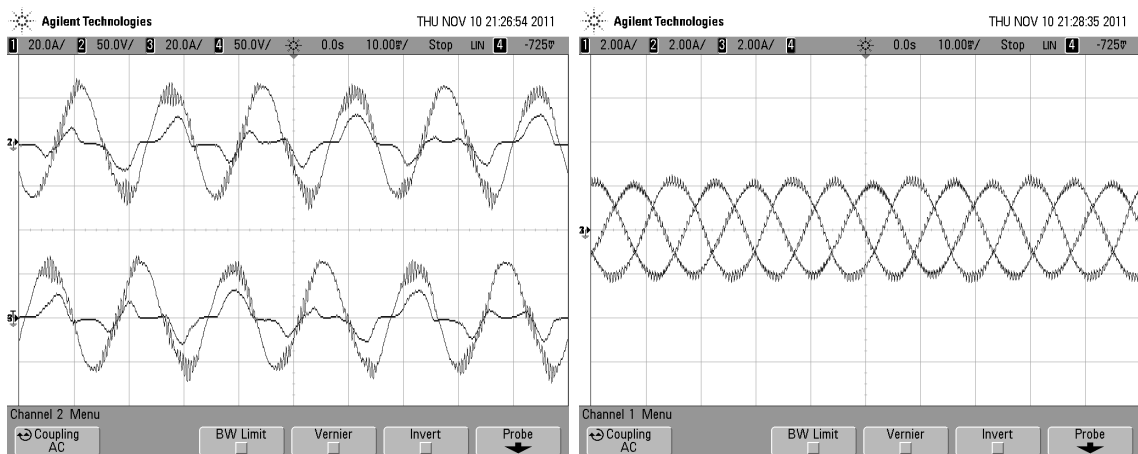


(a) Com indutores acoplados.



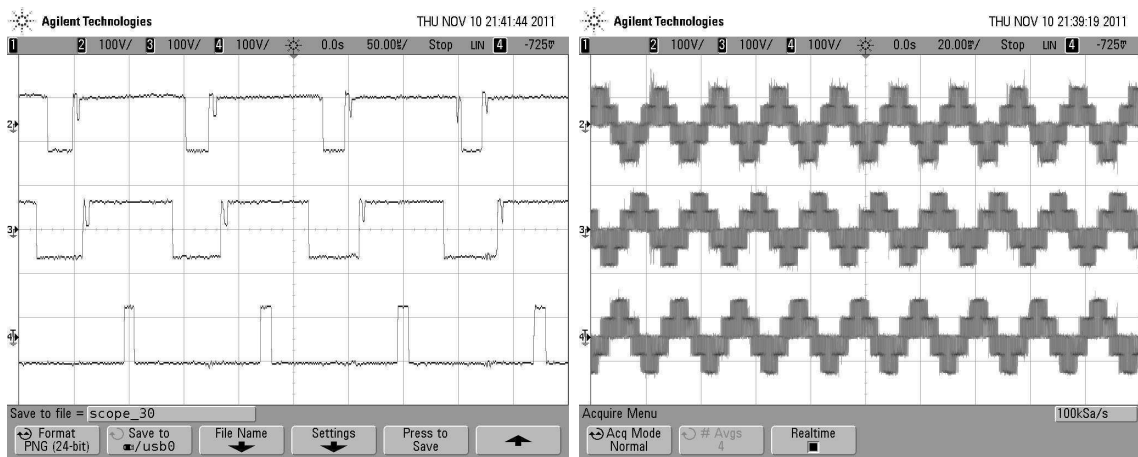
(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.8: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.



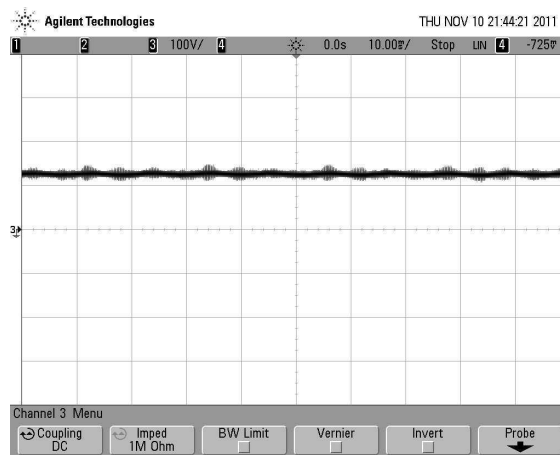
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

(b) Correntes na carga.



(c) Tensões de pólo.

(d) Tensões entre a fase e o neutro.



(e) Tensão no barramento CC.

Figura 4.9: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e com modulação no braço compartilhado.

4.2 Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico sem modulação no braço compartilhado

O Conversor CA-CA trifásico-trifásico CFP sem modulação no braço compartilhado (Fig. 4.10) opera em modo de condução descontínua (MCD) na corrente de entrada, sendo indicado para baixo até médio nível de potência. Nessa estratégia é aplicado no braço compartilhado entre a saída e a entrada do conversor um ciclo de trabalho (D) de 0.5, ou seja, cada chave deste braço permanece aberta durante metade do período de chaveamento.

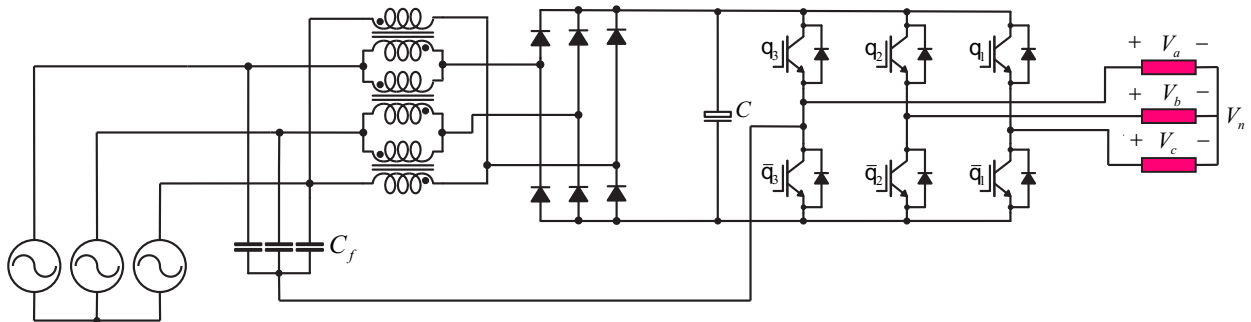


Figura 4.10: conversor CA-CA trifásico-trifásico com indutores acoplados

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_a^* , v_b^* e v_c^* , então as tensões de polo pode referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{n0}^* \tag{4.8}$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{n0}^* \tag{4.9}$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{n0}^* \tag{4.10}$$

Como o braço compartilhado apresenta ciclo de trabalho D igual a 0.5 então $v_{a0}^* = 0$, então as equações podem ser reescritas como:

$$v_{a0}^* = 0 \tag{4.11}$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* - v_{an}^* \tag{4.12}$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* - v_{an}^* \tag{4.13}$$

Uma vez que as tensões de pólo de referência foram determinadas (4.11)-(4.13). As larguras de pulso τ_a , τ_b e τ_c são calculadas usando:

$$\tau_a = \frac{T}{2} \tag{4.14}$$

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{b0}^* \quad (4.15)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{c0}^* \quad (4.16)$$

As larguras de pulsos (τ_a , τ_b e τ_c) são usadas pelo sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência, alternativamente os sinais de gatilho podem ser gerados pela comparação das tensões de pólo de referência com um sinal triangular de alta frequência.

4.2.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação dos dois conversores propostos, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 4.11, 4.12, 4.13, 4.14, 4.15 e 4.16 são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto com e sem acoplamento. Os parâmetros globais foram:

- Frequência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Na Fig. 4.11 pode ser observado à corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com (Fig. 4.11(a)) e sem (Fig. 4.11(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que nas duas configurações a corrente de entrada segue a tensão senoidal de linha, porém para a configuração com indutores acoplados a corrente de entrada possui menos ondulação em comparação com a configuração sem indutores acoplados.

Na Fig. 4.12 pode ser observado a corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento.

Nas Fig. 4.13 pode ser observado a distorção harmônica total da corrente de entrada para a configuração proposta com (Fig. 4.13(a)) e sem (Fig. 4.13(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que a configuração que utiliza indutores com acoplamento possui uma menor distorção harmônica. .

Já na Fig. 4.14 pode ser observado a distorção harmônica total das correntes de saída para a configuração proposta com (Fig. 4.14(a)) e sem (Fig. 4.14(b)) indutores acoplados, observamos que os resultados são bem próximos para ambos os casos. Na Fig. 4.15 é observado o fator de potência em função do índice de modulação, a configuração com indutores acoplados apresenta um maior fator de potência. Na Fig. 4.16 é observado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a tensão do barramento fixa em $E = 200V$.

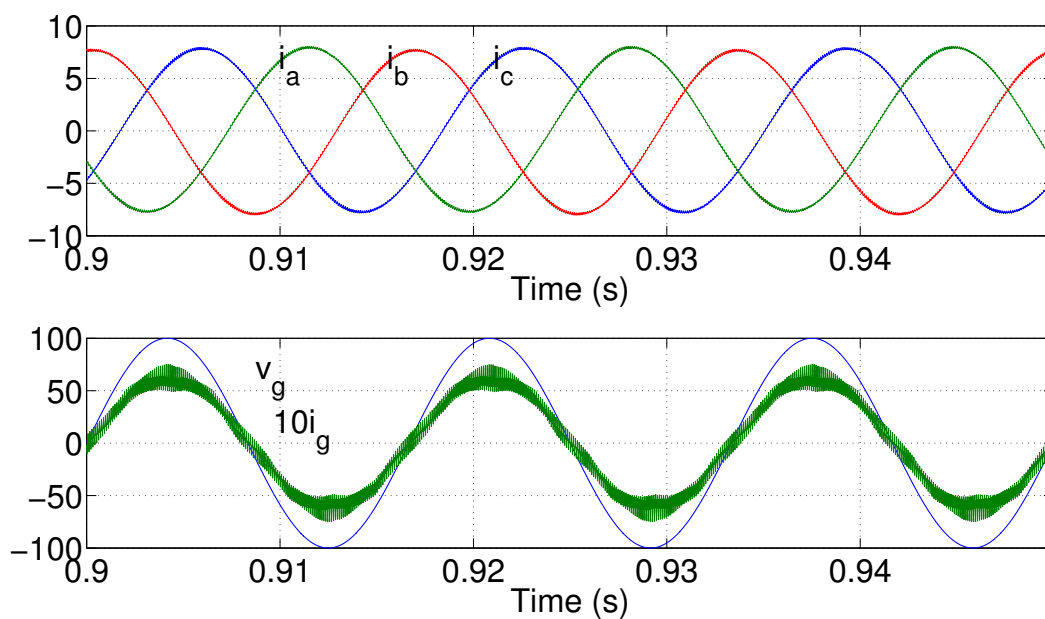
4.2.2 Resultados Experimentais

A configuração utilizando indutores com acoplamento sem modulação no braço compartilhado foi implementada experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

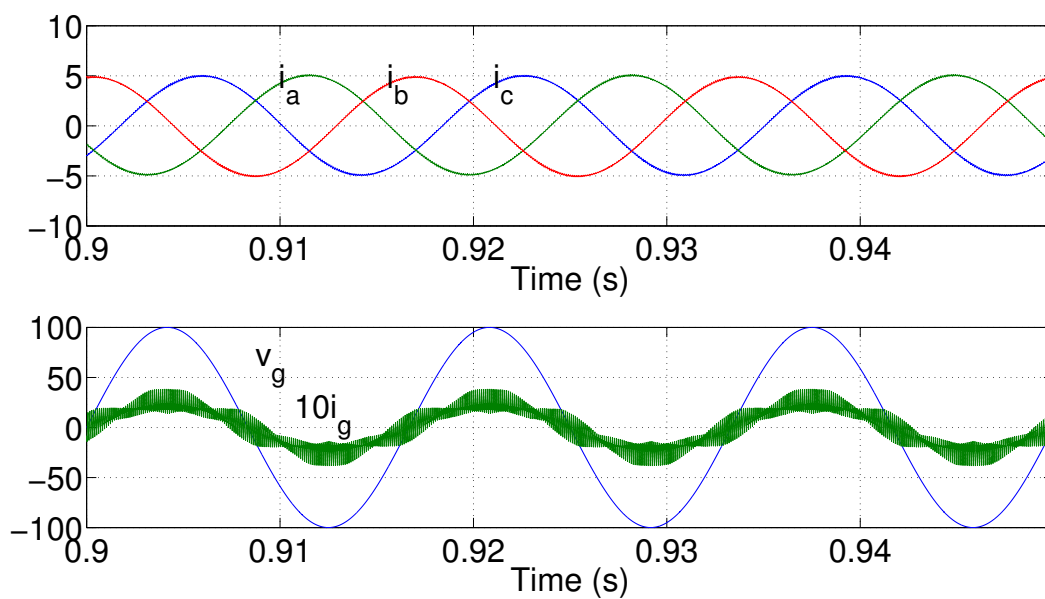
- Frequência de chaveamento: $8kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $400\mu H$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 25\Omega$ e $L = 5mH$.

Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. Na Figura 4.17 apresenta os resultados experimentais do conversor propostos. Na Fig. 4.17(a) podemos observar o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta sem modulação no braço compartilhado utilizando indutores com acoplamento, podemos perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão. Já na Fig. 4.17(b) podem ser

observadas as correntes na carga. Nas Figs. 4.17(c) e 4.17(d) mostram-se, respectivamente, as tensões de pólo e as tensões entre as fases e o neutro da carga. Por fim, na Fig. 4.17(e) e exibido a tensão do barramento CC.

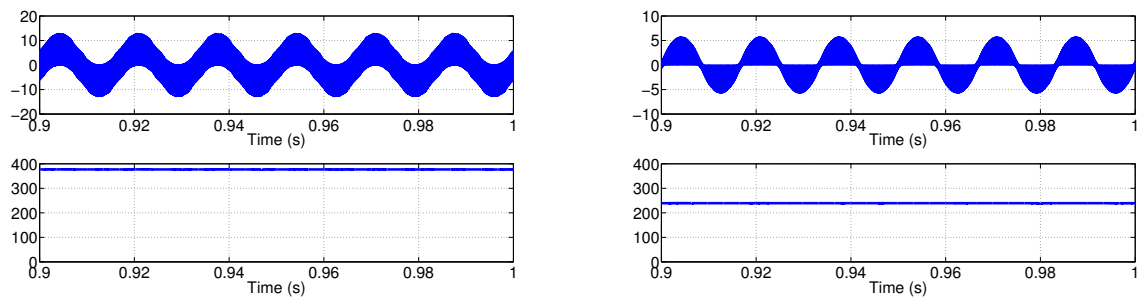


(a) Com indutor acoplado.



(b) Sem indutor acoplado.

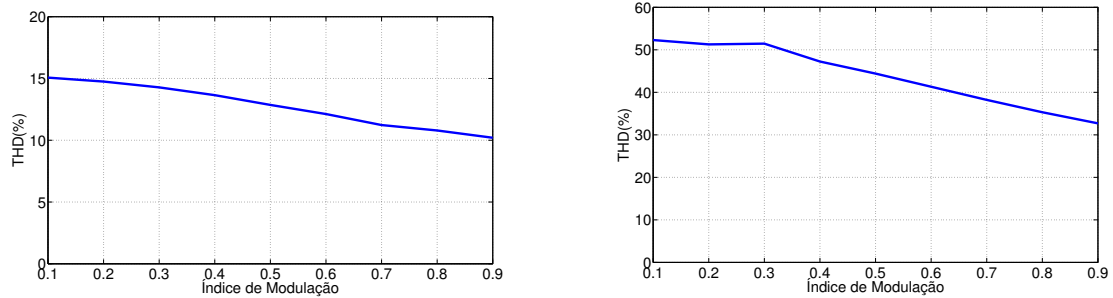
Figura 4.11: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada em uma das fases para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$.



(a) Com indutor acoplado.

(b) Sem indutor acoplado.

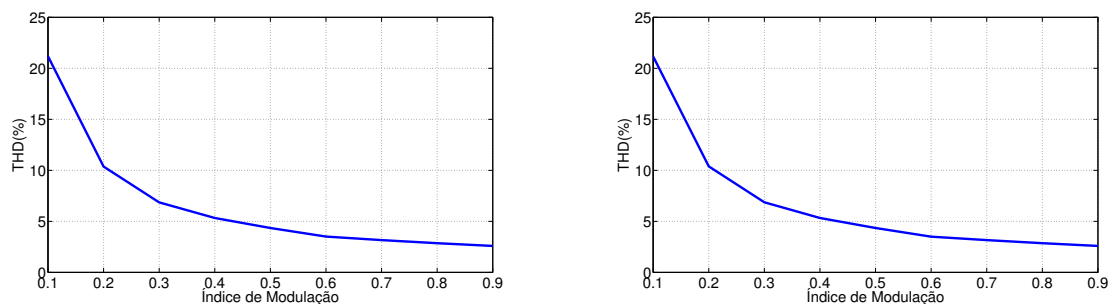
Figura 4.12: Resultados de simulação da corrente nos indutores e a tensão no barramento CC para configuração 3L com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.



(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

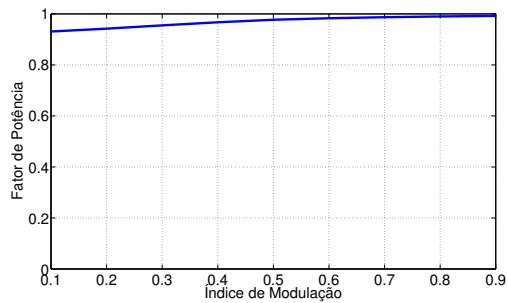
Figura 4.13: Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.



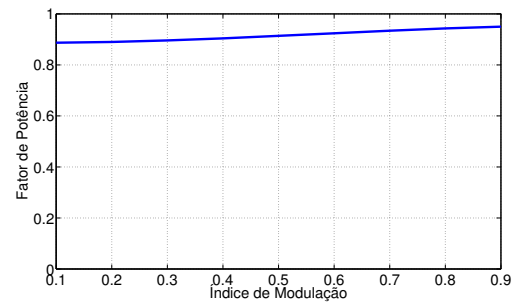
(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.14: Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

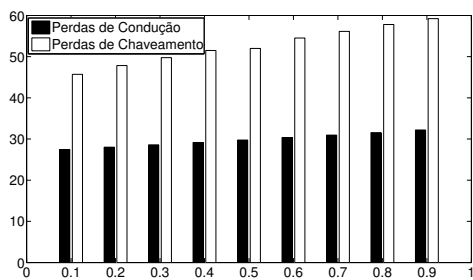


(a) Com indutores acoplados.

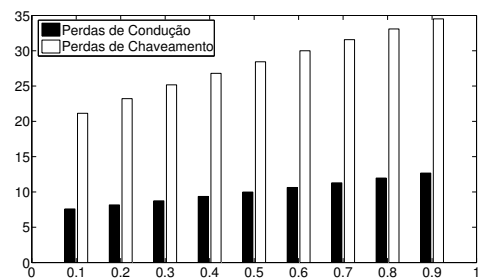


(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.15: Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

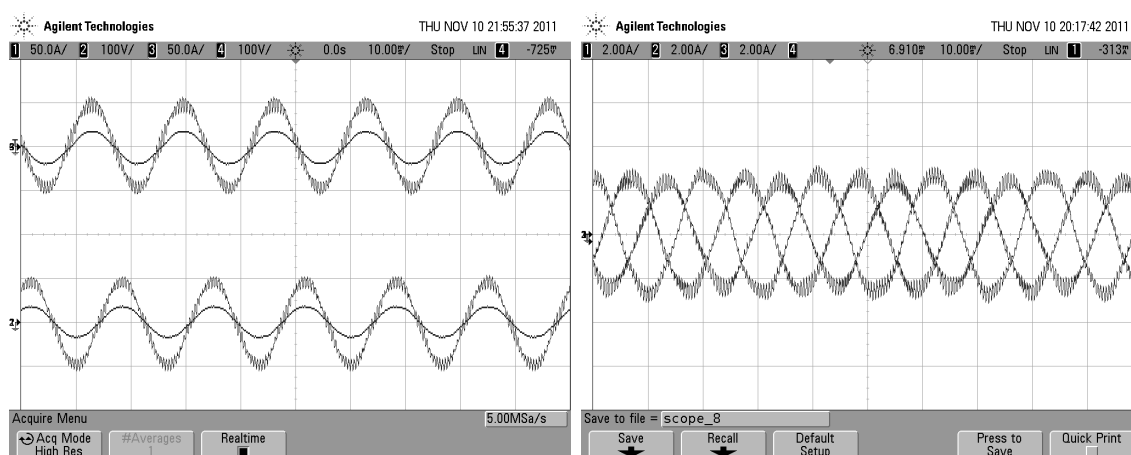


(a) Com indutores acoplados.



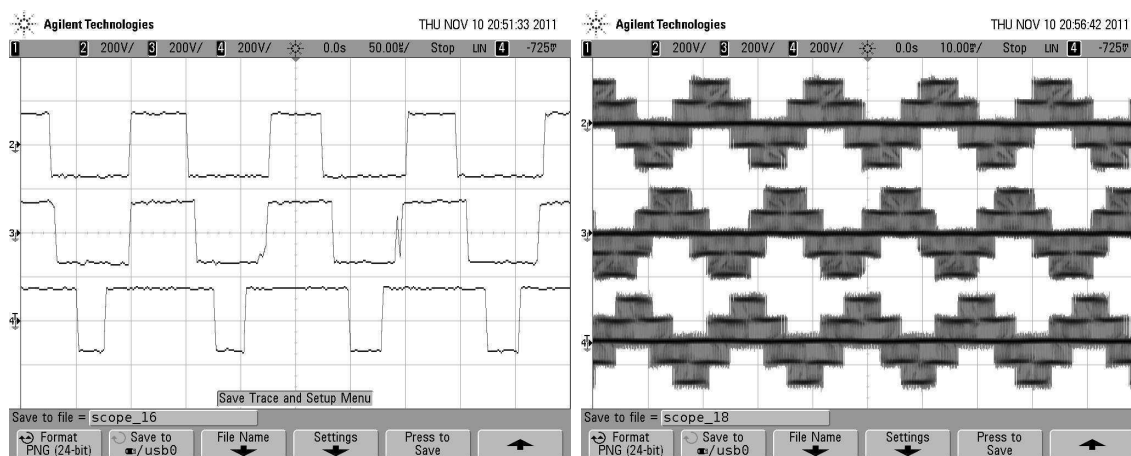
(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.16: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.



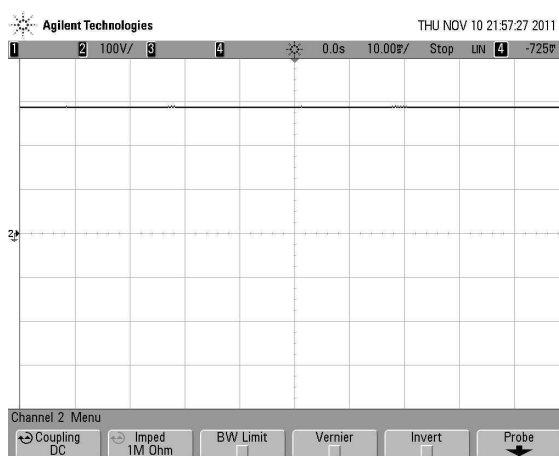
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

(b) Correntes na carga.



(c) Tensões de pólo.

(d) Tensões entre a fase e o neutro.



(e) Tensão no barramento CC.

Figura 4.17: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, tensões entre as fases e o neutro e a tensão no barramento CC para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.

4.3 Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador de três níveis com número reduzido de componentes

Os conversores convencionais de dois níveis com correção de fator de potência (CFP) quando são submetidos a alta potência deve ser utilizado chaves mais caras que são capazes de suportar estresses de alta tensão e alta corrente. Para reduzir o estresse de potência nos semicondutores, harmônicos de tensão durante a operação em menor frequência, melhorar a qualidade da forma de onda de tensão e reduzir as interferências eletromagnéticas geradas, retificadores multiníveis tem sido utilizados (Rodríguez, Lai e Peng, 2002). Entretanto eles utilizam um grande número de chaves mesmo em algumas soluções com o número reduzido de componentes (Lin e Yang, 2005).

Um retificador trifásico de três níveis NPC convencional possui quatro chaves com seus respectivos diodos em antiparalelo, permitindo dessa forma o fluxo bidirecional de potência, e dois diodos ligados ao "ponto de neutro" ou "derivação central" do barramento CC. Essa topologia pode ser observada na Figura 4.18. A tensão de pólo pode assumir três valores $E/2$, $-E/2$ ou 0 , para que a tensão de pólo (v_{10}) seja $E/2$ ou $-E/2$, dependendo do sentido dessa corrente, a condução se dará ou por dois interruptores ou por seus diodos em anti-paralelo. Para se ter o nível 0 nas tensões de pólo, independentemente do sentido da corrente de fase, a condução se dará sempre por um interruptor e por um diodo de grampeamento. Assim, o caminho que cada corrente de fase percorre entre a fonte E e a carga passa obrigatoriamente por dois dispositivos semicondutores. Isto implica em um aumento considerável nas perdas de condução para esta estrutura de retificador comparada com a estrutura de dois níveis convencional. A utilização de topologias multiníveis com um número reduzido de componentes, NRC (Bragwat e Stefanovic, 1983), possibilita a redução dos custos e das perdas em condução, quando comparadas com as topologias multiníveis convencionais.

A estrutura estudada é derivada do retificador de dois níveis com a inclusão de uma célula com dispositivos semicondutores ligadas ao ponto central do barramento CC, terminal 'o', como mostra a Fig. 4.19.

Das três possibilidades de conexão dos dispositivos que compõem as células de cada fase, a da Fig. 4.20(a) foi estudada em (Zhao, Li e T.A., 1995), a da Fig. 4.20(b) foi estudada

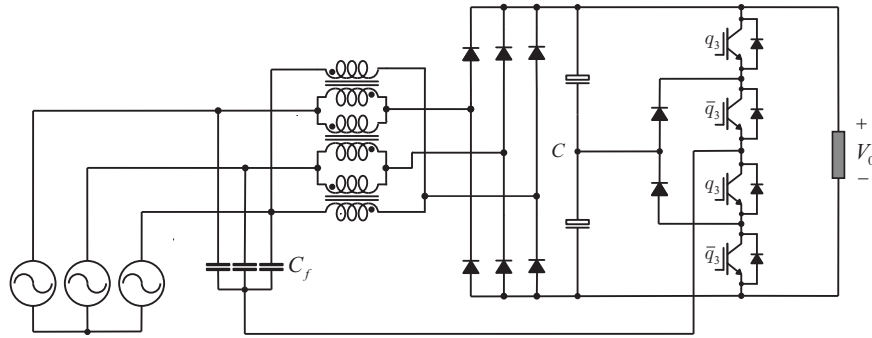


Figura 4.18: Retificador CFP trifásico de três níveis

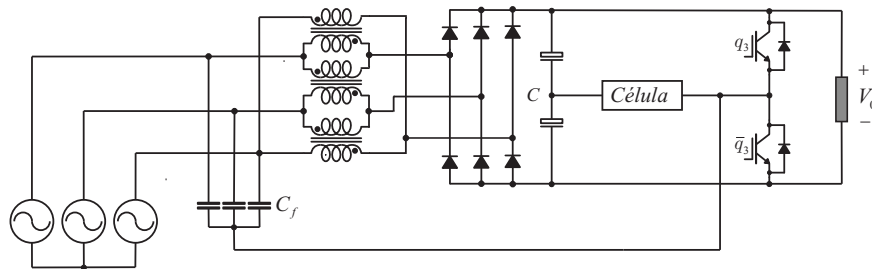


Figura 4.19: Retificador de três níveis com uma célula conectada ao ponto neutro da fonte.

em (Kolar e Zach, 1997) e a da Fig. 4.20(c) foi estudada em (Salmon, 2001) para aplicações em conversores do tipo boost.

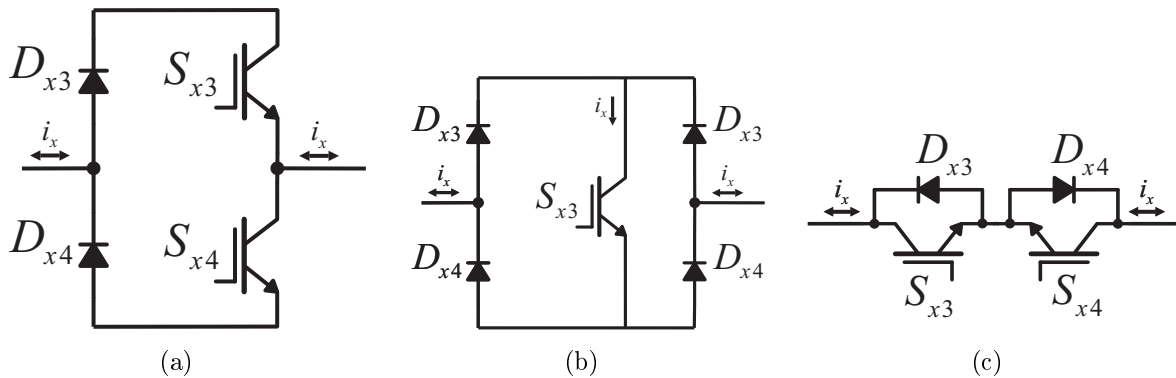


Figura 4.20: Opções de módulo.

Quando combinado com as configurações de células das Figs. 4.20(a) e 4.20(c) obtemos a estrutura da Fig. 4.21 que gerará uma menor quantidade total de perdas de condução do que a estrutura de três níveis da Fig. 4.18, uma vez que apenas um, e não dois dispositivos semicondutores (S_{x1}/D_{x1} ou S_{x2}/D_{x2}), conduz a corrente na fase para os casos em que a tensão de pólo é igual a $E/2$ ou $-E/2$. Para que a tensão de pólo seja igual a 0, independentemente do sentido da corrente de fase, a condução se dará sempre por um interruptor e por

um diodo (S_{x3}/D_{x3} ou S_{x4}/D_{x4} para a Fig. 4.20(a) e S_{x3}/D_{x4} ou S_{x4}/D_{x3} para a Fig. 4.20(c). Não há diferença entre as perdas de condução das duas topologias, neste caso. Embora a configuração da Fig. 4.20(b) tenha um interruptor a menos, ela possui dois diodos a mais, o que leva a um aumento nas perdas de condução quando comparada com as outras duas configurações de células. A configuração da Fig. 4.20(c) tem, ainda, a vantagem de necessitar de apenas um driver para comandar os dois interruptores (Júnior, 2005). Portanto, a topologia de retificador de três níveis com a opção de célula mostrada na Fig. 4.20(c) foi escolhida e analisada. Os modos de operação de um braço para a obtenção dos três níveis de tensão ($-E/2, 0, E/2$) são indicados na Fig. 4.22. Nessa figura, S_{x3} representa os interruptores S_{x3} e S_{x4} presentes na configuração da Fig. 4.20(c).

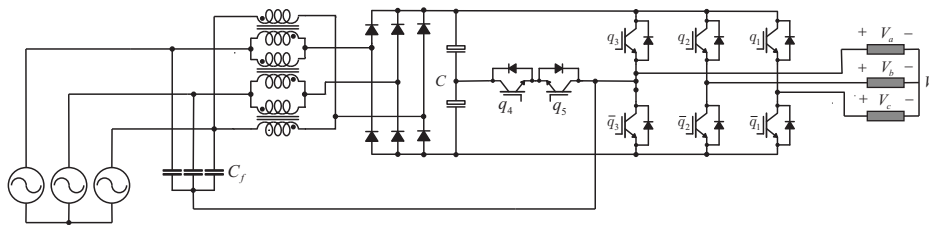


Figura 4.21: Conversor CA-CA Trifásico-Trifásico utilizando retificador três níveis com número reduzido de componentes

Nesta estratégia o ciclo de trabalho $d_1 = t_P/T_s$ e $d_2 = t_N/T$ são iguais a d mas aplicados 180 graus defasados. O fluxo de potência é controlado pelo d .

O procedimento para o cálculo da onda resultante em um ciclo de alimentação inteira é dividida em duas regiões (Fig. 4.23) delimitadas do seguinte modo.

O comprimento limite entre as regiões 1 e 2 é resumido como:

$$d_{cond} = d + d_{desmag} = 1/2 \tag{4.17}$$

Onde d_{cond} é a parte do período em que o indutor conduz, e d_{desmag} é a parte de desmagnetização de d_{cond} (Bento, de Almeida, Oliveira, da Silva e Jacobina, 2007) e é dado por:

$$d_{desmag} = d \frac{v_{Ca,b,c}}{E/2 - v_{cf,a,b,c}} \tag{4.18}$$

Diferentemente dos conversores CFP apresentados anteriormente, com o conversor de entrada CFP NRC podemos obter o controle do barramento variando o valor de d .

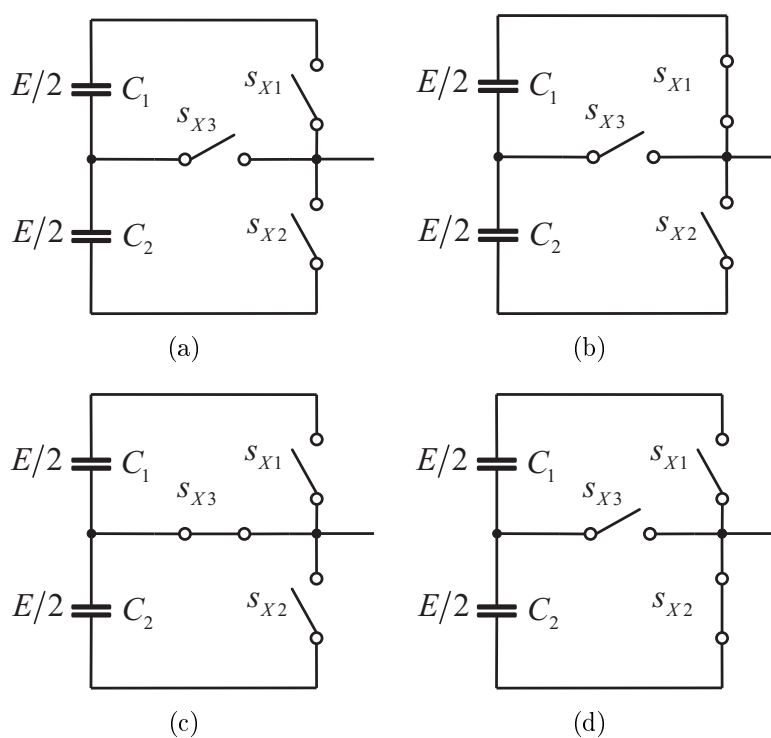


Figura 4.22: Modos de operação para o retificador CFP NRC: (a) retificador sem operação; (b) $v_{10}=E/2$; (c) $v_{10}=0$; (d) $v_{10}=-E/2$.

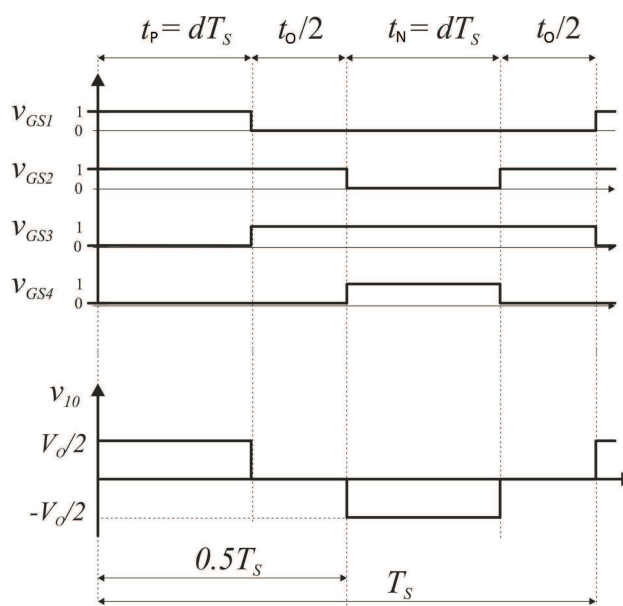


Figura 4.23: Modos de operação de retificador CFP

Assim pode se obter o controle da tensão do barramento para uma variação da carga com a introdução de um controle através de realimentação. Para esta estratégia adotou-se a inserção de um controlador PI, Fig. 4.24, onde o valor de d (ciclo de trabalho) muda a partir do erro de tensão entre a tensão do barramento e uma tensão de referência.

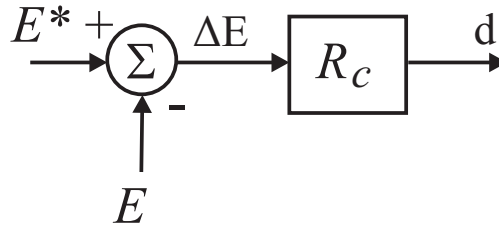


Figura 4.24: Diagrama de controle

Se as tensões de referência da carga são dadas por v_a^* , v_b^* e v_c^* , então as tensões de polo pode referência podem ser escritas como:

$$v_{a0}^* = v_{an}^* + v_{n0}^* \quad (4.19)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* + v_{n0}^* \quad (4.20)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* + v_{n0}^* \quad (4.21)$$

Como o braço compartilhado apresenta tensão média igual a zero $v_{a0}^* = 0$, então as equações podem ser reescritas como:

$$v_{a0}^* = 0 \quad (4.22)$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* - v_{an}^* \quad (4.23)$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* - v_{an}^* \quad (4.24)$$

Uma vez que as tensões de pólo de referência foram determinadas (4.22)-(4.24). As larguras de pulso τ_b e τ_c são calculadas usando

$$\tau_b = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{b0}^* \quad (4.25)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{c0}^* \quad (4.26)$$

4.3.1 Resultados de simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação dos dois conversores propostos, a fim de que seja observado o controle do fator de potência. Nas Figs. 4.25, 4.26, 4.28, 4.27, 4.29, 4.30, 4.31 e 4.32 são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto com e sem acoplamento. Os parâmetros globais foram:

- Freqüência de chaveamento: $10kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: 100;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Ciclo de trabalho (d): $d = 0.4$;
- Freqüência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 10\Omega$ e $L = 20mH$.

Na Fig. 4.25 pode ser observado a corrente na carga e o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta com (Fig. 4.25(a)) e sem (Fig. 4.25(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que nas duas configurações a corrente de entrada segue a tensão senoidal de fase, porém para a configuração com indutores acoplados a corrente de entrada possui menos ondulação em comparação com a configuração sem indutores acoplados.

Na Fig. 4.26 pode ser observado a corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para as configurações utilizando indutores com e sem acoplamento. Já na Fig. 4.28 é mostrada a tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados, pode-se perceber uma variação da tensão do barramento CC com a variação do ciclo de trabalho, d .

Na Fig. 4.27 pode ser observado a distorção harmônica total da corrente de entrada para a configuração proposta com (Fig. 4.27(a)) e sem (Fig. 4.27(b)) indutores acoplados. Pode-se perceber que para a configuração utilizando indutores com acoplamento a distorção

harmônica decresce com o aumento do índice de modulação, enquanto que para configuração utilizando indutores sem acoplamento a distorção harmônica cresce com o aumento do índice de modulação, a configuração com indutores acoplados possui uma menor distorção harmônica quando comparada com a configuração sem indutores acoplados .

Já na Fig. 4.29 pode ser observado a distorção harmônica total das correntes de saída para a configuração proposta com (Fig. 4.29(a)) e sem (Fig. 4.29(b)) indutores acoplados. Na Fig. 4.30 é observado o fator de potência em função do índice de modulação, a configuração com indutores acoplados apresenta um maior fator de potência.

Na Fig. 4.31 observamos a ação do controle da tensão no barramento para uma variação na carga. Foi utilizado uma tensão de barramento, E , de referência igual a $250V$, inicialmente a carga foi fixada em $R = 20\Omega$. Em $t = 0.8$ a carga foi alterada para $R = 10\Omega$, foi verificado que a tensão no barramento permaneceu constante mesmo com a variação da carga.

Na Fig. 4.32 é observado as perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a tensão do barramento fixa em $E = 200V$.

4.3.2 Resultados Experimentais

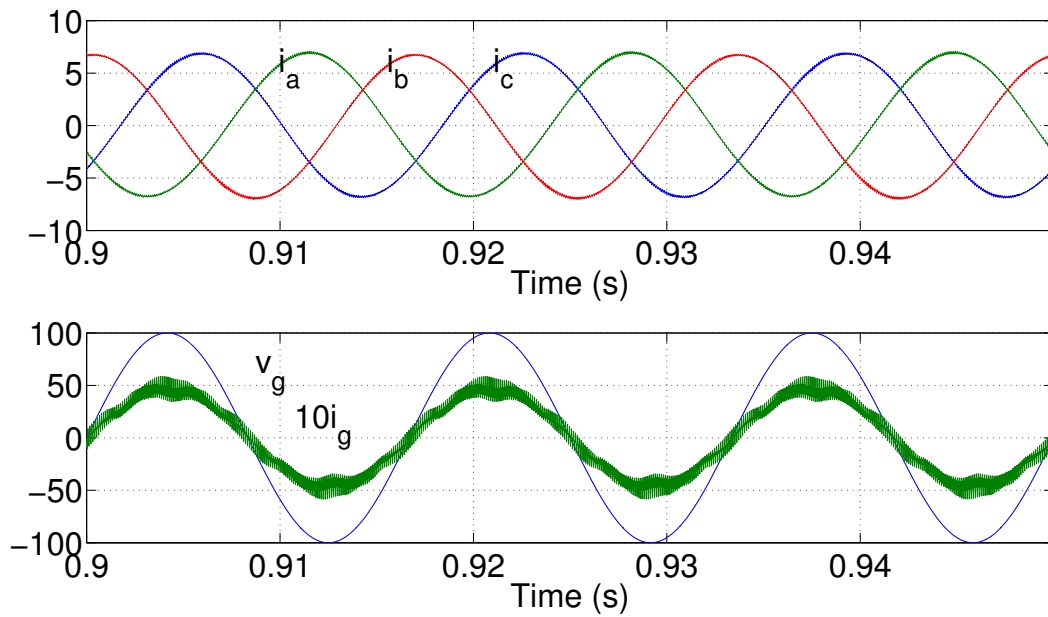
A configuração utilizando indutores com acoplamento sem modulação no braço compartilhado foi implementada experimentalmente. Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento: $8kHz$;
- Tensão de rede, V_i , $60Hz$: $100V$;
- Especificação da indutância de dispersão: $1mH$;
- Índice de modulação: $m = 0.9$;
- Ciclo de trabalho (d): $d = 0.4$;
- Frequência da tensão na carga: $60Hz$.
- Carga: $R = 25\Omega$ e $L = 7mH$.

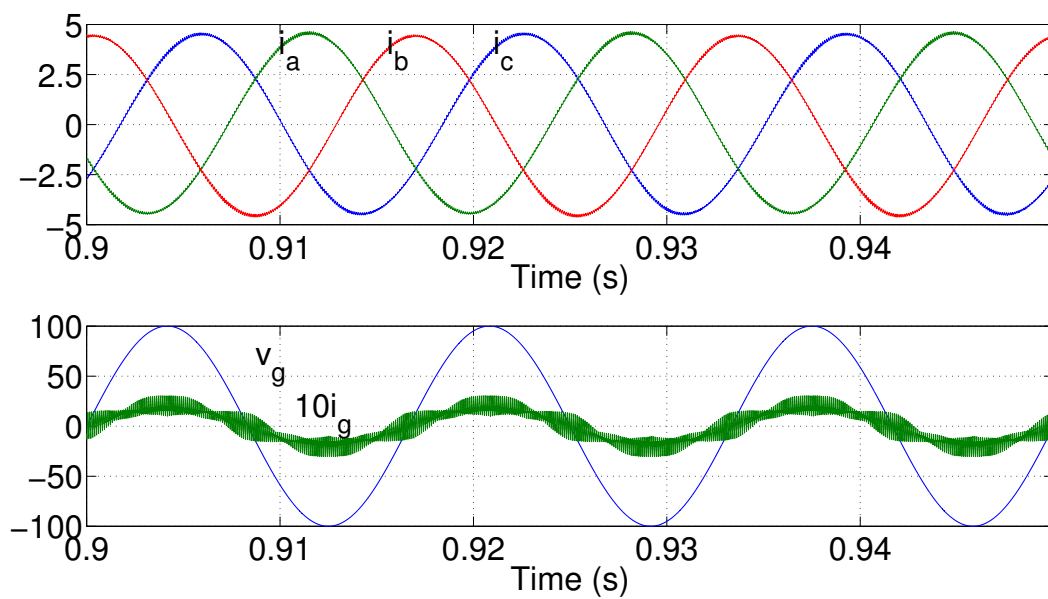
Nestes testes foram utilizados IGBTs e diodos rápidos. Na Figura 4.33 apresenta os resultados experimentais do conversor propostos. Na Fig. 4.33(a) podemos observar o controle do fator de potência (corrente de entrada e tensão de entrada) para a configuração proposta sem modulação no braço compartilhado utilizando indutores com acoplamento, podemos perceber que a corrente de entrada está em fase com a tensão. Já na Fig. 4.33(b) podem ser observadas as correntes na carga. Na Fig. 4.33(c) as tensões de pólo. Por fim, nas Figs. 4.33(d) e 4.33(e) mostram-se, respectivamente, a tensão do barramento CC para o ciclo de trabalho $d = 0.4$ e a tensão do barramento CC para diferentes ciclos de trabalho.

4.4 Conclusões

Neste capítulo foram propostos dois conversores CA-CA trifásico-trifásico com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. Foi estudado o conversor CA-CA trifásico-trifásico utilizando como entrada um conversor de dois níveis, foram apresentadas duas estratégias de comando, a primeira não aplica modulação no braço compartilhado e a segunda aplica modulação no braço compartilhado. Também estudado o conversor CA-CA trifásico-trifásico utilizando como entrada um conversor de três níveis com número reduzido de componentes diferentemente da configuração anterior, que utiliza como na entrada um conversor de dois níveis, com ele podemos obter o controle do barramento utilizando um Controlador PI. Foi verificado que a estratégia utilizando o conversor de dois níveis na entrada e com indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado possui o maior fator de potência e uma menor distorção harmônica total. Os estudos propostos foram validados a partir de resultados de simulações e experimentais

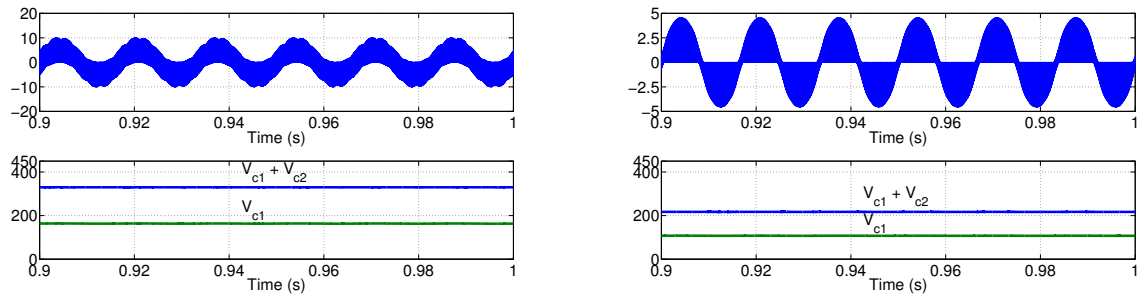


(a) Com indutor acoplado.



(b) Sem indutor acoplado.

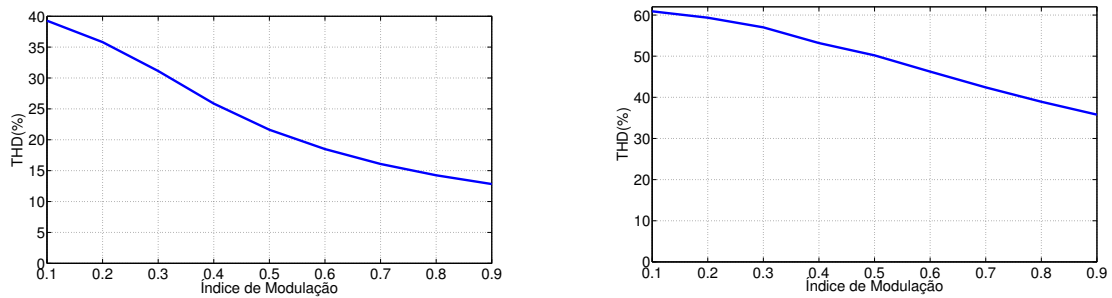
Figura 4.25: Resultados de simulação da corrente na carga, tensão e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com e sem indutores acoplados com índice de modulação $m=0.9$.



(a) Com indutor acoplado.

(b) Sem indutor acoplado.

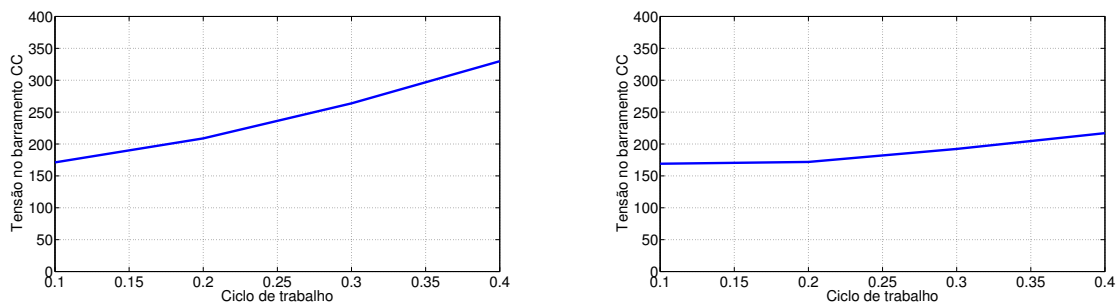
Figura 4.26: Resultados de simulação da corrente nos indutores e tensão total no barramento CC ($V_{c1} + V_{c2}$) e a tensão sobre um dos capacitores (V_{c1}) para configuração proposta com e sem indutores acoplados sem modulação no braço compartilhado.



(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

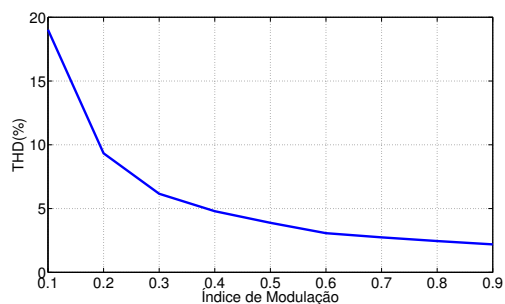
Figura 4.27: Distorção harmônica total (THD) das correntes de entrada em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.



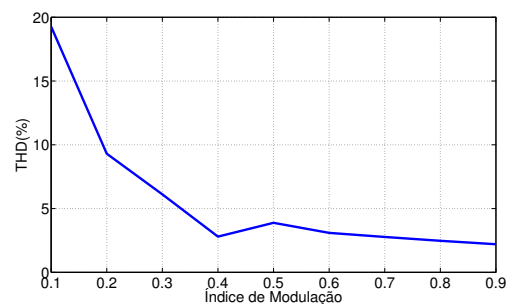
(a) Com indutores acoplados.

(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.28: Tensão do barramento CC em função do ciclo de trabalho, d , para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

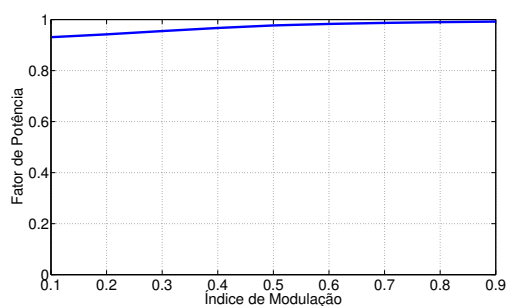


(a) Com indutores acoplados.

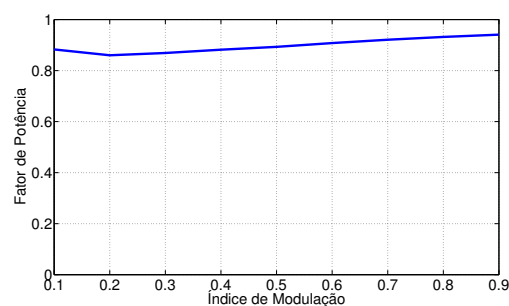


(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.29: Distorção harmônica total (THD) das correntes de saída em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.



(a) Com indutores acoplados.



(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.30: Fator de potência em função do índice de modulação para a configuração proposta com e sem indutores acoplados.

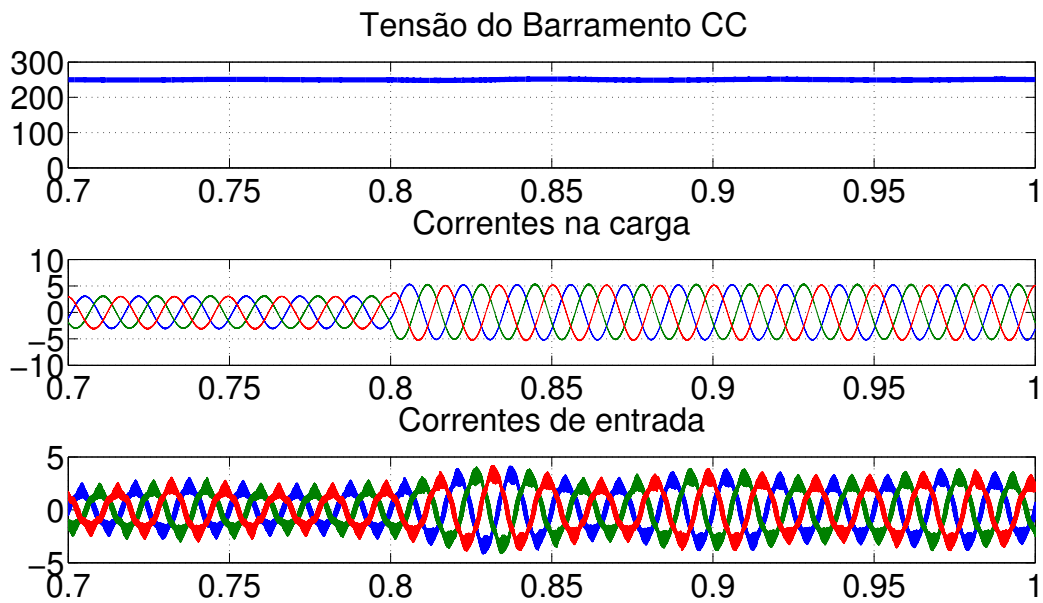
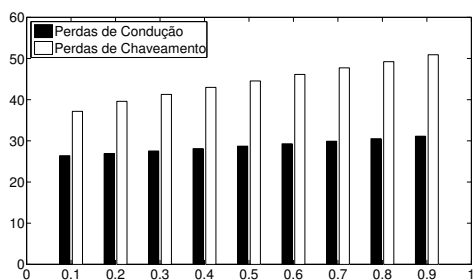
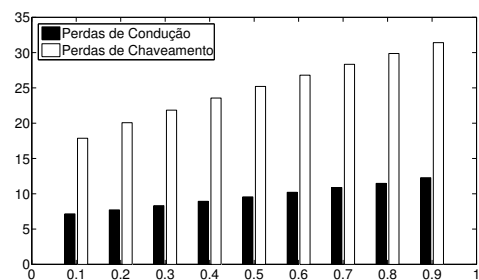


Figura 4.31: Resultados de simulação da tensão no barramento, corrente na carga e corrente de entrada para configuração proposta sem modulação no braço compartilhado com indutores acoplados e utilizando o controlador PI

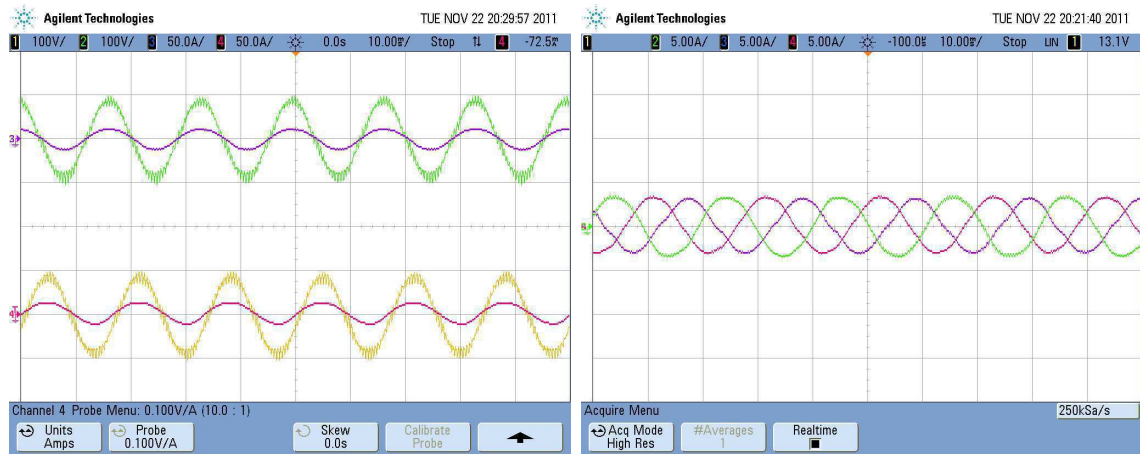


(a) Com indutores acoplados.



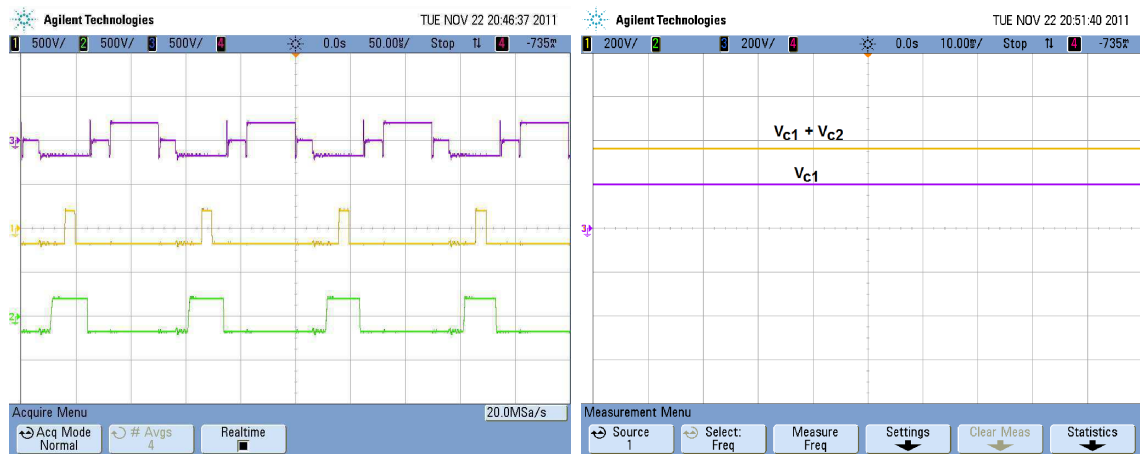
(b) Sem indutores acoplados.

Figura 4.32: Perdas de condução e chaveamento em função do índice de modulação para a configuração com e sem indutores acoplados.



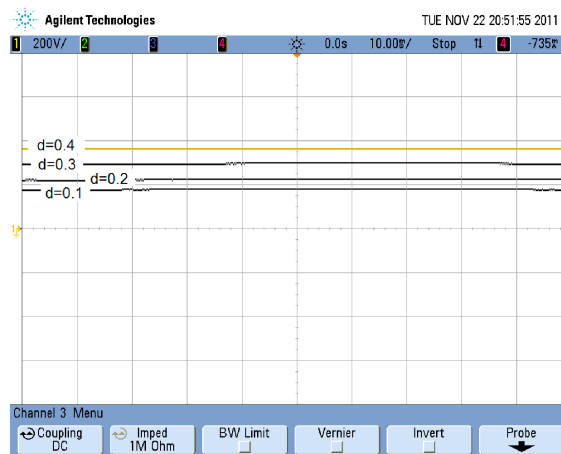
(a) Tensão e corrente de entrada: 60Hz.

(b) Correntes na carga.



(c) Tensões de pólo.

(d) Tensão no barramento CC.



(e) Tensão no barramento CC para diferentes valores do ciclo de trabalho d .

Figura 4.33: Resultados experimentais da tensão e corrente de entrada, correntes de carga, tensões de pólo, a tensão no barramento CC e a tensão no barramento CC para diferentes valores do ciclo de trabalho d para configuração proposta utilizando indutores com acoplamento e sem modulação no braço compartilhado.

5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo estudar as topologias de conversores CA-CA com o um alto fator de potência e forma de onda senoidal para a corrente de entrada. Foram feitos estudos do que havia na literatura técnica sobre os assuntos pertinentes ao desenvolvimento das topologias sugeridas, com a finalidade de reduzir a distorção harmônica e melhoria do fator de potência.

Inicialmente foi apresentada uma revisão bibliográfica que abrangeu os conversores CA-CA estudados. Foram abordados trabalhos que exploravam as topologias e buscavam solucionar os problemas apresentados. Neste sentido, foi esquematizado, de forma geral, as diferentes topologias utilizadas neste trabalho. Também foram expostas as finalidades e a base desses conversores supra cima citadas.

Abordamos teve como tema três conversores monofásicos CA-CA com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. Foi explorado o modelo, estratégia PWM e o projeto dos indutores. Percebemos que todas as topologias apresentadas apresentaram satisfatórias possuindo um alto fator de potência e uma menor distorção harmônica quando comparadas com as topologias que utilizaram indutores sem acoplamento.

Também foi abordado um conversor CA-CA monofásico-trifásico com indutores acopla-

dos utilizando um braço compartilhado com a entrada com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. Foi explorado o modelo e a estratégia PWM para as configurações com e sem modulação senoidal no braço compartilhado. Foi verificado que a estratégia sem modulação no braço compartilhado e com indutores acoplados possui o maior fator de potência e uma menor distorção harmônica total e que as configurações com indutores acoplados apresentam um maior fator de potencia e uma menor distorção harmônica na corrente de entrada. Por fim foi proposto um conversor CA-CA monofásico-trifásico utilizando como entrada um retificador de três níveis com número reduzido de componentes, foi demonstrado que podemos obter o controle do barramento utilizando um Controlador PI.

Por fim foram explorados dois conversores CA-CA trifásico-trifásico com o objetivo de se obter um alto fator de potência e redução da ondulação na corrente na entrada do conversor. Foi estudo o modelo e a estratégia PWM para as configurações com e sem modulação senoidal no braço compartilhado. Foi verificado as distorções harmônicas das correntes de entrada e saída, o fator de potência e as perdas para os conversores apresentados. Foi mostrado que podemos ter um controle do barramento se utilizarmos como entrada um conversor de três níveis NRC obtido a partir de uma modificação do conversor de nabae.

Concluindo, os conversores utilizando indutores com acoplamento apresentaram os melhores resultados quando comparados com as configurações utilizando indutores sem acoplamento. As configurações utilizando modulação senoidal do braço compartilhado não apresentaram resultados satisfatórios, possuindo uma corrente de entrada com um elevada distorção harmônica total. Foi demonstrado que pode se obter o controle da tensão no barramento utilizando a configuração com um retificador de três níveis com número reduzido de componentes.

5.2 Trabalhos Futuros

A seguir são apresentadas as propostas de trabalhos futuros referentes as configurações empregadas neste texto.

- Verificar quais são os limites de operação das configurações estudadas, em termos de

frequência de chaveamento e potência;

- Propor modificações nas topologias para se obter reversibilidade de potência;
- Realizar o estudo de dimensionamento e construção dos indutores acoplados para as configurações trifásicas.

Referências Bibliográficas

- Bellar, M.; Neto, J.; Rolim, L.; Fernandes, R.; Aredes, M. e da Silva Mothe, A. (2005) Topology selection of ac motor drive systems with soft-starting for rural applications, Proc. IEEE PESC, pp. 2698–2704.
- Bento, A.; de Almeida, K.; Oliveira, J.; da Silva, E. e Jacobina, C. (2007) A high power factor three-phase three-level rectifier, Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, pp. 3040–3045.
- Blaabjerg, F.; Neacsu, D. e Pedersen, J. (1999) Adaptive svm to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters, IEEE Trans. Power Electron., **14**(4):743–752.
- Blasko, V. (1996) Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods, IEEE Trans. Ind, Applicat., **33**:756–764.
- Bragwat, P. e Stefanovic, V. (1983) Generalized structure of a multilevel pwm inverters, IEEE Trans. on Industry Applications, pp. 1057–1069.
- Da Silva, E.; Dos Santos, E.; Lacerda, A.; Azevedo, F. e Jacobina, C. (2010) Coupled-inductor ac-to-ac converters having improved input power factor, simple control, and variable output frequency, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1786–1792.
- Dos Santos, E.; Da Silva, E. e Bento, A. (2009) Ac-dc-ac power converters with novel approach to power factor correction in three-phase systems, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 677–682.
- Dos Santos Jr, E.; BENTO, A.; SILVA, E. e JACOBINA, C. (2006) Ac-to-ac convertes with high input power factor and variable output frequency without any feedback control, Eletrônica de Potência (Florianópolis), **1**:44–52.

- Enjeti, P. e Rahman, A. (1993) A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**:806–813.
- Francois, B.; Delarue, P.; Bouscayrol, A. e Niiranen, J. (2000) Five-leg ac-ac power converter: structure, modeling and control, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, **3**:1525–1532.
- Gi-Taekm, K. e Lipo, T. (1995) Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count, *Conf. Rec. 1995 IEEE-IAS Annu. Meeting*, **3**:2327–2332.
- Jacobina, C.; de R. Correa, M.; Ribeiro, R.; Oliveira, T.; da Silva, E. e Lima, A. (2001a) Ac/ac converters with a reduced number of switches, *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 1755–1762.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Lima, A. e da Silva, E. (2003) Ac motor drive systems with a reduced switch count converter, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **39**:1333–1342.
- Jacobina, C.; Dos Santos, E.C., J.; Correa, M. e Da Silva, E. (2005a) Single-phase input reduced switch count ac-ac drive systems, *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, **4**:2505–2511.
- Jacobina, C.; E. C. Dos Santos, E.C., J.; Correa, M. e Da Silva, E. (2005b) Reduced switch count ac-ac two-phase drive systems, *Proc. IEEE PESC*, pp. 687–693.
- Jacobina, C.; de Freitas, I.; Dos Santos, E.C., J.; Da Silva, E. e Oliveira, T. (2006) Dc-link single-phase to single-phase half-bridge converter operating with reduced capacitor current and ac capacitor power, *Proc. IEEE PESC*, pp. 1–7.
- Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N.; Silva, E. R. C. e Alves, R. N. C. Seixas, P. F. (2001b) Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Transactions on Power Electronic*, **16**:351–359.
- Júnior, A. S. D. O. (2005) Estratégia generalizada de modulação por largura de pulso para inversores multiníveis, Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil.
- Jovanovic, M.; Tsang, D. e Lee, F. (1995) Reduction of voltage stress in integrated high-quality rectifier-regulators by variable-frequency control, *Proc. 1994 IEEE APEC*, **2**:569–575.
- Kazerani, M.; Joos, G. e Ziogas, P. (1991) A novel active current waveshaping technique for solid state input power factor conditioners, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **38**:72–78.

- Kohlmeier, H.; Niermeyer, O. e Schroder, D. F. (1987) Highly dynamic four-quadrant ac motor drive with improved power factor and on-line optimized pulse pattern with promc, IEEE Trans. Ind. Appl., **23**:1001–1009.
- Kolar, J. e Zach, F. (1997) A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules, Trans. on Industry Applications, **59**:456 – 467.
- Kwon, J. M.; Choi, W. Y.; Do, H. L. e Kwon, B. H. (2005) Single-stage half-bridge converter using a coupled- inductor, IEE Proc.-Electr. Power Appl., **152**:748–756.
- Lin, B.-R. e Yang, T.-Y. (2005) Three-phase high power factor ac/dc converter, IEE Proc.-Electr. Power Appl., **152**:485–493.
- Machado, R. Q.; Buso, S. e Pomílio, J. A. (2005) Sistema de geração distribuída utilizando gerador de indução trifásico e fontes cc conectado a rede monofásica, Revista Brasileira de Eletrônica de Potência - SOBRAEP, **1**:67–75.
- Nabae, A.; Nakano, H. e Arai, S. (1994) Novel sinusoidal converters with high power factor, Conf. Rec. IEEEIAS Annu. Meeting, **2**:775–780.
- Rashid, M. H. (1988) Power Electronics Circuits, Devices and Applications, Prentice Hall International Inc., New York.
- Rodríguez, J.; Lai, J. S. e Peng, F. Z. (2002) Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications, IEEE Trans. Ind, Applicat., **49**:724–738.
- Salmon, J. (2001) Circuit topologies for pwm boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac systems, PEDSt2001, **1**:276–281.
- Zhao, Y.; Li, Y. e T.A., L. (1995) Forced commutated three-level boost type rectifier, Trans. on Industry Applications, **31**:155–161.