



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

RODOLPHO MARTINS DE BRITO CAVALCANTI

**ESTUDO SOBRE CONVERSORES CA-CC-CA TRIFÁSICOS
CONECTADOS EM PARALELO COM BRAÇO COMPARTILHADO**

Campina Grande, Paraíba
Dezembro de 2014

RODOLPHO MARTINS DE BRITO CAVALCANTI

ESTUDO SOBRE CONVERSORES CA-CC-CA TRIFÁSICOS
CONECTADOS EM PARALELO COM BRAÇO COMPARTILHADO

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Engenharia
Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador:

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Campina Grande, Paraíba
Dezembro de 2014

RODOLPHO MARTINS DE BRITO CAVALCANTI

ESTUDO SOBRE CONVERSORES CA-CC-CA TRIFÁSICOS
CONECTADOS EM PARALELO COM BRAÇO COMPARTILHADO

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande como parte dos requisitos
necessários para a obtenção do grau de Bacharel em
Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Aprovado em / /

Professor Avaliador
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Dedico este trabalho à minha família e à minha namorada e amigos, que ao longo deste tortuoso caminho nunca deixaram de acreditar em mim.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelas constantes demonstrações de que nada na vida ocorre por acaso e que nosso destino quem construímos somos nós mesmos.

Agradeço aos meus pais Fábio e Marilene e ao meu irmão Guilherme pelo apoio incondicional nas minhas mais diversas e inusitadas aventuras ao longo dos anos.

Agradeço a minha namorada Marina que surgiu de repente e teve o poder de dar sentido ao meu caminho. Muito obrigado por me apoiar e incentivar quando duvidei.

Agradeço ao Professor Cursino que acreditou no meu potencial desde o início dos meus trabalhos no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas, a ele agradeço também pela paciência e ensinamentos passados ao longo do meu tempo de universidade.

Agradeço aos amigos que fiz durante este curso, em especial Arthur Chaves, Bruno Dias, Kal-El Brito, Martins Marques, Rajiv Albino e Rodolfo Medeiros que me apoiaram nos momentos mais difíceis, compartilharam e muitas vezes foram a alegria deste curso.

Agradeço ao Prof. Nady Rocha pela orientação no início dos trabalhos no LEIAM, aos colegas Edgard Fabricio, Victor Melo, Nustenil Marinus, Gregory Almeida, Vagner Fonseca, Antonio de Paula Queiroz, Alvaro Maciel e Ayslan Maia pela ajuda no decorrer dos anos e a “tutoria” em grande parte dos meus trabalhos teóricos e experimentais.

“Think different”

Steve Jobs.

RESUMO

Este trabalho aborda o estudo de conversores de potência trifásicos conectados em paralelo utilizando um braço compartilhado entre o estágio de retificação e inversão. As investigações consistiram em modelar matematicamente os sistemas a serem estudados, desenvolvendo assim as equações utilizadas na estratégia PWM, bem como no modelo de controle. Duas topologias foram estudadas dentro deste contexto e ambas tiveram simulações de funcionamento realizadas em ambiente PSIM e MatLab para avaliação de resultados. A distorção harmônica em cada uma delas foi avaliada e utilizada como variável de comparação em relação à topologia convencional. Resultados de simulação são apresentados e suas implicações discutidas. Por fim linhas de investigação para trabalhos futuros são sugeridas.

Palavras-chave: Conversores, Sistema Trifásico, Associação de Conversores, PWM.

ABSTRACT

This Bachelor thesis consists of a study regarding three-phase power converters connected in parallel, which also share a leg between the rectifier and the inverter. The work is developed within an scientific framework starting with the mathematical modelling of the systems, thus obtaining and evaluating the equations to be used for both the PWM and control strategy. Two topologies are described here within and their models were validated using the softwares PSIM and MatLab. The comparison criteria chosen as most important throughout this work was the harmonic distortion. Both topologies had this variable analysed and then compared to the conventional topology. Simulation results and their practical implications are presented and discussed, as well as future worklines are presented and incentivated.

Keywords: Power converters, Converter association, PWM, Three-Phase Systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Topologia Convencional	14
Figura 2 – Topologias: (a) 10L2Ds (b) 10L2Df.....	16
Figura 3 - Diagrama de blocos para o sistema de controle	24
Figura 4 - Tensões e Correntes na rede.....	27
Figura 5 - Tensão nos barramentos CC.....	28
Figura 6 - Sincronização entre as tensões da rede e da carga	28
Figura 7 - Tensões e correntes na carga trifásica	29
Figura 8 - Corrente de circulação para o caso desbalanceado	29
Figura 9 - Tensões de entrada para PWM com uma portadora (a) $\mu n=0.5$ (b) $\mu n=0/1$	30
Figura 10 - Tensões de entrada para duas portadoras PWM: (a) $\mu n=0.5$ (b) $\mu n=0/1$	31
Figura 11 - Tensões e Correntes na rede	32
Figura 12 - Tensão no barramento CC	33
Figura 13 - Sincronização entre as tensões da rede e da carga	33
Figura 14 - Tensões e Correntes na carga trifásica	34
Figura 15 - Tensões geradas pelo conversor retificador para PWM com uma portadora: (a) $\mu n=0.5$ (b) $\mu n=0/1$	35
Figura 16 - Tensões geradas pelo conversor retificador para duas portadoras PWM: (a) $\mu n=0.5$ (b) $\mu n=0/1$	36
Figura 17 - Tensões e Correntes na entrada dos conversores. Fases a e b.....	36
Figura 18 - Correntes na entrada do conversor 1 - Fase a,b e c	37
Figura 19 - Tensões nos barramentos DC	37

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros de simulação.....	25
Tabela 2 - Comparação do WTHD	26

LISTA DE SÍMBOLOS

$k = a, b$	Simplificação para fins matemáticos
$k_2 = a, b, c$	Fases do sistema trifásico
$r = g, l$	Diferenciação entre rede e carga
$n = 1, 2$	Diferenciação entre os conversores
e_{rk}	Tensão referida à rede/carga
z_r	Impedância de filtro da rede/carga
v_{rkn}	Tensão gerada pelo conversor n em sua fase k referido a r
v_{rkn0_n}	Tensão de polo gerada pelo conversor n em sua fase k referido a r e ao barramento n
v_{sn0_n}	Tensão de polo gerada pelo conversor n em seu braço compartilhado referida ao barramento n
q_{rkn}	Chave semicondutora
Q_{rkn}	Estado da chave semicondutora

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Ilustrações.....	ix
Lista de Tabelas.....	x
Lista de símbolos.....	xi
Sumário.....	xii
1 Introdução.....	13
2 Modelagem Matemática.....	15
2.1 Topologia 10L2Ds.....	17
2.2 Topologia 10L2Df.....	18
3 Estratégia PWM.....	20
3.1 Topologia 10L2Ds.....	20
3.2 Topologia 10L2Df.....	22
4 Sistema de Controle.....	23
5 Apresentação dos resultados.....	25
5.1 Topologia 10L2Ds.....	26
5.2 Topologia 10L2Df.....	31
6 Conclusão.....	38
Bibliografia.....	39

1 INTRODUÇÃO

A busca por alternativas na geração de energia elétrica, seja de forma centralizada ou distribuída, as crescentes inovações na área eletroeletrônica e a revolução crescente para que os meios de transporte resultaram num redescobrimto da eletrônica de potência, área da engenharia elétrica responsável pelo processamento e adequação da energia para o consumo dos usuários.

Esse processamento se dá através da utilização de conversores: dispositivos, controlados ou não, que alteram as características da energia por eles processada – podem modificar frequência, amplitude e conteúdo harmônico – e servem de interface entre a fonte e a carga ou entre a geração e a rede no caso da geração com fontes renováveis e geração distribuída.

Como em todo processo, a conversão de energia elétrica através de conversores de potência apresenta perdas, sendo as mais relevantes aquelas devido à operação de chaveamento das chaves semicondutoras; perdas ôhmicas também nos dispositivos semicondutores e perdas ôhmicas devido a resistência serial do capacitor do barramento CC. Essas perdas podem ser reduzidas quando:

1. Reduz-se o número de chaves semicondutoras
2. Reduz-se os níveis de tensão e corrente nas chaves

Ao associar conversores estáticos em série/paralelo consegue-se atingir o ponto 2) acima apresentado. Uma maneira de reduzir o numero de chaves é utilizar um par de chaves compartilhado entre o a etapa de conversão CA-CC e a conversão CC-CA. Ainda é possível utilizar estratégias de modulação em largura de pulso especificamente desenvolvidas para otimizar a tensão gerada pelos conversores e melhorar o conteúdo harmônico das correntes e tensões.

Este trabalho se propõe a validar e expandir os estudos de duas topologias de conversores CA-CC-CA trifásicos conectados em paralelo e com um braço compartilhado apresentadas em [11]. Estas topologias aqui estudadas serão comparadas com o conversor de CA-CC-CA de 5 braços descrito em [5] e representado na Figura 1, o qual a partir de agora será denominado de topologia convencional.

Será feita a modelagem matemática dos sistemas propostos, bem como simulações em malha-aberta para verificação do modelo e da estratégia PWM, simulações em malha fechada para verificação do sistema de controle e ainda através da utilização de bancadas experimentais, resultados reais serão obtidos.

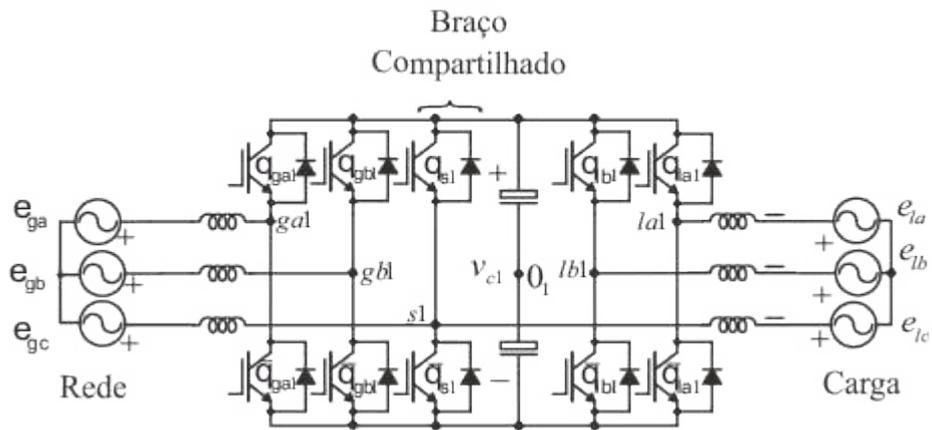


Figura 1 - Topologia Convencional

2 MODELAGEM MATEMÁTICA

Neste capítulo será desenvolvida a modelagem matemática de cada uma das topologias propostas.

As configurações são englobam uma rede trifásica, conversores, barramento CC, carga trifásica e filtros indutivos. Os braços de cada conversor são compostos por duas chaves: uma superior q_{rkn} (q_{sn} no caso do braço compartilhado) outra complementar inferior \bar{q}_{rkn} (\bar{q}_{sn} no caso do braço compartilhado). Neste trabalho será considerado apenas o caso onde os indutores de filtragem tem valores iguais, significando a existência de um sistema balanceado.

As topologias aqui discutidas serão denominadas 10L2Ds (10 braços (*legs*), 2 Barramentos CC (*DC Links*) e seis (*six inductor filters*) indutores de filtro) e 10L2Df (10 braços, 2 Barramentos CC e 5 (*five inductor filters*) indutores de filtro). As topologias são apresentadas nas Figura 2(a) e 2(b) respectivamente.

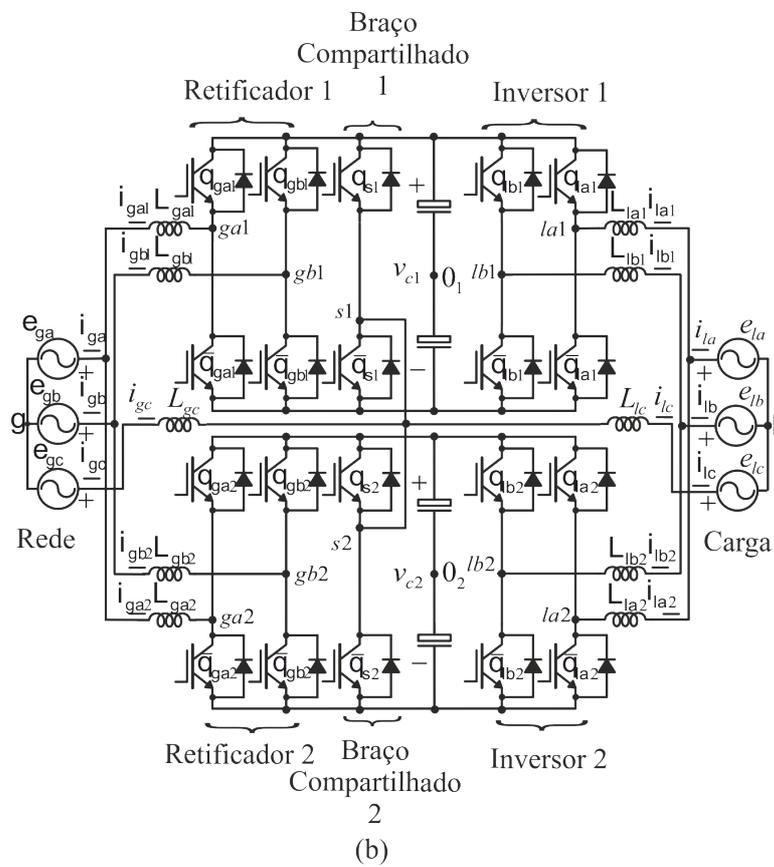
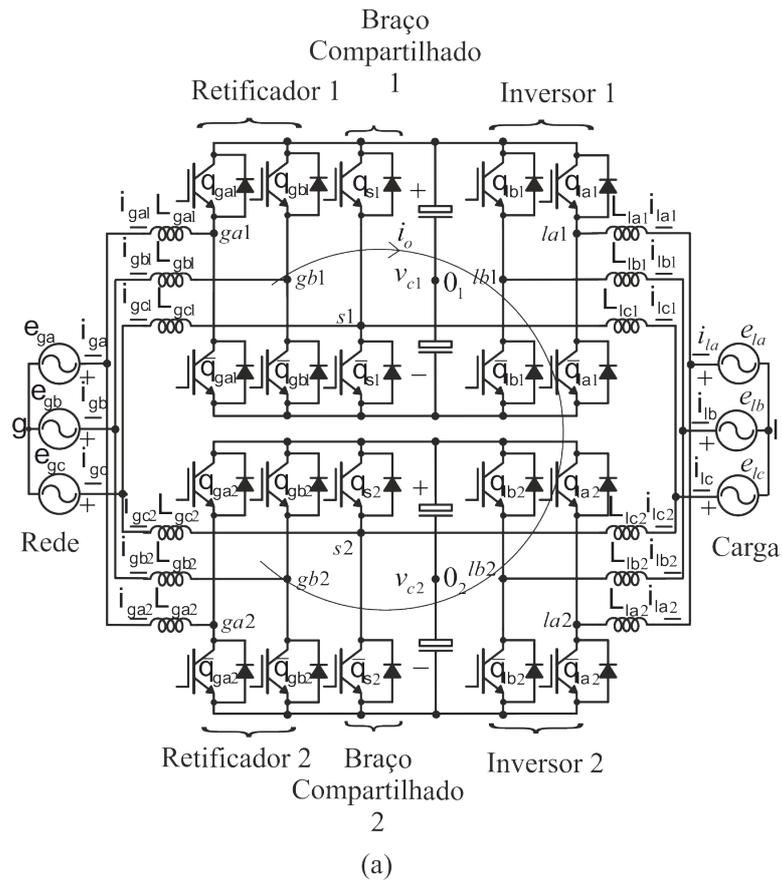


Figura 2 – Topologias: (a) 10L2Ds (b) 10L2Df

2.1 TOPOLOGIA 10L2DS

Uma das vantagens de se trabalhar com modelos balanceados, além da maior simplicidade matemática, é a inexistência de uma corrente de circulação entre os conversores. Essa corrente surge devido ao fato que, em sistemas desbalanceados a soma das correntes em cada fase é diferente de zero.

Escrevendo as equações de malha para cada uma das fontes trifásicas tem-se no lado da rede trifásica:

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga1} + v_{ga1} \quad (1)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb1} + v_{gb1} \quad (2)$$

$$e_{gc} = 2z_g i_{gc1} + v_{gc1} \quad (3)$$

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga2} + v_{ga2} \quad (4)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb2} + v_{gb2} \quad (5)$$

$$e_{gc} = 2z_g i_{gc2} + v_{gc2} \quad (6)$$

Do lado da carga trifásica segue:

$$e_{la} = 2z_l i_{la1} + v_{la1} \quad (4)$$

$$e_{lb} = 2z_l i_{lb1} + v_{lb1} \quad (5)$$

$$e_{lc} = 2z_l i_{lc1} + v_{lc1} \quad (6)$$

$$e_{la} = 2z_l i_{la2} + v_{la2} \quad (10)$$

$$e_{lb} = 2z_l i_{lb2} + v_{lb2} \quad (11)$$

$$e_{lc} = 2z_l i_{lc2} + v_{lc2} \quad (12)$$

As tensões geradas por cada conversor podem ser definidas fazendo-se:

$$v_{ran} = \frac{2}{3} (2v_{ran0_n} - v_{rbn0_n} - v_{sn0_n}) \quad (13)$$

$$v_{rbn} = \frac{2}{3} (2v_{rbn0_n} - v_{ran0_n} - v_{sn0_n}) \quad (14)$$

$$v_{rcn} = \frac{2}{3} (2v_{sn0_n} - v_{ran0_n} - v_{rbn0_n}) \quad (15)$$

Das equações (1) – (12) conclui-se que as correntes i_{ran} e i_{rbn} e as tensões de saída podem ser controladas através das tensões v_{ran} e v_{rbn} .

A tensão de circulação v_{012} é uma combinação linear da tensões dos conversores e é definida como:

$$v_{012} = -v_{ga10_1} - v_{gb10_1} + v_{la10_1} + v_{lb10_1} + v_{ga20_2} + v_{gb20_2} - v_{la20_2} - v_{lb20_2} \quad (16)$$

A consequência de (16) é a impossibilidade de controle direto da corrente de circulação através da tensão de circulação. O modelo aqui descrito se aplica então apenas no caso onde o sistema é balanceado.

O modelo final do conversor pode ser escrito:

$$e_{rk_2} = z_r i_{rk_2} + v_{rk_2} \quad (17)$$

Onde:

$$v_{ra} = \frac{1}{2} (v_{ra1} + v_{ra2}) \quad (18)$$

$$v_{rb} = \frac{1}{2} (v_{rb1} + v_{rb2}) \quad (19)$$

$$v_{rc} = \frac{1}{2} (v_{rc1} + v_{rc2}) \quad (20)$$

2.2 TOPOLOGIA 10L2DF

De maneira análoga à seção anterior, escreve-se o modelo para esta topologia:

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga1} + v_{ga1} \quad (21)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb1} + v_{gb1} \quad (22)$$

$$e_{ga} = 2z_g i_{ga2} + v_{ga2} \quad (23)$$

$$e_{gb} = 2z_g i_{gb2} + v_{gb2} \quad (24)$$

As tensões geradas nas fases de cada conversor são escritas na forma:

$$v_{rk1} = v_{rk10_1} + v_{rc0} - \frac{2}{3} v_{s10_1} + \frac{1}{3} v_{s20_2} \quad (25)$$

$$v_{rk2} = v_{rk20_2} + v_{rc0} + \frac{1}{3}v_{s10_1} - \frac{2}{3}v_{s20_2} \quad (26)$$

Com

$$v_{rc0} = -\frac{(v_{ra10_1} + v_{ra20_2} + v_{rb10_1} + v_{rb20_2})}{6} \quad (27)$$

O modelo completo para o conversor, tanto do lado da rede quanto da carga, pode ser representado pela equação (17) com as tensões geradas totais de cada conversor representadas por:

$$v_{ra} = \frac{1}{2}(v_{ra1} + v_{ra2}) \quad (28)$$

$$v_{rb} = \frac{1}{2}(v_{rb1} + v_{rb2}) \quad (29)$$

$$v_{rc} = -\frac{1}{2}(v_{ra1} + v_{ra2} + v_{rb1} + v_{rb2}) \quad (30)$$

A partir deste modelo deduz-se que as correntes i_{ran} e i_{rbn} e as tensões de saída podem ser controladas através das tensões v_{ran} e v_{rbn} .

3 ESTRATÉGIA PWM

Nesta seção serão apresentadas e matematicamente modeladas as estratégias PWM relativas às configurações de conversores estudadas neste trabalho.

De forma geral, as tensões de polo v_{sn0_n} , v_{gkn0_n} , v_{lkn0_n} dependem do estado de condução das chaves semicondutoras. A título de exemplo, a tensão v_{ga10_1} é definida por:

$$v_{ga10_1} = (2Q_{ga1} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (31)$$

Onde v_{c1} denota a tensão do barramento CC do conversor 1 e Q_{ga1} o estado da chave q_{ga1} que pode ser aberto quando $Q_{ga1} = 0$ ou fechado quando $Q_{ga1} = 1$.

3.1 TOPOLOGIA 10L2DS

As tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{gab1}^* = v_{ga10_1}^* - v_{gb10_1}^* \quad (32)$$

$$v_{gab2}^* = v_{ga20_2}^* - v_{gb20_2}^* \quad (33)$$

$$v_{lab1}^* = v_{la10_1}^* - v_{lb10_1}^* \quad (34)$$

$$v_{lab2}^* = v_{la20_2}^* - v_{lb20_2}^* \quad (35)$$

$$v_{gbs1}^* = v_{gb10_1}^* - v_{s10_1}^* \quad (36)$$

$$v_{gbs2}^* = v_{gb20_2}^* - v_{s20_2}^* \quad (37)$$

$$v_{lbs1}^* = v_{lb10_1}^* - v_{s10_1}^* \quad (38)$$

$$v_{lbs2}^* = v_{lb20_2}^* - v_{s20_2}^* \quad (39)$$

A partir das equações (32) – (39) pode-se definir as tensões de referência para cada braço do conversor desde que duas tensões auxiliares $v_{\mu 1}^*$ e $v_{\mu 2}^*$ sejam utilizadas. A utilização destas justifica-se pelo fato de termos dez tensões de polo e apenas oito equações para resolver.

Assim sendo, as tensões de polo de referência de ambos os conversores podem ser determinadas fazendo-se:

$$v_{ga10_1}^* = 2v_{ga1}^* + v_{gb1}^* + v_{\mu 1}^* \quad (40)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{ga1}^* + 2v_{gb1}^* + v_{\mu 1}^* \quad (41)$$

$$v_{la10_1}^* = 2v_{la1}^* + v_{lb1}^* + v_{\mu 1}^* \quad (42)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{la1}^* + 2v_{lb1}^* + v_{\mu 1}^* \quad (43)$$

$$v_{s10_1}^* = v_{\mu 1}^* \quad (44)$$

$$v_{ga20_2}^* = 2v_{ga2}^* + v_{gb2}^* + v_{\mu 2}^* \quad (45)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{ga2}^* + 2v_{gb2}^* + v_{\mu 2}^* \quad (46)$$

$$v_{la20_2}^* = 2v_{la2}^* + v_{lb2}^* + v_{\mu 2}^* \quad (47)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{la2}^* + 2v_{lb2}^* + v_{\mu 2}^* \quad (48)$$

$$v_{s20_2}^* = v_{\mu 2}^* \quad (49)$$

As tensões auxiliares $v_{\mu n}^*$ são determinadas através de

$$v_{\mu n}^* = \mu_n v_{\mu n \max}^* + (1 - \mu_n) v_{\mu n \min}^* \quad (50)$$

Onde:

$$v_{\mu n \max}^* = \frac{v_{cn}^*}{2} - V_{\mu n \max}^* \quad (51)$$

$$v_{\mu n \min}^* = -\frac{v_{cn}^*}{2} - V_{\mu n \min}^* \quad (52)$$

Os termos v_{cn}^* representam as tensões de referência para o barramento CC; $V_{\mu n \max}^* = \max(V_{\mu n}^*)$ e $V_{\mu n \min}^* = \min(V_{\mu n}^*)$ com $V_{\mu n}^* = \{2v_{ran}^* + v_{rbn}^*, v_{ran}^* + 2v_{rbn}^*, 0\}$. Os termos $v_{rkn0_n}^*$ são fornecidos pelos controladores conforme descrito na Seção 4 deste trabalho.

Ao introduzir o parâmetro $0 \leq \mu_n \leq 1$ estamos modificando a distribuição dos pulsos de chaveamento dentro do período de amostragem. Desta maneira, ao utilizar valores máximos e mínimos para μ_n tem-se que um dos braços opera à frequência de chaveamento nula, ao passo que $\mu_n = 0.5$ garante pulsos de tensão centrados no período de amostragem.

O sinais de gatilho são obtidos através da comparação das tensões de polo com portadoras triangulares de alta frequência [10]. Neste trabalho são apresentados resultados para o caso de uma portadora PWM para cada um dos conversores, com um

desfasamento de 180° entre si, e também para o caso de uma única portadora para ambos os conversores.

3.2 TOPOLOGIA 10L2DF

Das equações (25) – (26) pode-se obter as relações matemáticas que definem as tensões de polo de referencia para a estratégia de modulação aplicada a esta topologia sendo estas definidas como

$$v_{ga10_1}^* = v_{ga1}^* - v_{gc}^* + v_{\mu 1}^* \quad (54)$$

$$v_{gb10_1}^* = v_{gb1}^* - v_{gc}^* + v_{\mu 1}^* \quad (55)$$

$$v_{la10_1}^* = v_{la1}^* - v_{lc}^* + v_{\mu 1}^* \quad (56)$$

$$v_{lb10_1}^* = v_{lb1}^* - v_{lc}^* + v_{\mu 1}^* \quad (57)$$

$$v_{s10_1}^* = v_{\mu 1}^* \quad (58)$$

$$v_{ga20_2}^* = v_{ga2}^* - v_{gc}^* + v_{\mu 2}^* \quad (59)$$

$$v_{gb20_2}^* = v_{gb2}^* - v_{gc}^* + v_{\mu 2}^* \quad (60)$$

$$v_{la20_2}^* = v_{la2}^* - v_{lc}^* + v_{\mu 2}^* \quad (61)$$

$$v_{lb20_2}^* = v_{lb2}^* - v_{lc}^* + v_{\mu 2}^* \quad (62)$$

$$v_{s20_2}^* = v_{\mu 2}^* \quad (63)$$

Com

$$v_{gc}^* = \frac{(v_{ga1}^* + v_{ga2}^*)}{2} - \frac{(v_{gb1}^* + v_{gb2}^*)}{2} \quad (64)$$

$$v_{lc}^* = \frac{(v_{la1}^* + v_{la2}^*)}{2} - \frac{(v_{lb1}^* + v_{lb2}^*)}{2} \quad (65)$$

As tensões $v_{\mu 1}^*$ e $v_{\mu 2}^*$ são calculadas de maneira análoga à utilizada na subseção anterior, havendo a substituição do vetor $V_{\mu n}^*$, que passa a ser $V_{\mu n}^* = \{v_{rkn}^* - v_{rc}^*, 0\}$.

No conversor em estudo e através da estratégia de controle escolhida, as tensões de referencia são impostas pelos controladores como será visto na seção a seguir.

4 SISTEMA DE CONTROLE

Na Figura 3 é apresentado o diagrama de controle para a topologia 10L2Df apresentada neste trabalho. Esta estrutura de controle é computacionalmente mais simples do que a apresentada em [11] para o controle desta estrutura. Na técnica original tinha-se a necessidade de transformações abc-123, abc-dq e suas inversas, ao passo que na estratégia aqui descrita as variáveis de interesse são controladas de uma forma mais direta.

As tensões dos barramentos CC são reguladas através dos controladores Proporcional – Integral implementados nos blocos Rcn . Estes controladores tem a característica de garantir erro em regime permanente zero para grandezas contínuas, como é o caso da tensão nos barramentos. Assim sendo, eles definem as amplitudes das correntes de referência i_{gan}^* e i_{gbn}^* .

Definir as amplitudes não é suficiente para o controle das correntes e garantia de que o fator de potência unitário será atingido, para tais fins é feita a sincronização entre o sinal de tensão da rede e o sinal de corrente a ser utilizado para o controle. Esta sincronização é realizada através do bloco Gik , o qual é baseado num esquema de *Phase Locked Loop* (PLL).

O sinal construído a partir da fase obtida no PLL e da amplitude fornecida pelos controladores da tensão do barramento é então utilizado como referência para o controle das correntes i_{gan} e i_{gbn} nos blocos Rkn . Estes controladores são implementados através de técnicas descritas em [8]. Tal escolha encontra justificativa no fato que para grandezas senoidais o controlador PI em sua forma habitual não garante erro zero em regime permanente. Ao utilizarmos o controlador de dupla sequência superamos esta dificuldade, já que este possui um ganho infinito na frequência de oscilação ω_e e erro zero em regime permanente.

Como saída dos controladores das correntes do grid temos as tensões de referência v_{gan}^* e v_{gbn}^* que serão utilizadas na determinação dos sinais PWM.

O controle das tensões na carga trifásica é implementado nos blocos Gik e Rvk . Nos primeiros blocos é realizada a sincronização dos sinais de referência das tensões na carga com as tensões da rede de modo a reduzir a corrente no braço compartilhado e a

tensão necessária no barramento CC. A técnica aplicada aqui também é um PLL, semelhante àquele utilizado no bloco *Gik*. As tensões são então controladas através de um controlador de dupla sequência implementado no bloco *Rvk*, gerando as tensões de referência v_{la}^* e v_{lb}^* que serão divididas para gerar as tensões v_{lan}^* e v_{lbn}^* e depois utilizadas no cálculo dos sinais PWM no bloco *PWM*.

No caso da topologia 10L2Ds, sendo o sistema balanceado, a estratégia de controle acima descrita pode também ser aplicada. Em caso do sistema da aplicação ser desbalanceado, deve-se controlar cinco correntes, podendo ser uma de cada conjunto de braços em paralelo ou 3 correntes de entrada e duas internas sendo estas também utilizadas no controle da corrente de circulação.

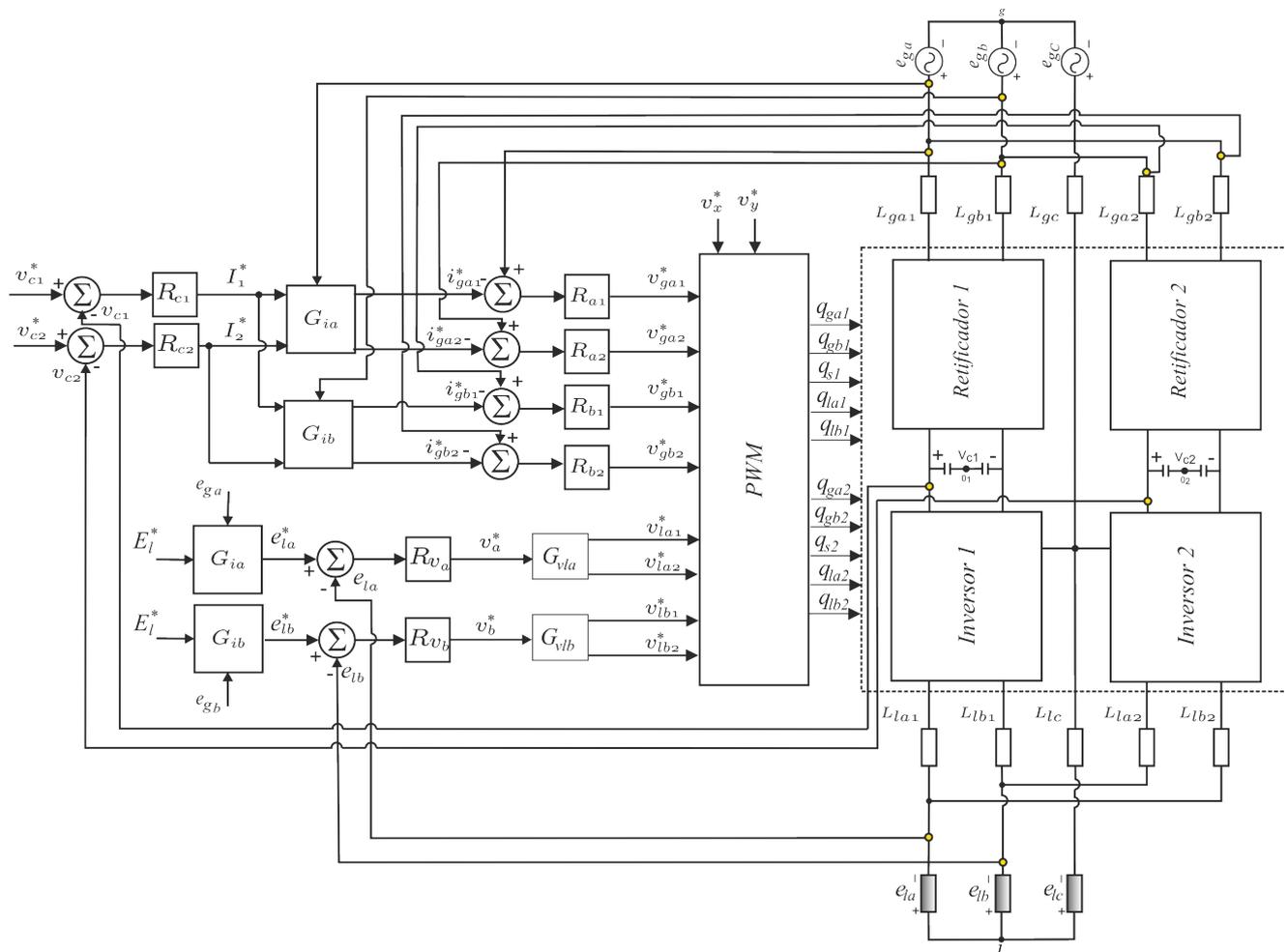


Figura 3 - Diagrama de blocos para o sistema de controle

5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

Os resultados aqui apresentados são resultado de simulações em ambiente *PSIM*, com controladores e estratégia de modulação em largura de pulso implementadas através da associação do software com blocos de código em linguagem C, de modo a otimizar computacionalmente a obtenção destes resultados.

O software *MatLab* foi utilizado na simulação dos sistemas em malha aberta e para obtenção dos resultados relativos à distorção harmônica.

Os parâmetros de simulação foram definidos de acordo com a Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros de simulação para o sistema balanceado

Tensões na rede (RMS)	220V
Tensões na carga (RMS)	220V
Indutância de Filtro	53mH
Resistência de Filtro	2 Ω
Frequência na rede	60Hz
Frequência na carga	60Hz
Impedância da carga	90 + j43.55 Ω
Tensão do barramento CC	714.8V
Capacitância do Barramento CC	2200 μ F

As topologias apresentadas neste trabalho foram comparadas em termos da Distorção Harmônica Total Ponderada (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*, ou WTHD). Os valores para ambas topologias quando comparadas com a topologia convencional estão dispostos na Tabela 2. Foram avaliadas situações de utilização de uma e duas portadoras PWM de alta frequência, sendo em cada uma delas avaliada a utilização de $\mu_n = 0.5$ e um grampeamento entre os valores $\mu_n = 0$ e $\mu_n = 1$ em cada metade de ciclo quando $v_{ga} > 0$ e $v_{ga} < 0$ respectivamente.

A análise dos dados apresentados na Tabela 2 permite concluir que quando da utilização de duas portadoras PWM de alta frequência, as topologias aqui apresentadas e discutidas apresentam melhores resultados quando comparadas com a topologia

convencional. No caso da utilização de apenas uma portadora, o sistema apresenta o mesmo comportamento em termos de distorção harmônica para $\mu_n = 0.5$ e tem resultados piores quando $\mu_n = 0/1$.

Tabela 2 - Comparação do WTHD

Topologia/ Condição de Teste	$\mu_n = 0.5$						$\mu_n = 0/1$					
	Uma portadora			Duas portadoras			Uma portadora			Duas portadoras		
	v_{ga}	v_{gb}	v_{gc}	v_{ga}	v_{gb}	v_{gc}	v_{ga}	v_{gb}	v_{gc}	v_{ga}	v_{gb}	v_{gc}
Convencional	0.24	0.26	0.25	-	-	-	-	-	-	-	-	-
10L2Ds	0.255	0.27	0.265	0.18	0.165	0.17	0.335	0.435	0.445	0.18	0.145	0.17
10L2Df	0.255	0.27	0.265	0.18	0.165	0.17	0.335	0.435	0.445	0.18	0.145	0.17

5.1 TOPOLOGIA 10L2DS

A Figura 4 apresenta as tensões e correntes na rede. Verifica-se que tensão e corrente estão bem sincronizadas garantindo assim fator de potência unitário em todas as três fases.

Na Figura 5 encontram-se as tensões no barramento CC. Percebe-se que ambas estão controladas em torno de 714.6V, o que nos dá um erro de 0.03% em regime permanente e tem uma oscilação de 0.015% em relação a este valor médio.

A Figura 6 apresenta as tensões na rede e na carga (filtrada) de tal forma que é possível perceber que o objetivo de sincroniza-las foi atingido.

Na Figura 7 temos as curvas de tensão e corrente na carga trifásica. Devido a característica indutiva da carga, temos um fator de potência diferente do unitário e que tem o valor de 0.93 em atraso.

Na Figura 8 apresenta-se a corrente de circulação presente no sistema em caso de desbalanceamento. Para a obtenção de tal gráfico, foi realizado um desbalanceamento nas indutâncias de filtro da entrada, de tal forma que as indutâncias da fase “a” tiveram seu valor mantido as das fases “b” e “c” tiveram seu valor dividido à metade.

Para facilitar a visualização dos dados, as curvas de corrente são apresentadas com um fator de ampliação de 50 vezes, com exceção da curva para a corrente de circulação.

Em termos de tensão gerada, ao comparar as Figuras 9 e 10, verifica-se a validação do conjunto de dados da Tabela II: as tensões geradas através do PWM utilizando duas portadoras defasadas de 180° apresenta um maior numero de níveis.

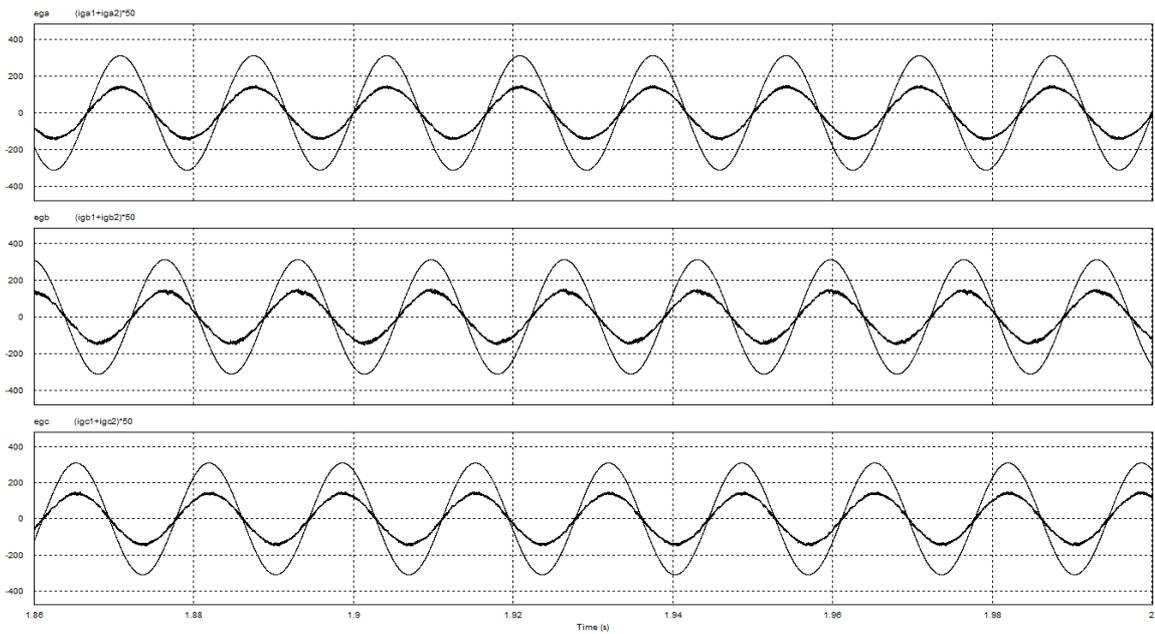


Figura 4 - Tensões e Correntes na rede

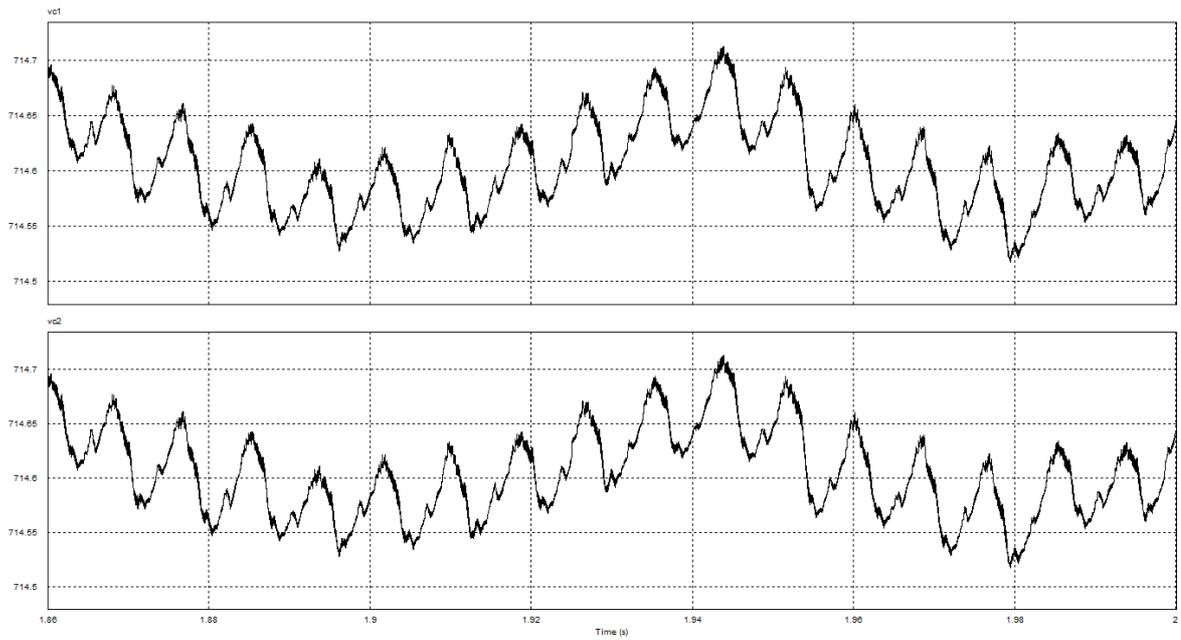


Figura 5 - Tensão nos barramentos CC

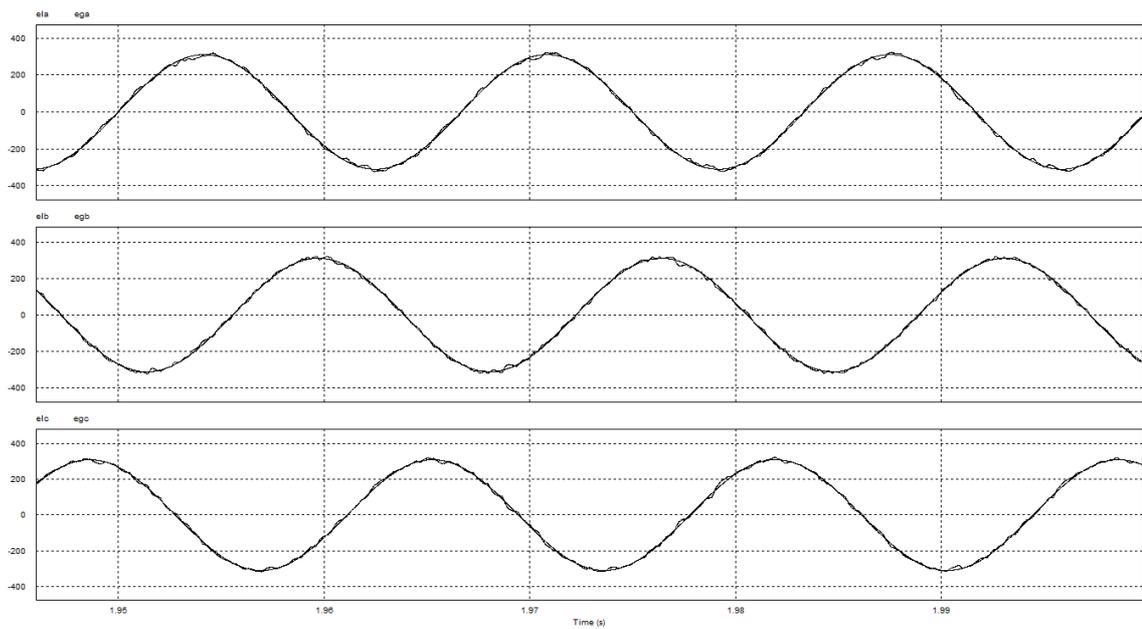


Figura 6 - Sincronização entre as tensões da rede e da carga

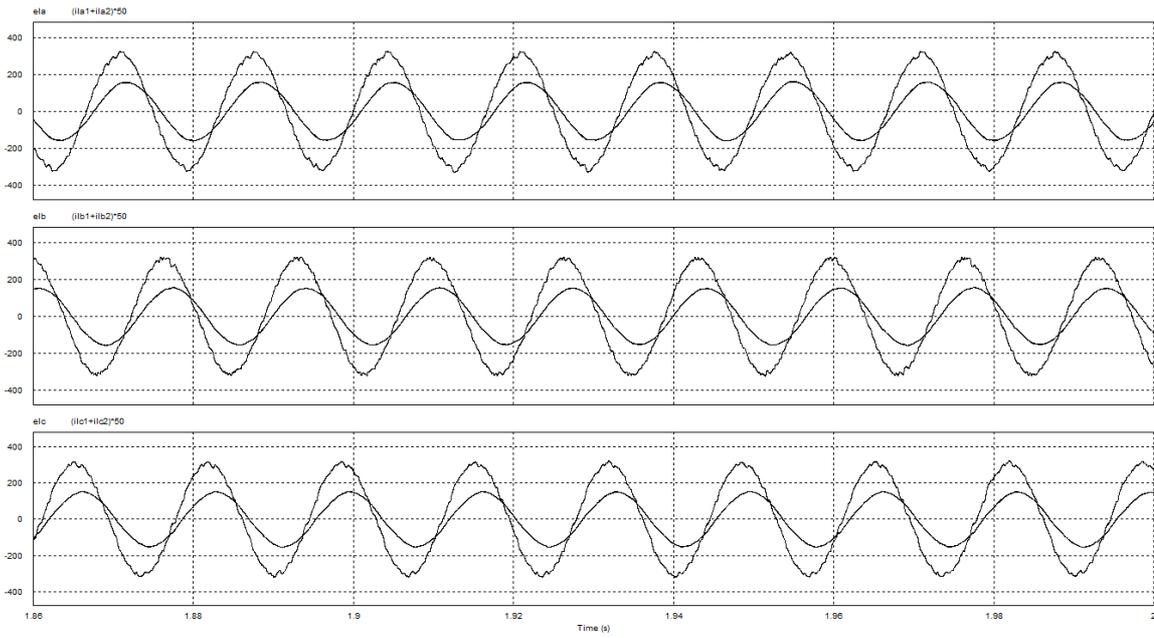


Figura 7 - Tensões e correntes na carga trifásica

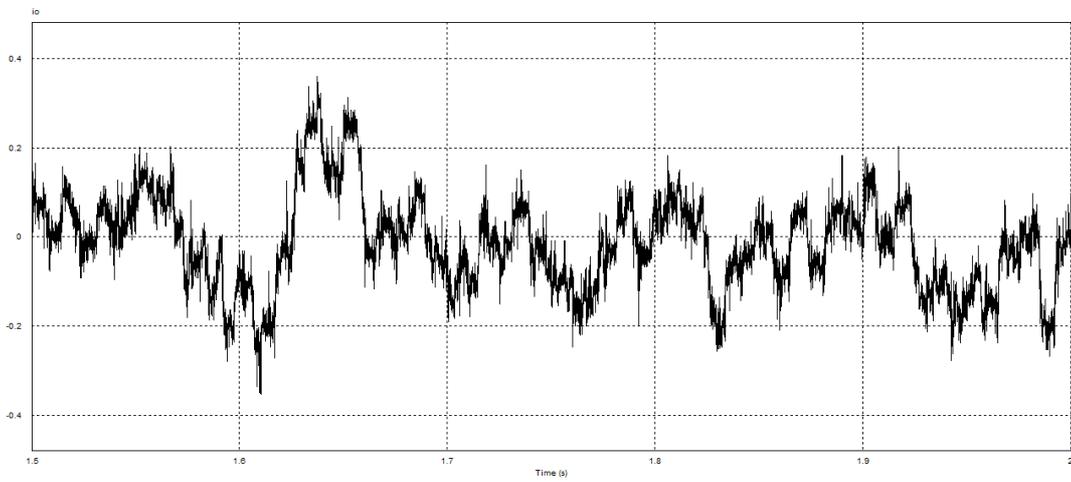


Figura 8 - Corrente de circulação para o caso desbalanceado

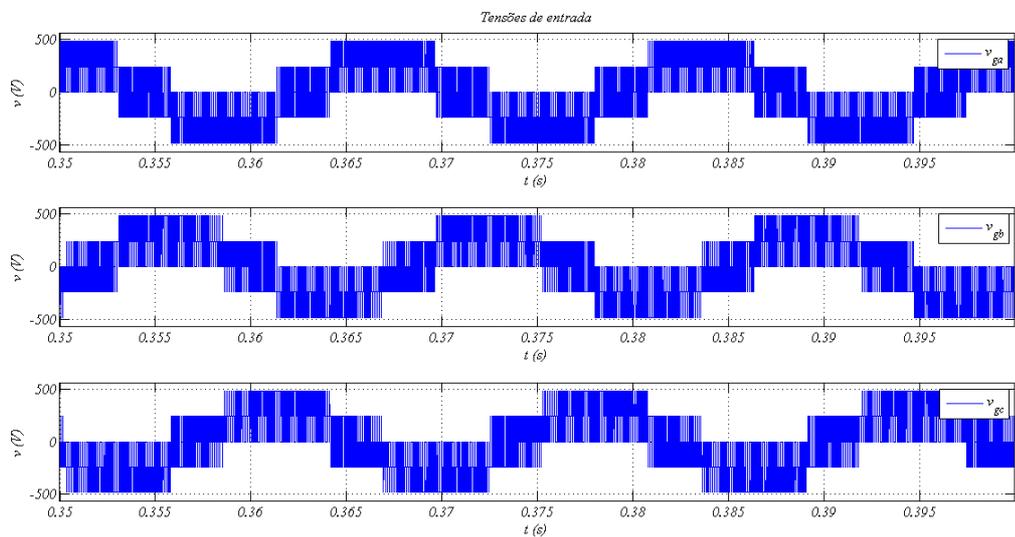
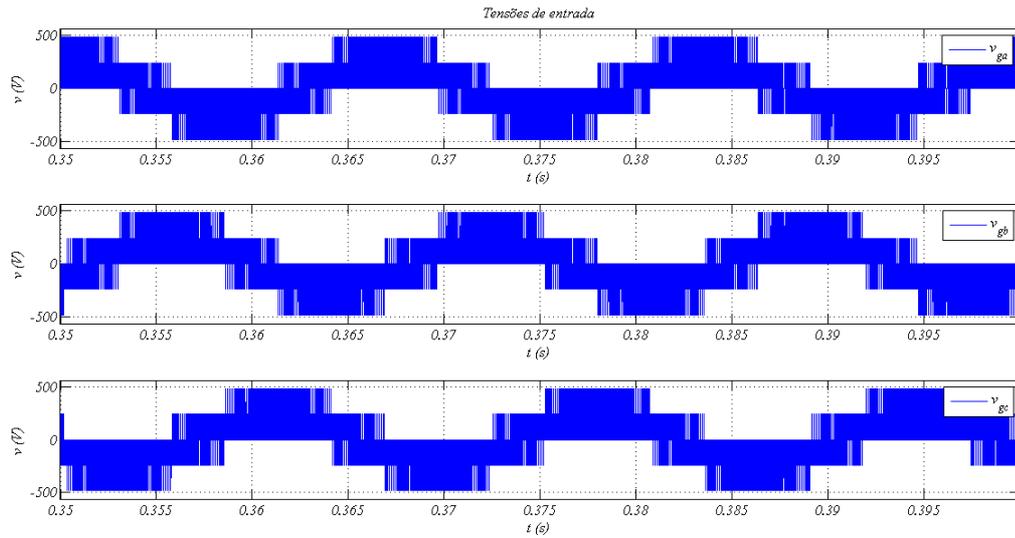
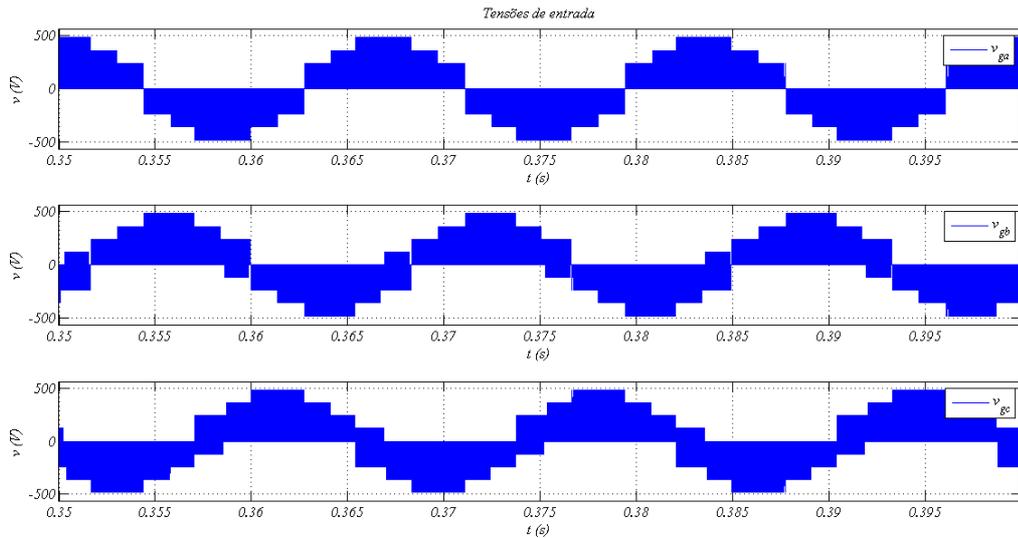
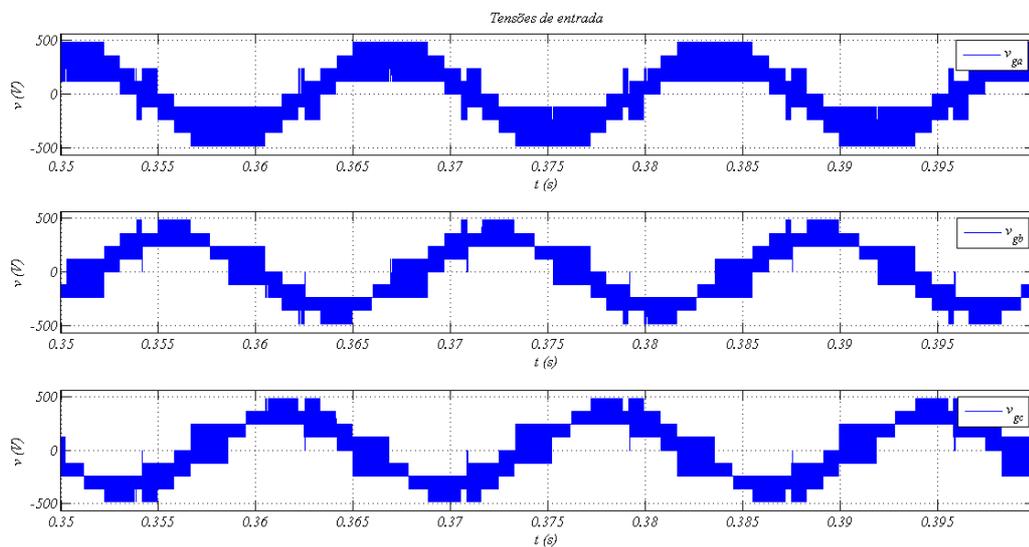


Figura 9 - Tensões de entrada para PWM com uma portadora (a) $\mu_n=0.5$ (b) $\mu_n=0/1$



(a)



(b)

Figura 10 - Tensões de entrada para duas portadoras PWM: (a) $\mu_n=0.5$ (b) $\mu_n=0/1$

5.2 TOPOLOGIA 10L2DF

A Figura 11 apresenta as tensões e correntes na rede. Verifica-se que tensão e corrente estão bem sincronizadas garantindo assim fator de potência unitário em todas as três fases.

Na Figura 12 encontram-se as tensões no barramento CC. Percebe-se que ambas estão controladas em torno de 714.5V, o que nos dá um erro de 0.04% em regime permanente e tem uma oscilação de 0.014% em relação a este valor médio.

A Figura 13 apresenta as tensões na rede e na carga (filtrada) de tal forma que é possível perceber que o objetivo de sincroniza-las foi atingido.

Na Figura 14 temos as curvas de tensão e corrente na carga trifásica. Devido a característica indutiva da carga, temos um fator de potência diferente do unitário e que tem o valor de 0.93 em atraso para as fases a e b e de 0.99 para a fase c.

Para facilitar a visualização dos dados, as curvas de corrente são apresentadas com um fator de ampliação de 50 vezes.

Da mesma forma que para a topologia 10L2Ds, a análise das Figuras 15 e 16 valida os dados obtidos através da análise do *WTHD* apresentados na Tabela 2. Percebe-se que para os casos de utilização de duas portadoras *PWM* há um aumento do número de níveis e consequente melhora no índice de distorção harmônica.

Uma montagem experimental foi realizada com a finalidade de validar os resultados obtidos em simulação. Por limitações de capacidade, o experimento foi realizado com valores reduzidos de tensão e corrente. Na Figura 17 são apresentadas as formas de onda das tensões e correntes nas fases a e b do conversor 1. Percebe-se que elas se encontram em fase e com um fator de potência próximo à unidade. Na Figura 18 tem-se, para o conversor 1, as correntes em cada fase e na Figura 19 as tensões nos barramentos CC de cada um dos conversores devidamente controlada na tensão de referência selecionada para o experimento, 200 V.

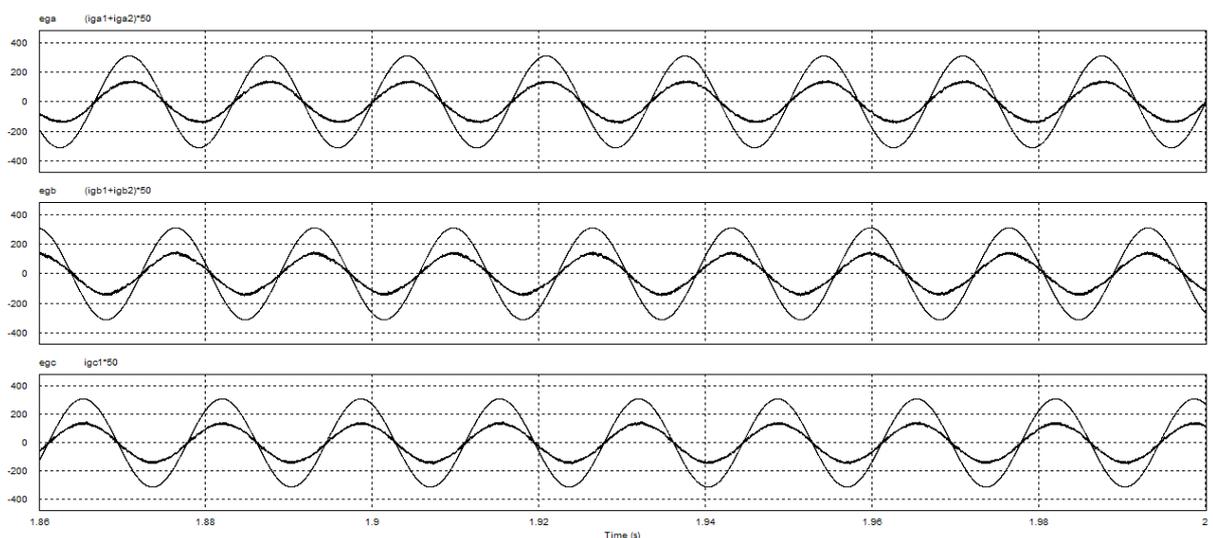


Figura 11 - Tensões e Correntes na rede

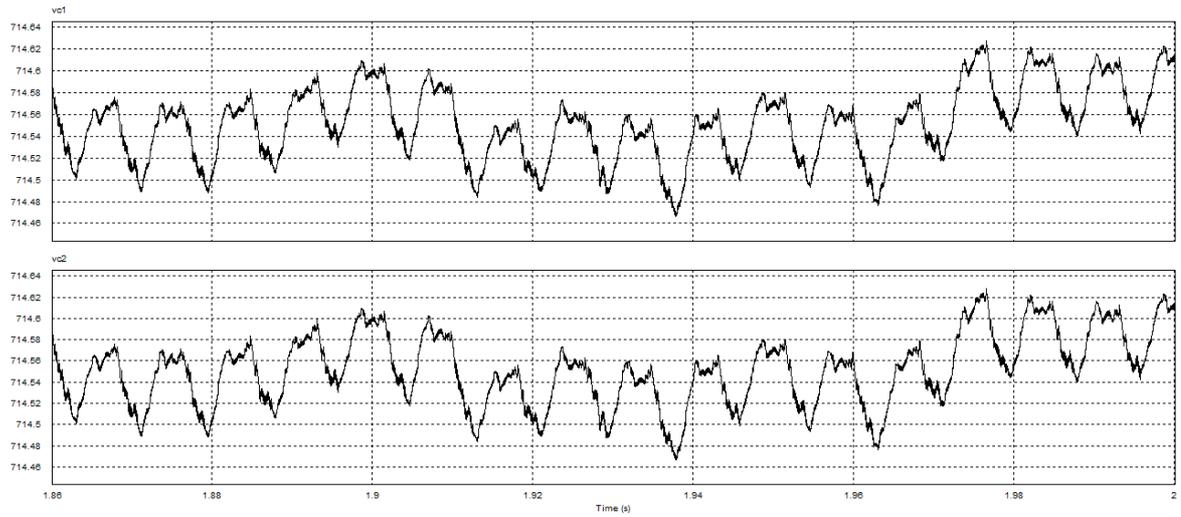


Figura 12 - Tensão no barramento CC

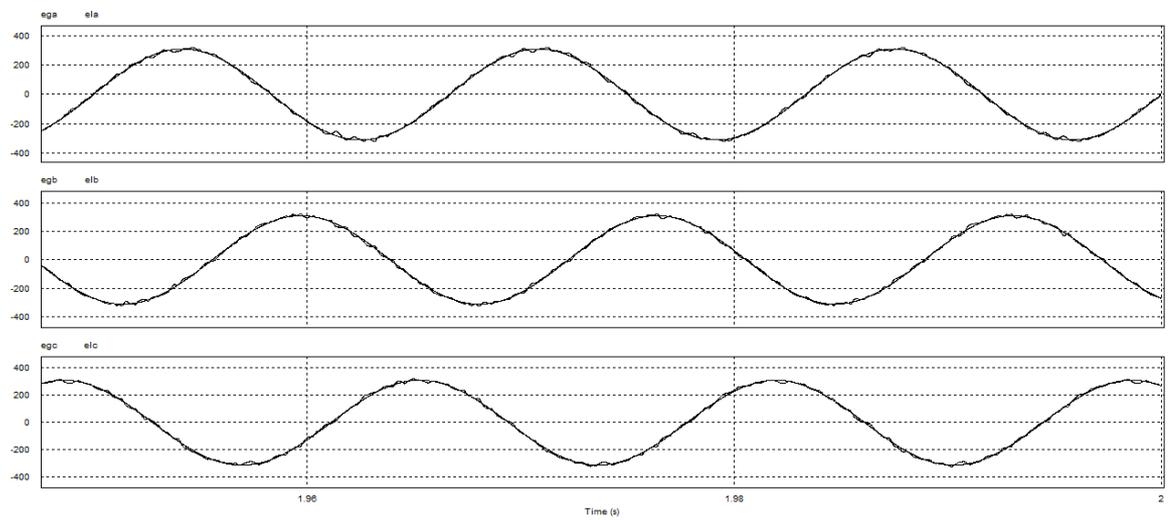


Figura 13 - Sincronização entre as tensões da rede e da carga

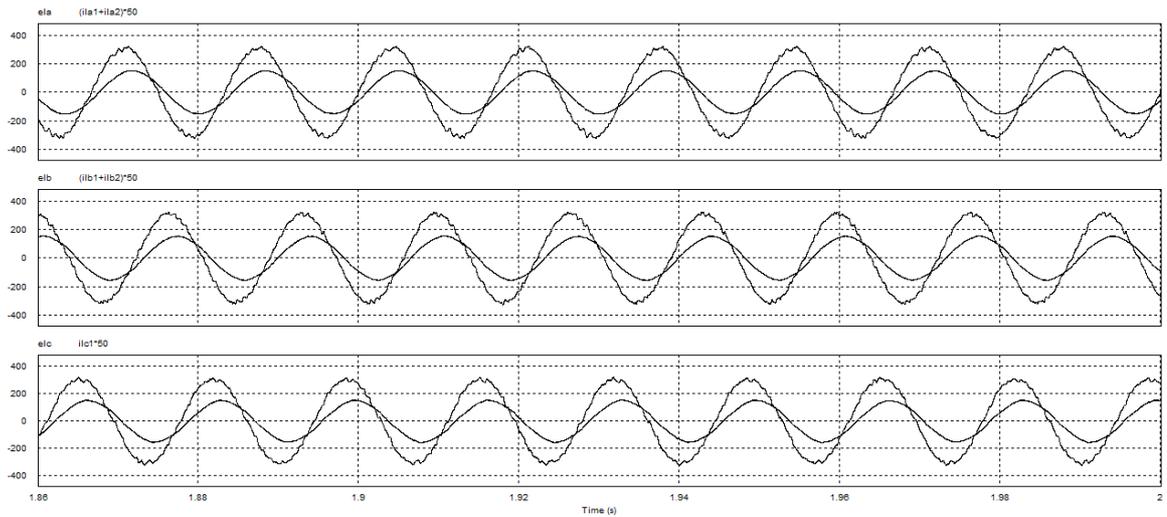
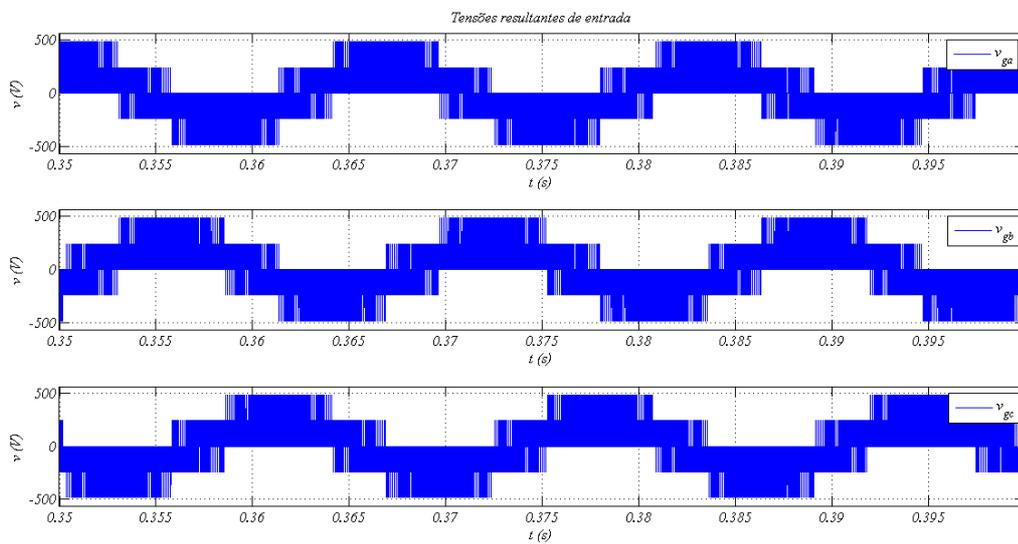


Figura 14 - Tensões e Correntes na carga trifásica



(a)

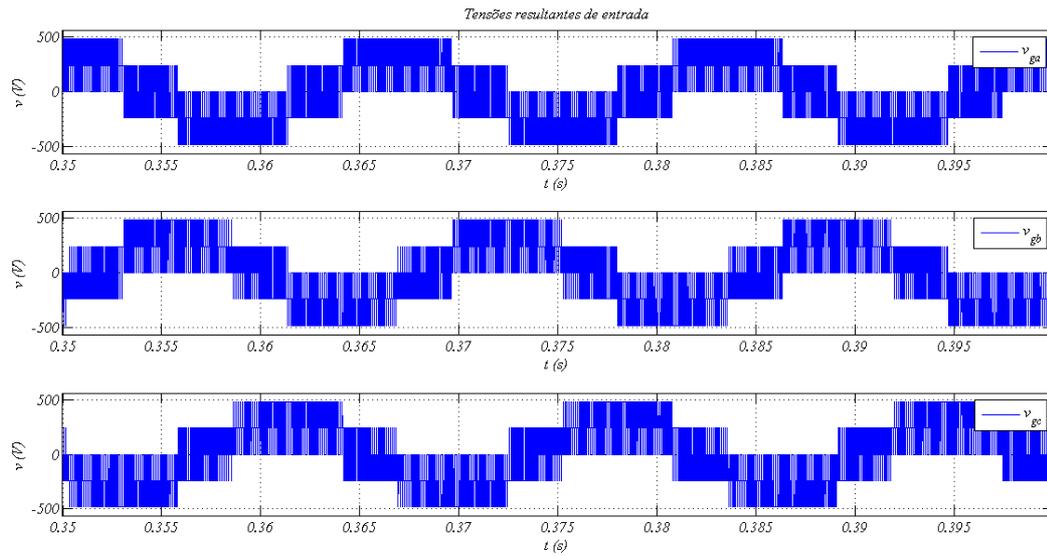
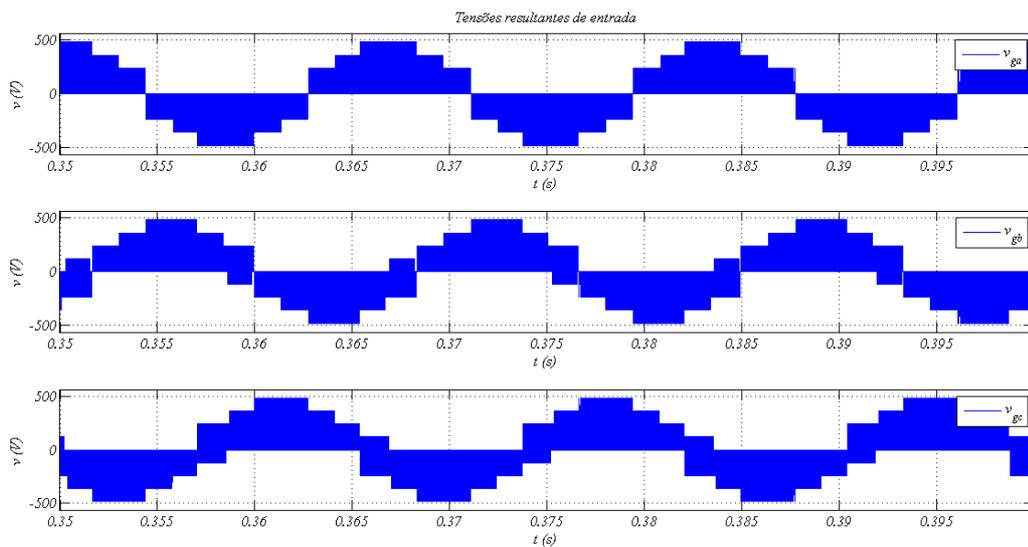
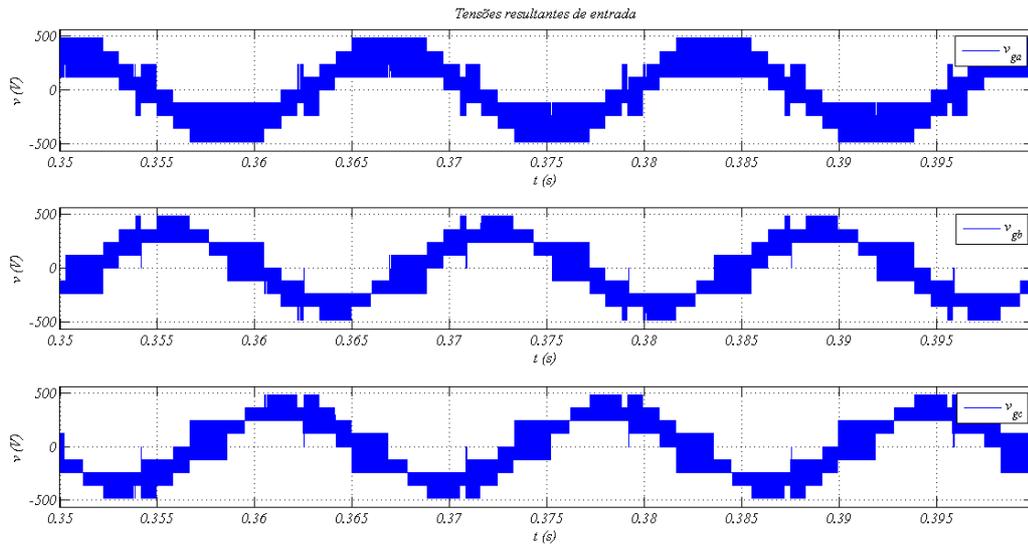


Figura 15 - Tensões geradas pelo conversor retificador para PWM com uma portadora: (a) $\mu_n=0.5$ (b) $\mu_n=0/1$





(b)

Figura 16 - Tensões geradas pelo conversor retificador para duas portadoras PWM: (a) $\mu_n=0.5$ (b) $\mu_n=0/1$

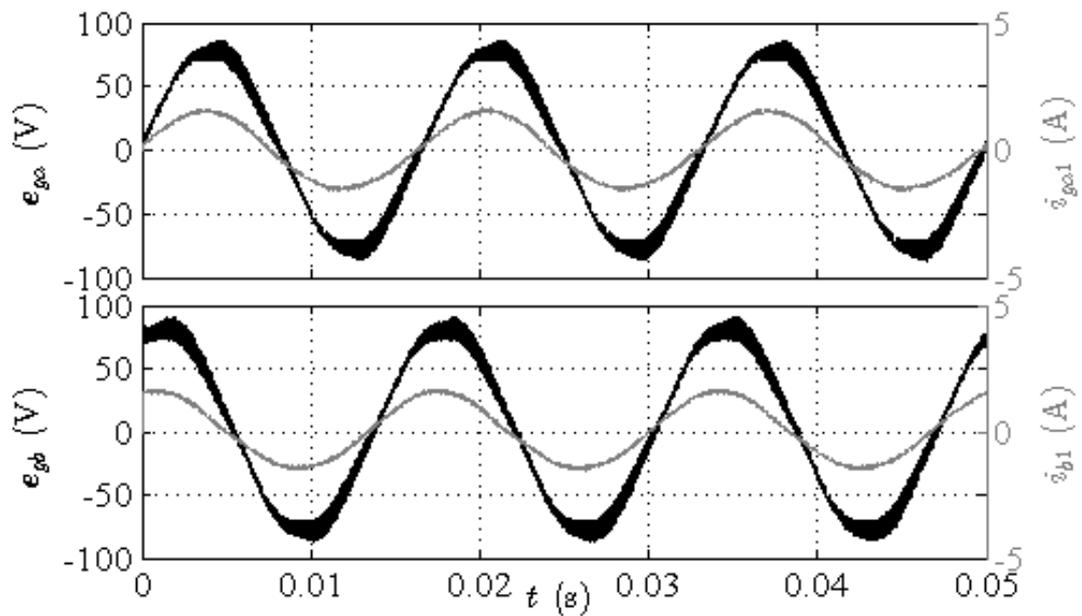


Figura 17 - Tensões e Correntes na entrada dos conversores. Fases a e b

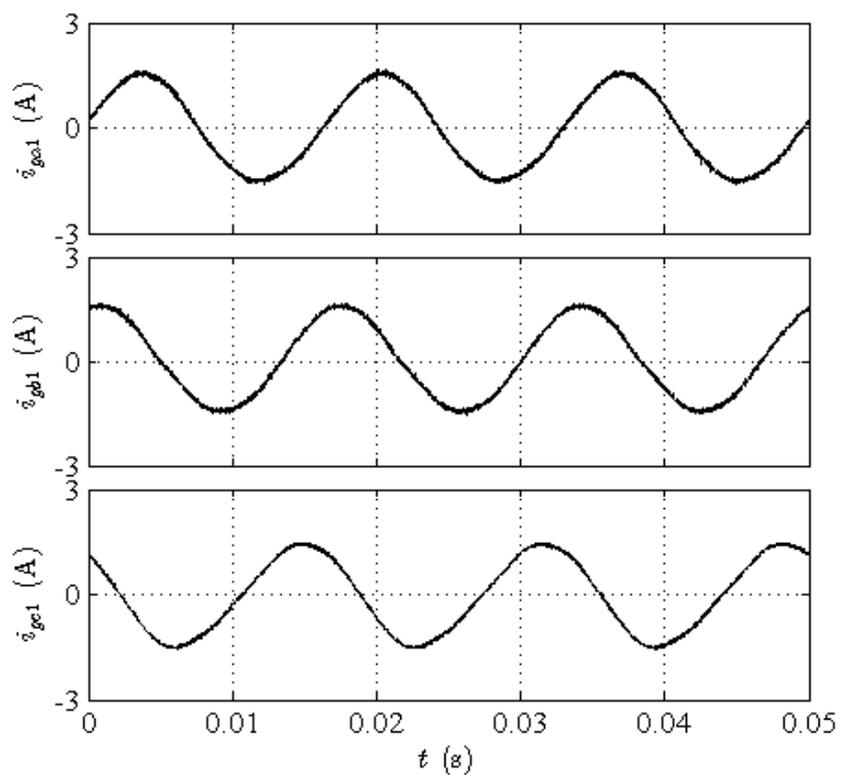


Figura 18 - Correntes na entrada do conversor 1 - Fase a,b e c

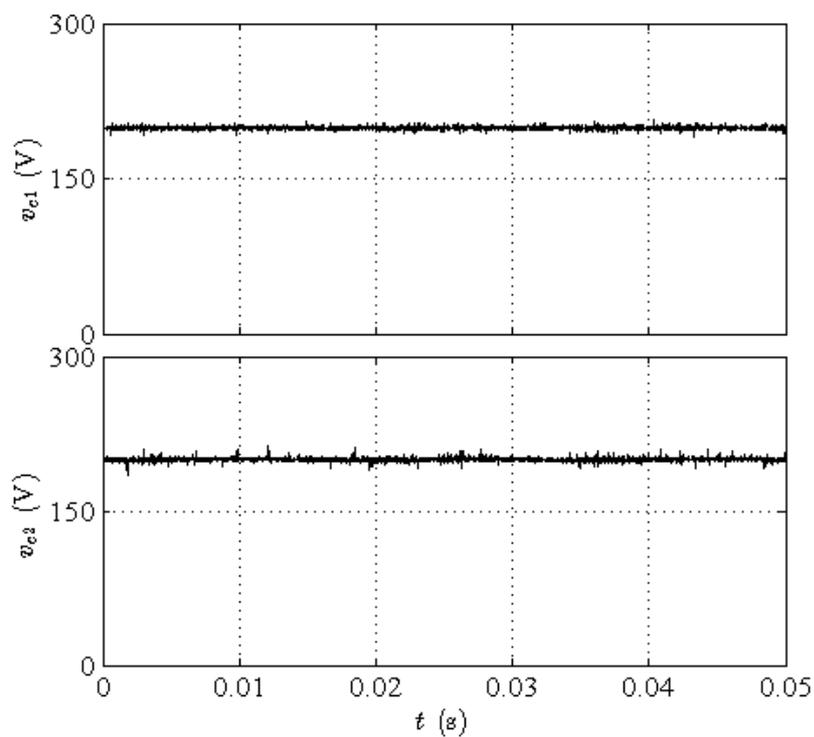


Figura 19 - Tensões nos barramentos DC

6 CONCLUSÃO

Este trabalho trouxe uma contribuição para a área da eletrônica de potência que estuda os conversores trifásicos voltados para o acionamento de máquinas e integração de sistemas de geração com a rede elétrica.

As topologias aqui estudadas apresentaram melhora na distorção harmônica das tensões geradas pelos conversores quando operados com duas portadoras de alta frequência, no caso de uma portadora apenas, temos o mesmo nível de distorção. Um destaque deve ser dado ao fato que ao operarmos com um braço compartilhado estamos reduzindo o número necessário de chaves que naturalmente seriam necessárias para a conexão em paralelo de conversores, além do que, a própria conexão em paralelo possibilita uma redução do estresse imposto às chaves, aumentando assim a vida útil e reduzindo custos de manutenção e troca.

Trabalhos futuros podem ainda investigar em detalhe o comportamento das chaves com relação às perdas por condução e chaveamento e sua comparação com a topologia convencional. É recomendado também uma análise mais profunda das correntes nos braços compartilhados e sua distorção harmônica.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, and F. C. Lee, “**Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers,**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 609–615, Sep. 2002.
- [2] M. Baumann and J. Kolar, “**Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with dc-link current balancing,**” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3042–3053, Dec. 2007.
- [3] L. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “**Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology,**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 247–259, Jan 2007.
- [4] L. Woo-Cheol, L. Taeck-Kie, and H. Dong-Seok, “**A three-phase parallel active power filter operating with PCC voltage compensation with consideration for an unbalanced load,**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 807–814, Sept. 2002.
- [5] C.B. Jacobina et al, “**Reduced switch count AC-AC Five Leg Converter**” IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 5, SEPTEMBER 2006
- [6] O. Ojo and P. M. Kshirsagar, “**Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters,**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 1, pp. 46–53, Jan. 2004.
- [7] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas, “**Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms,**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 3, pp. 351–359, May 2001.
- [8] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, “**Current control of unbalanced electrical systems,**” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 3, pp. 517–525, June 2001.
- [9] J. Kolar and S. Round, “**Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-pwm converter systems,**” Electric Power Applications, IEE Proceedings -, vol. 153, no. 4, pp. 535–543, July 2006.
- [10] J. Holtz, “**Pulsewidth modulation for electronic power conversion,**” *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
- [11] de Sá Gouveia, B. (2010) “**Conversores Estáticos CA-CC-CA associados em paralelo com compartilhamento de braços,**” *Dissertação de Mestrado*, Universidade Federal de Campina Grande, UFCG.