

DAIANA CORREIA DE LUCENA

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TRIFÁSICO UTILIZANDO A TÉCNICA
DE CONTROLE POR CICLO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Dr. Darlan Alexandria Fernandes
Dr. Alberto Soto Lock

JOÃO PESSOA

2015

DAIANA CORREIA DE LUCENA

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TRIFÁSICO UTILIZANDO A TÉCNICA
DE CONTROLE POR CICLO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Dr. Darlan Alexandria Fernandes
Dr. Alberto Soto Lock

JOÃO PESSOA
2015

L935f Lucena, Daiana Correia de.
 Filtro ativo de potência paralelo trifásico utilizando a técnica
de controle por ciclo / Daiana Correia de Lucena.-- João
Pessoa, 2015.
 116f. : il.
 Orientadores: Darlan Alexandria Fernandes, Alberto Soto
Lock
 Dissertação (Mestrado) – UFPB/CEAR
 1. Engenharia elétrica. 2. Qualidade de energia. 3. Controle
por ciclo. 4. Filtro ativo de potência paralelo.

UFPB/BC

CDU: 621.3(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova o Exame de Dissertação

**FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TRIFÁSICO UTILIZANDO A TÉCNICA
DE CONTROLE POR CICLO**

Elaborado por

DAIANA CORREIA DE LUCENA

Como requisito para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA

DR. ALBERTO SOTO LOCK

DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES

DR. ANDRES ORTIZ SALAZAR

DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA

DR. ISAAC SOARES DE FREITAS

João Pessoa/PB, 29 de Julho de 2015.

Aos meus pais, à minha tia Fátima.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Darlan Alexandria Fernandes e Alberto Soto Lock, pela orientação, incentivo, comprometimento e apoio, essenciais ao desenvolvimento deste trabalho.

Ao Professor Edison Roberto Cabral da Silva pelo grande apoio técnico prestado a este trabalho. Aos demais membros da banca pela contribuição ao trabalho.

Aos meus pais, a minha tia Fátima e ao meu irmão pelo apoio incondicional, confiança e esforço constante. Também a outros membros da família e amigos fora do mundo acadêmico pelo incentivo.

Aos amigos do mestrado pelos momentos compartilhados, amizade, apoio e troca de conhecimentos.

À CAPES pela concessão da bolsa de estudos, e ao CNPq, que por meio do Projeto Universal 482736/2011-9, concedeu os meios para construção do protótipo laboratorial.

A todos que contribuíram de forma intencional ou não para a realização deste trabalho.

"If I have seen further than others, it is because I was standing on the shoulders of giants."

Isaac Newton.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	20
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	20
1.2	MOTIVAÇÃO	22
1.3	OBJETIVO.....	22
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	25
2.1	NORMAS RELATIVAS A DISTORÇÃO HARMÔNICA	25
2.2	CONVERSORES CA - CC NÃO CONTROLADOS E CONTROLADOS.....	27
2.2.1	CONVERSORES CA - CC CONTROLADOS BASEADOS NA TOPOLOGIA BOOST	31
2.2.1.1	FUNCIONAMENTO DO CONTROLE EM CONVERSORES CA - CC CONTROLADOS	32
2.3	FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA	34
2.3.1	FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS (FAPPs).....	34
2.3.1.1	FUNCIONAMENTO DO CONTROLE EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS	36
2.4	TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS A RETIFICADORES E FILTROS ATIVOS.....	38
3	REVISÃO DE LITERATURA.....	42
3.1	MÉTODOS DE OBTENÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA DO FILTRO	42
3.1.1	ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO PELA TEORIA DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEA - MÉTODO P-Q	42
3.1.2	ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO PELA TEORIA DE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEA ESTENDIDA - MÉTODO P-Q-E	44
3.1.3	ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO BASEADA NO SISTEMA DE EIXOS DE REFERÊNCIA SÍNCRONA - MÉTODO SRF	46
3.1.4	ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO BASEADA NO MÉTODO DAS CORRENTES INSTANTÂNEAS ATIVA E REATIVA - MÉTODO i_d-i_q	48
3.2	ONE CYCLE CONTROL - OCC	48
4	OCC BIPOLAR APLICADO A UM RETIFICADOR CONTROLADO E A UM FAPP TRIFÁSICO.....	56
4.1	RETIFICADOR CONTROLADO BOOST	56
4.2	OCC BIPOLAR APLICADO A UM RETIFICADOR CONTROLADO BOOST E A UM FAPP	58
4.3	TÉCNICA UTILIZADA	63

4.3.1	ANÁLISE DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $F(S)$	69
4.4	IMPLEMENTAÇÃO COM DSP	72
4.5	OCC E REJEIÇÃO A TENSÃO DE MODO COMUM	73
5	RESULTADOS	78
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	79
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6	CONCLUSÕES.....	113
	REFERÊNCIAS.....	114

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 2.1 - (A) RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.	28
FIGURA 2.2 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.	28
FIGURA 2.3 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO INDUTIVO NA ENTRADA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.	29
FIGURA 2.4 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.	30
FIGURA 2.5 - CONVERSOR CA - CC BOOST MONOFÁSICO.	31
FIGURA 2.6 - ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CA - CC BOOST MONOFÁSICO.	31
FIGURA 2.7 - RETIFICADOR BOOST BIDIRECIONAL A TRÊS FIOS.	32
FIGURA 2.8 - RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.	33
FIGURA 2.9 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DE UM FAPP.	35
FIGURA 2.10 - CONVERSORES UTILIZADOS EM FILTROS ATIVOS: (A) CONVERSOR FONTE DE CORRENTE; (B) CONVERSOR FONTE DE TENSÃO.	36
FIGURA 2.11 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA UM FAPP, COM MONITORAMENTO DA CORRENTE NA CARGA E NO FILTRO ATIVO.	37
FIGURA 2.12 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA UM FAPP, COM MONITORAMENTO DA CORRENTE DRENADA DA FONTE.	38
FIGURA 3.1 - TRANSFORMAÇÃO DO SISTEMA DE COORDENADAS A-B-C PARA O SISTEMA D-Q.	46
FIGURA 3.2 - OBTENÇÃO DAS COORDENADAS $\cos\theta$ E $\sin\theta$ ATRAVÉS DO EIXO DE REFERÊNCIA $\alpha\beta$	48
FIGURA 4.1 - (A) RETIFICADOR CONTROLADO BOOST MONOFÁSICO; (B) FORMAS DE ONDA PARA TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR.	56
FIGURA 4.2 - (A) RETIFICADOR CONTROLADO TRIFÁSICO; (B) MODELO PARA O CIRCUITO DA FIGURA (A).	59
FIGURA 4.3 - ESTRUTURA DO OCC BIPOLAR; (B) FORMAS DE ONDA.	63
FIGURA 4.4 - FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO.	64
FIGURA 4.5 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA UM COMPENSADOR AVANÇO ATRASO E PARA UM FILTRO PASSA BAIXAS.	66
FIGURA 4.6 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA UM COMPENSADOR AVANÇO ATRASO COM UM ÂNGULO DE AVANÇO DE FASE.	66
FIGURA 4.7 - ESQUEMA DE CONTROLE PARA A TÉCNICA UTILIZADA.	68
FIGURA 4.8 - DIAGRAMA EM BLOCOS PARA O SISTEMA DE CONTROLE OCC UTILIZADO.	68
FIGURA 4.9 - POSIÇÃO DOS ZEROS E POLOS.	71
FIGURA 4.10 - FORMAS DE ONDA PARA GERAR OS PULSOS PARA AS CHAVES DO CONVERSOR: (A) PARA O CASO DA EQUAÇÃO 4.39; (B) PARA O CASO DA EQUAÇÃO (4.62).	73
FIGURA 4.11 - FILTRO ATIVO DE POTENCIA PARALELO.	73
FIGURA 5.1 - CIRCUITO DO RETIFICADOR CONTROLADO SIMULADO NO PSCAD.	79
FIGURA 5.2 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O RETIFICADOR CONTROLADO: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C; (D) CORRENTES NAS FASES A, B E C.	80
FIGURA 5.3 - PRIMEIRO CENÁRIO PARA O CIRCUITO DE UM FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA SIMULADO NO PSCAD.	82

FIGURA 5.4 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM UMA CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	83
FIGURA 5.5 - (A) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C.	84
FIGURA 5.6 - ESPECTRO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B; (C) CORRENTE NA FASE C.	84
FIGURA 5.7 - SEGUNDO CENÁRIO PARA O CIRCUITO DE UM FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA SIMULADO NO PSCAD.	86
FIGURA 5.8 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM UMA CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	87
FIGURA 5.9 - (A) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C.	88
FIGURA 5.10 - ESPECTRO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B; (C) CORRENTE NA FASE C.	88
FIGURA 5.11 - CIRCUITO DO FAPP COM UMA TENSÃO DE MODO COMUM SIMULADO NO PSCAD.	90
FIGURA 5.12 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O CIRCUITO DO FAPP COM UMA TENSÃO DE MODO COMUM: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	91
FIGURA 5.13 - (A) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C;	92
FIGURA 5.14 - ESPECTRO: (A) TENSÃO DA FONTE NA FASE A; (B) CORRENTE DA FONTE NA FASE A; (C) CORRENTE DA CARGA NA FASE A.	92
FIGURA 5.15 - (A) CIRCUITO DO FAPP; (B) DIAGRAMA DE COMANDO PARA AS CHAVES.	94
FIGURA 5.16 - BANCADA EXPERIMENTAL: VISTA FRONTAL E TRASEIRA.	94
FIGURA 5.17 - ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO TRANSDUTOR DE CORRENTE LA 25-NP.	95
FIGURA 5.18 - ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO TRANSDUTOR DE TENSÃO LV 25-P.	96
FIGURA 5.19 - CORRENTES NAS FASES PARA UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NÃO CONTROLADO.	97
FIGURA 5.20 - ESPECTRO PARA O RETIFICADOR SEM O CONTROLE: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B.	97
FIGURA 5.21 - RESULTADO EXPERIMENTAL PARA O RETIFICADOR CONTROLADO COM 500 V NO BARRAMENTO CC.	98
FIGURA 5.22 - ESPECTRO PARA O RETIFICADOR CONTROLADO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B.	98
FIGURA 5.23 - CORRENTES NAS FASES A, B E C PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	99
FIGURA 5.24 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	99
FIGURA 5.25 - CORRENTE NA CARGA NAS FASES A E B PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	100
FIGURA 5.26 - CORRENTE DO FILTRO NAS FASES A, B E C PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	100
FIGURA 5.27 - INICIALIZAÇÃO DO CONTROLE PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	101
FIGURA 5.28 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	101
FIGURA 5.29 - ESPECTRO DAS CORRENTES DA FONTE: (A) CORRENTE DA FASE A; (B) CORRENTE DA FASE B; (C) CORRENTE DA FASE C.	102
FIGURA 5.30 - CORRENTES NAS FASES A, B E C PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	103

FIGURA 5.31 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	104
FIGURA 5.32 - CORRENTE NA CARGA NAS FASES A E B PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	104
FIGURA 5.33 - CORRENTE DO FILTRO NAS FASES A, B E C PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.	105
FIGURA 5.34 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	105
FIGURA 5.35 - ESPECTRO DAS CORRENTES DA FONTE: (A) CORRENTE DA FASE A; (B) CORRENTE DA FASE B; (C) CORRENTE DA FASE C.	106
FIGURA 5.36 - TENSÃO E CORRENTE NA FASE A, TENSÃO DE LINHA E CORRENTE NA CARGA NA FASE A PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.	107
FIGURA 5.37 - CORRENTE DE LINHA NA CARGA NAS FASES A, B E C PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.	108
FIGURA 5.38 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.	108
FIGURA 5.39 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.....	109
FIGURA 5.40 - ESPECTRO: (A) TENSÃO NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE A.....	110
FIGURA 5.41 - ESPECTRO: (A) TENSÃO NA FASE B; (B) CORRENTE NA FASE B.....	110
FIGURA 5.42 - CARGA UTILIZADA PARA O RESULTADO DA FIGURA 5.43.	111
FIGURA 5.43 – INICIALIZAÇÃO DO CONTROLE PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA ILUSTRADA NA FIGURA 5.42.	111

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - LIMITES PARA DISTORÇÃO DA CORRENTE DE ACORDO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (<16 A POR FASE).....	25
TABELA 2.2 - LIMITES PARA DISTORÇÃO DA CORRENTE PARA SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO (120 V A 69 KV) DE ACORDO COM A RECOMENDAÇÃO IEEE-519.	27
TABELA 5.1– PARAMETROS E VALORES DOS COMPONENTES UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES E NOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

DHT – Distorção Harmônica Total

DSP - *Digital Signal Processor* – (Processador Digital de Sinais)

FAPP - Filtro Ativo de Potência Paralelo

FP - Fator de Potência

GTO - *Gate Turn Off Thyristor*

IGBT - *Isolated-Gate Bipolar Transistor* (Transistor Bipolar de Porta Isolada)

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)

IEC - *International Electrotechnical Commission*

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

OCC - *One Cycle Control* (Controle por Ciclo)

PLL - *Phase-Locked Loop* (Malha de Captura de Fase)

PI - Proporcional e Integral

PFC - *Power Factor Corrector* (Corretor de Fator de Potência)

PWM - *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso)

SCR - *Silicon-Controlled Rectifier* (Retificador Controlado de Silício)

LISTA DE SÍMBOLOS

d_{ap}, d_{an} e d_{bp} : Ciclo útil das chaves superiores do conversor.

d_{bn}, d_{cp} e d_{cn} : Ciclo útil das chaves inferiores do conversor.

f_s : Frequência de chaveamento.

i_α, i_β e i_0 : Correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

i_a, i_b e i_c : Correntes nas coordenadas a, b e c .

i_{sa}, i_{sb} e i_{sc} : Correntes drenadas da fonte nas fases a, b e c .

i_{ac}, i_{bc} e i_{cc} : Correntes na carga nas fases a, b e c .

i_{af}, i_{bf} e i_{cf} : Correntes injetadas na rede pelo filtro nas fases a, b e c .

i_1 : Componente fundamental da corrente i .

i_c : Corrente consumida pela carga.

i_h : Componente harmônica da corrente i .

i_f : Corrente injetada na rede pelo filtro.

i_g : Corrente instantânea na fase, com $g = a, b, c$.

i_{gs} : Corrente i_g após um compensador avanço atraso.

I_{in} : Valor médio da corrente no indutor.

L_a, L_b e L_c : Indutância nas fases a, b e c .

R_e : Resistência de entrada vista pela fonte alternada em um FAPP.

T_{ON} : Intervalo de tempo em que a chave permanece ativada.

T_{OFF} : Intervalo de tempo em que a chave permanece desativada.

T_s : Período de chaveamento.

v_a, v_b e v_c : Tensões alternadas nas fases a, b e c .

v_α, v_β e v_0 : Tensões nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

v_1 : Componente fundamental da tensão v .

V_0 : Tensão no barramento CC.

v_{g0} : Tensão eficaz de fase do conversor com $g = a, b, c$.

V_{ref} : Tensão de referência do barramento CC.

x_d e x_q : Componentes de tensão ou corrente no sistema de coordenada dq .

x_α e x_β : Componentes de tensão ou corrente no sistema de coordenada $\alpha\beta$.

ω_c : Frequência de corte em rad/s .

RESUMO

FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO TRIFÁSICO UTILIZANDO A TÉCNICA DE CONTROLE POR CICLO

A elevada utilização de cargas não lineares e reativas conectadas à rede elétrica têm levado a uma preocupação crescente com questões relacionadas à qualidade de energia, impulsionando a aplicação de diferentes técnicas de controle na operação de retificadores controlados e filtros ativos. Neste trabalho é feita uma avaliação da técnica de controle por ciclo (OCC – *One Cycle Control*) aplicada a um filtro ativo de potência paralelo, como alternativa a outras técnicas utilizadas para correção do fator de potência e distorções harmônicas, implementado através de um DSP. A estratégia de controle garante o fator de potência próximo à unidade e a redução de distorções harmônicas na corrente, não sendo utilizados sensores de tensão na rede. A validação do método utilizado ocorreu através de simulações no *software* PSCAD/EMTDC e resultados experimentais para cenários de um filtro ativo de potência paralelo com carga não linear e desbalanceada, e carga não linear e balanceada tendo como alimentação uma fonte de tensão que inclui uma componente de modo comum.

Descritores: Qualidade de energia, Controle por Ciclo, Filtro Ativo de Potência Paralelo.

ABSTRACT

PARALLEL ACTIVE POWER FILTER BASED ON ONE CYCLE CONTROL METHOD

The high use of reactive and non linear loads connected to the power grid have been led to a growing concern about power quality and this have been promote development of controlled rectifiers and parallel active filters using different control techniques. At this work is done a review of One Cycle Control (OCC) technique, applied to a Parallel Active Power Filter, instead other control techniques, implemented over DSP. The control strategy guarantee the unity power factor and the reduction of harmonics currents, in this system no grid voltage sensors are used. The validation of this work occurred through simulations in the software PSCAD and experimental results to settings of a parallel active power filter with a nonlinear and unbalanced load and for a nonlinear and balanced load with a power grid which have common mode voltage.

Keywords: Power quality, One Cycle Control, Parallel Active Power Filter.

1 INTRODUÇÃO

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos tem-se observado um aumento do consumo de energia por cargas eletrônicas ou cargas não lineares, tais como televisores, computadores, refrigeradores, fontes de alimentação para centrais de telecomunicações, *no-breaks*, reatores eletrônicos, entre outros. Os circuitos eletrônicos presentes nesses equipamentos, funcionam com tensão contínua e a alimentação é feita através da conversão de tensão alternada em contínua, processo conhecido como retificação ou conversão CA-CC.

A invenção do diodo e do transistor de silício em meados de 1948, seguido do desenvolvimento dos tiristores ou SCR (*Silicon-Controlled Rectifier*), triacs, GTOs (*Gate Turn Off Thyristor*) em 1958 e o desenvolvimento do MOSFET e IGBT (*Isolated-Gate Bipolar Transistor*) em 1976, representam a evolução da eletrônica de potência, o que provocou a disseminação de equipamentos utilizando semicondutores.

O processo de retificação drena da rede elétrica uma corrente que não possui apenas componente senoidal na mesma frequência da tensão. Além disso, em cargas com características indutivas a corrente total drenada, mesmo quando senoidal, é tipicamente atrasada em relação a tensão. É notável um aumento das correntes harmônicas encontradas nos sistemas elétricos, o que contribui para a degradação da qualidade da energia elétrica. Essa degradação pode ser refletida para as concessionárias, sistema de transmissão, distribuição e cargas do próprio estabelecimento gerador. Os seguintes efeitos podem ser destacados (Lock, 2011):

- Redução do fator de potência;
- Deformação das tensões da rede devido a circulação das componentes harmônicas de corrente através da impedância da linha, tipicamente indutiva, podendo prejudicar o funcionamento equipamentos conectados a rede;
- Aumento das perdas dos elementos da rede de transmissão e distribuição;
- Interferência eletromagnética em cargas sensíveis como em equipamentos de telecomunicações e equipamentos de medição;
- Sobredimensionamento do neutro devido a circulação de correntes harmônicas de uma ou mais fases;

- Sobrecarga, vibrações e diminuição da vida útil de geradores, transformadores e motores.

Idealmente, um sistema elétrico deve operar com tensões e correntes senoidais. O intuito de limitar os níveis de componentes harmônicas injetadas na rede levou ao desenvolvimentos dos padrões europeus IEC-61000-3-4, IEC-61000-3-2 e o americano IEEE-519, que estabelecem um nível aceitável para a DHT (Distorção Harmônica Total), para cada componente harmônica e para interferência eletromagnética. No Brasil, as normas do Prodist (Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) regulam os valores das distorções harmônicas no sistema de distribuição (IEC 61000-3-4, 2004) (IEC-61000-3-2, 2014) (IEEE-519, 2014) (ANEEL, 2014).

Existem alguns métodos para reduzir a circulação de correntes harmônicas na rede e/ou tornar o fator de potência unitário. A utilização de filtros passivos de Potência, que são constituídos por associações de componentes passivos como indutores, capacitores e resistores e criam caminhos de baixa impedância para a circulação de correntes harmônicas.

Filtros ativos de potência através do qual correntes harmônicas são geradas por meio de uma técnica de controle aplicada a chaves semicondutoras controladas, de forma que, quando somadas as correntes drenadas pela carga resultem em uma corrente senoidal e em fase com a tensão da fonte. A principal vantagem dos filtros passivos em relação aos ativos é o custo. No entanto a sua utilização pode provocar ressonâncias em elementos do sistema elétrico e a variabilidade da carga em que o filtro está conectado altera o seu rendimento. Os filtros ativos devem ser capazes de fornecer uma potência maior ou igual a carga e o seu rendimento é constante independente da variação da carga (Akagi, 2005).

Retificadores controlados com alto fator de potência, ~~que são~~ constituídos por chaves semicondutoras controladas, no qual através de uma técnica de controle do chaveamento, a tensão no barramento CC é controlada, e a corrente de entrada permanece senoidal, em fase com a tensão. Os filtros passivos e ativos são uma opção quando se deseja utilizar os mesmos equipamentos, sem necessidade de modifica-los. Já os retificadores controlados podem ser utilizados na construção de fontes tensão de novos equipamentos.

1.2 MOTIVAÇÃO

A tensão em regime permanente, fator de potência, harmônicos, desequilíbrio de tensão, flutuação de tensão, variações de tensão de curta duração e variações de frequência são variáveis que alteram a qualidade da energia elétrica. A ocorrência de distorções na tensão e corrente da rede é uma preocupação crescente devido aos problemas gerados e a intensificação do uso de equipamentos de eletrônica de potência e/ou cargas não lineares.

Neste trabalho será feita uma avaliação da técnica de controle OCC (*One Cycle Control*) como uma alternativa a outras técnicas de controle aplicadas a filtros ativos de potência em derivação e retificadores controlados. Caracteriza-se por ser uma técnica de simples implementação, que apresenta uma rápida resposta transitória, podendo atuar em frequência constante ou variável, sem o uso de sensores de tensão na rede elétrica. A maioria dos trabalhos desenvolvidos com a técnica OCC, realizam a implementação através de circuitos analógicos como em Quiao e Smedley (2003) e Chen e Smedley (2007). Neste trabalho utiliza-se a implementação digital, já desenvolvida no trabalho realizado por Lock (2011), através do DSP TMS320F28335 da Texas Instruments, ressaltando que pouco se tem explorado este tema com uso de DSPs (*Digital Signal Processors*).

1.3 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é o estudo da estratégia de controle OCC, aplicada a um filtro ativo de potência em derivação trifásico com uso de um processador digital de sinais (DSP). O algoritmo de controle a ser desenvolvido deverá fazer com que a corrente resultante drenada da fonte seja senoidal e com fator de potência próximo à unidade.

Para avaliação do sistema proposto foram realizadas simulações no *software* PSCAD/EMTDC e a verificação de resultados experimentais em um protótipo construído em laboratório.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. No capítulo 2 serão apresentados os princípios de funcionamento dos retificadores controlados e filtros ativos de potência. No capítulo 3 serão abordados métodos utilizados para a

compensação de potência reativa e harmônica em retificadores controlados e filtros ativos de potência paralelo, e a técnica de controle por ciclo. No capítulo 4 será abordada a técnica de controle por ciclo aplicada a retificadores controlados e FAPPs, e suas características. O capítulo 5 contém os resultados de simulação e experimentais para um retificador controlado, cenários de um FAPP com carga não linear e desbalanceada, e para uma carga não linear e balanceada tendo como alimentação uma fonte de tensão que inclui uma componente de modo comum. O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo será apresentada uma abordagem sobre normas relacionadas a distorção harmônica, conversores CC-CA, filtros ativos de potência, técnicas de controle utilizadas em retificadores controlados e filtros ativos, e por fim sobre a técnica de controle por ciclo, com o objetivo de apresentar os conceitos básicos utilizados no desenvolvimento do trabalho.

2.1 NORMAS RELATIVAS A DISTORÇÃO HARMÔNICA

A Norma IEC 61000-3-2 estabelece limites para injeção de harmônicas na rede de alimentação de corrente para equipamentos de até 16 A por fase, de 50 Hz ou 60 Hz, com tensão fase neutro entre 220 V a 240 V (IEC 61000-3-2, 2014).

De acordo com essa norma, os equipamentos são classificados em quatro classes: Classe A - equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não incluídos nas outras classes; Classe B - ferramentas portáteis; Classe C - dispositivos de iluminação; Classe D - computadores pessoais, aparelhos de televisão, com potência ativa de entrada igual ou inferior a 600 W, sendo as condições de medição estabelecidas pela norma.

As correntes harmônicas com valor inferior a 0,6% da corrente de entrada (dentro das condições de ensaio) ou inferiores a 5 mA não são consideradas. A Tabela 2.1 indica os valores máximos para os harmônicos de corrente no fio fase.

TABELA 2.1 - LIMITES PARA DISTORÇÃO DA CORRENTE DE ACORDO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (<16 A POR FASE).

Ordem do Harmônico n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente [A]	Classe C (>25 W) % da fundamental	Classe D (>75W, <600W) [mA/W]
3	2,30	3,45	30*FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5

11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 * \frac{15}{n}$	$0,225 * \frac{15}{n}$	3	$3,85/n$
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 * \frac{8}{n}$	$0,35 * \frac{8}{n}$		

FP = Fator de Potência

Fonte: IEC 61000-3-2, 2014.

O relatório técnico IEC 61000-3-4 pode ser aplicado a qualquer equipamento elétrico ou eletrônico cuja corrente de entrada seja maior do que 16 A, com tensão de alimentação menor do que 240 V para equipamentos monofásico e menor do que 600 V para equipamentos trifásicos, com frequência nominal de 50 Hz ou 60 Hz (IEC 61000-3-4, 2004).

A recomendação IEEE-519 descreve os principais fenômenos causadores de distorção harmônica, indicando métodos de medição e limites de distorção. Os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no ponto de acoplamento comum. Os limites são estabelecidos de acordo com o nível de tensão e com o nível de corrente de curto circuito no ponto de acoplamento comum. Quanto maior a corrente de curto-circuito em relação a corrente de carga, maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no ponto de acoplamento comum. À medida que se eleva o nível de tensão disponibilizado para fornecimento, menores são os limites de distorção aceitáveis. A Tabela 2 mostra os limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV), sendo I_{cc} e I_0 a máxima corrente de curto circuito e a máxima corrente na carga, respectivamente. Harmônicas pares são limitadas a 25% dos valores apresentados na Tabela 2 e distorções que resultem em nível CC não são aceitáveis. Para sistemas de subdistribuição (69001 V a 161 kV) os limites para distorção harmônica da Tabela 2 são reduzidos em 50% (IEEE-519, 2014).

A DHT (Distorção Harmônica Total) informa a relação entre o somatório do valor eficaz ou valor de pico das componentes harmônicas e a componente fundamental do sinal e deve ser medida no pico de consumo. A DHT é definida para corrente por:

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{pn}^2}}{I_{p1}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{efn}^2}}{I_{ef1}} \quad (2.1)$$

onde I_{pn} e I_{p1} o valor de pico da componente harmônica e fundamental da corrente respectivamente. E I_{ef} e I_{ef1} representam o valor eficaz da componente harmônica e da fundamental.

TABELA 2.2 - LIMITES PARA DISTORÇÃO DA CORRENTE PARA SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO (120 V a 69 kV) DE ACORDO COM A RECOMENDAÇÃO IEEE-519.

Máxima corrente harmônica em % da componente fundamental					
Harmônicas Ímpares					
I_{cc}/I_0	< 11	$11 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$n > 35$	DHT (%)
< 20	4	1,5	0,6	0,3	5
20 < 50	7	2,5	1	0,5	8
50 < 100	10	4	1,5	0,7	12
100 < 1000	12	5	2	1	15
> 1000	15	6	2,5	1,4	20

Fonte: (IEEE-519, 2014).

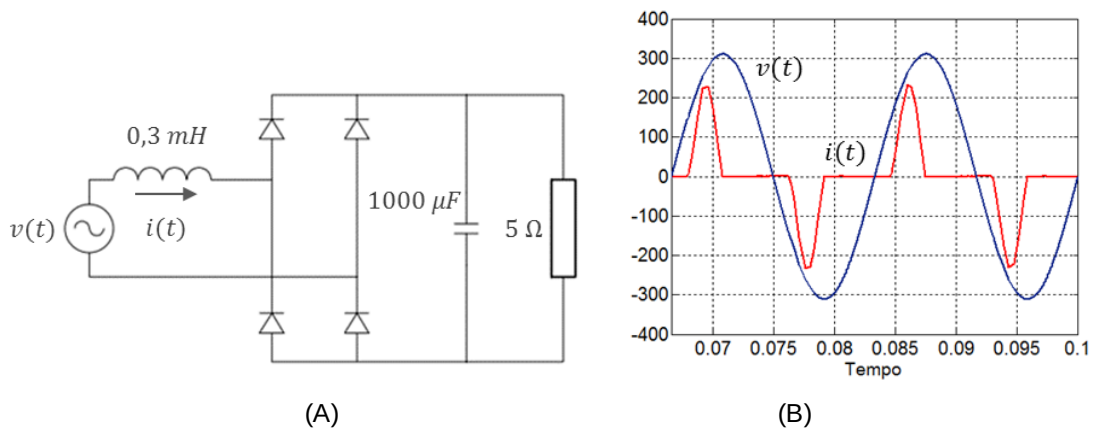
2.2 CONVERSORES CA - CC NÃO CONTROLADOS E CONTROLADOS

Os conversores CA - CC não controlados são equipamentos que convertem tensão alternada em contínua. As desvantagens do seu uso são os problemas relacionados à qualidade de energia, corrente de entrada bastante distorcida, baixo fator de potência na entrada e variação da tensão no barramento CC.

Nos retificadores controlados ou retificadores PWM, controla-se as correntes de entrada e a tensão de saída através de semicondutores de potência atuando na região não linear (as chaves de potência se encontram em condução ou bloqueio).

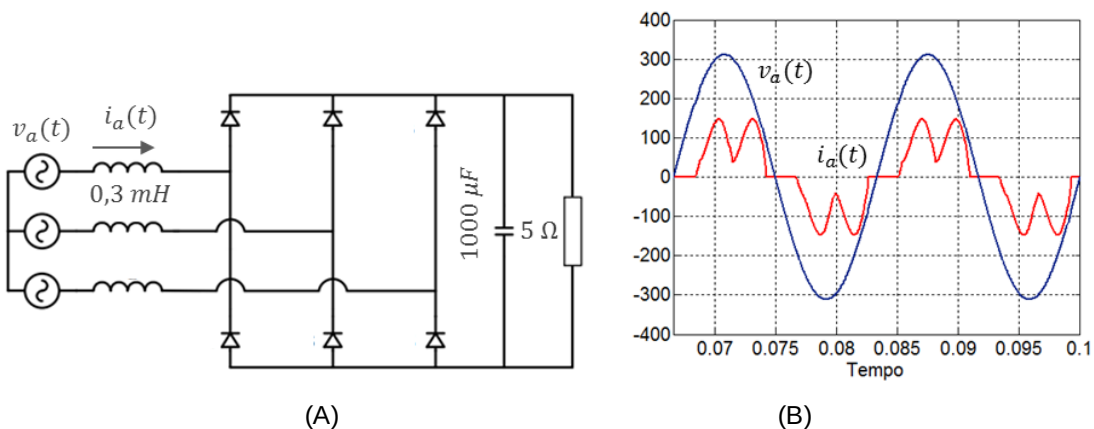
A Figura 2.1(a) apresenta a estrutura de um retificador monofásico de onda completa, com filtro capacitivo na saída e a Figura 2.1(b), as formas de onda características de tensão e corrente. A indutância de entrada representa as impedâncias de linha e de dispersão dos transformadores e outras possíveis indutâncias parasitas.

FIGURA 2.1 - (A) RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.



A Figura 2.2(a) mostra um retificador trifásico de onda completa com um filtro capacitivo na saída. As indutâncias de entrada representam as impedâncias de linha, de dispersão dos transformadores e outras possíveis indutâncias parasitas. A Figura 2.2(b) apresenta as formas de onda e corrente em uma das fases.

FIGURA 2.2 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.

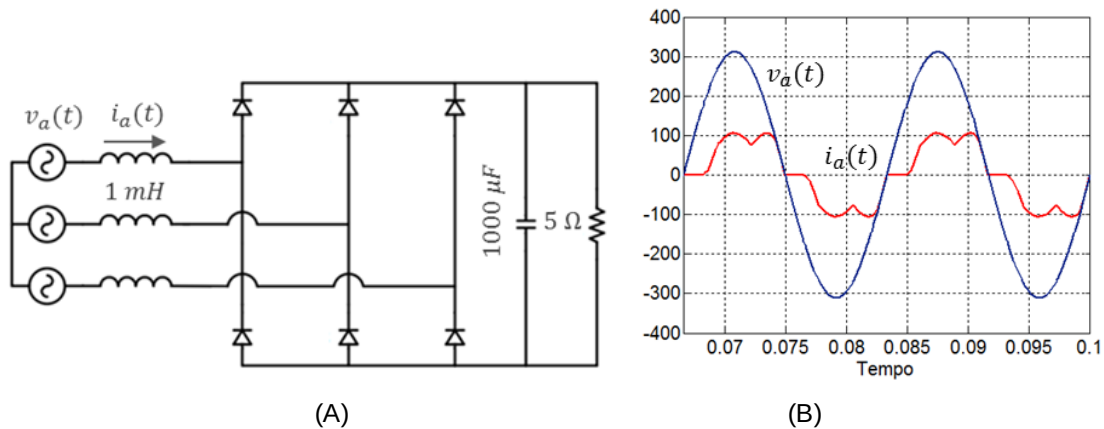


Os retificadores trifásicos e monofásicos não controlados são simples, de baixo custo e volume. No entanto, a corrente de entrada apresenta elevada distorção harmônica e baixo fator de potência.

A seguir são apresentadas topologias com modificações em retificadores trifásicos não controlados em que são utilizados componentes passivos como indutores e capacitores, com o objetivo de melhorar o formato de onda da corrente drenada da rede.

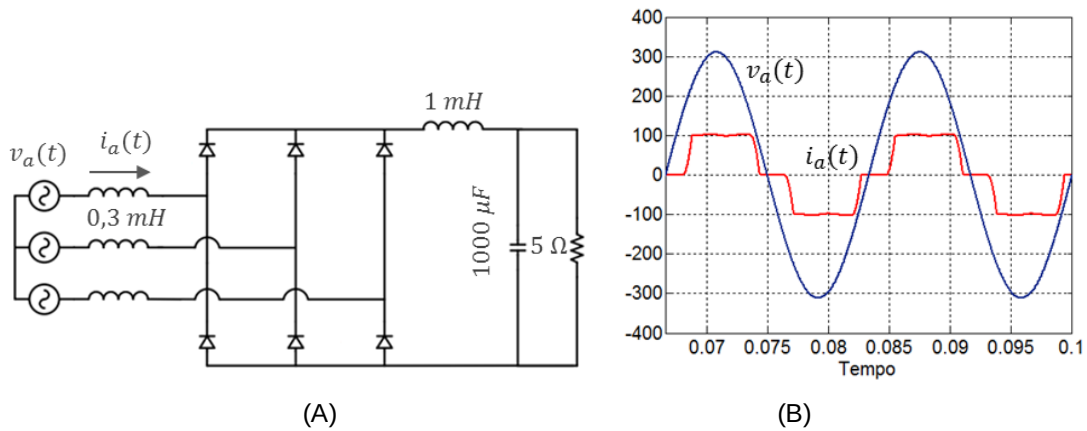
A primeira topologia ilustrada na Figura 2.3(a), com a forma de onda da tensão e corrente apresentadas na Figura 2.3(b), consiste em adicionar indutâncias na entrada do retificador, tornando mais lenta a variação da corrente de entrada, apresentando uma redução na taxa de distorção harmônica. Por outro lado, pode aumentar o defasamento da corrente em relação à tensão, o que reduz o fator de potência.

FIGURA 2.3 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO INDUTIVO NA ENTRADA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.



A terceira topologia ilustrada na Figura 2.4(a), com a forma de onda da tensão e corrente apresentadas na Figura 2.4(b), apresenta um indutor em série com o capacitor de saída, que atuando como um filtro passa baixa, melhora a distorção harmônica total e o fator de potência em relação à estrutura anterior. Como atua em baixa frequência, o volume, peso e custo do indutor são desvantagens.

FIGURA 2.4 - (A) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA; (B) FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS.



Os retificadores ou conversores CA - CC não controlados são desenvolvidos utilizando diodos, apresentam características como, elevado volume de filtros CC e CA, baixo fator de potência, alto índice de correntes harmônicas e baixa eficiência, de forma que não atuam em conformidade com normas regulamentadoras do fator de potência e de injeção de harmônicas no sistema elétrico (Singh, 2004) (Rodríguez, 2005) (Lock, 2011).

Esses fatores motivaram o desenvolvimento de retificadores utilizando semicondutores controláveis, MOSFETs, IGBTs, GTOs, os retificadores ou conversores CA – CC controlados, também conhecidos como reguladores de fator de potência (PFCs – *Power Factor Corretors*) e retificadores PWM (Singh, 2004).

Em baixa potência MOSFETs apresentam um bom desempenho, podendo atuar em uma elevada frequência de chaveamento com perdas desprezíveis. Em média potência, o IGBT é considerado um dispositivo ideal para conversores utilizando a modulação PWM. Para alta potência, o GTO é normalmente utilizado devido a sua capacidade de comutação espontânea e bloqueio de tensão reversa atuando na frequência de alguns kHz (Singh, 2004).

Os retificadores controlados podem ser divididos em categorias, levando em conta a direcionalidade do fluxo de potência unidirecionais e bidirecionais, e de acordo com a topologia tais como buck, boost, buck-boost, multinível e multipulso. Neste trabalho, como o conversor utilizado no filtro ativo de potência paralelo se comporta como um boost. A seguir, será abordada essa topologia.

2.2.1 CONVERSORES CA - CC CONTROLADOS BASEADOS NA TOPOLOGIA BOOST

A Figura 2.5 apresenta a topologia de um conversor CA - CC boost monofásico, e na Figura 2.6 são incluídas as etapas de operação, definidas pela combinação de quatro estados possíveis para as chaves. Para funcionamento adequado o valor da tensão de saída V_0 deve ser maior do que o valor de pico da tensão de entrada v_s .

FIGURA 2.5 - CONVERSOR CA - CC BOOST MONOFÁSICO.

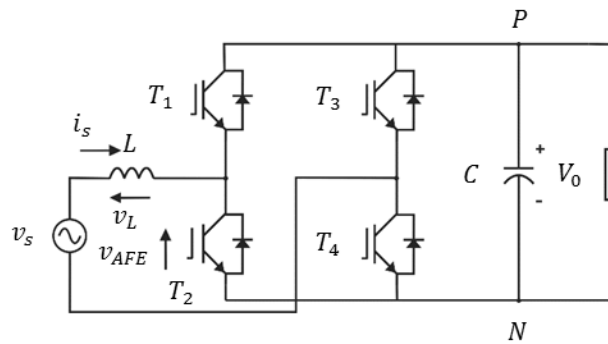
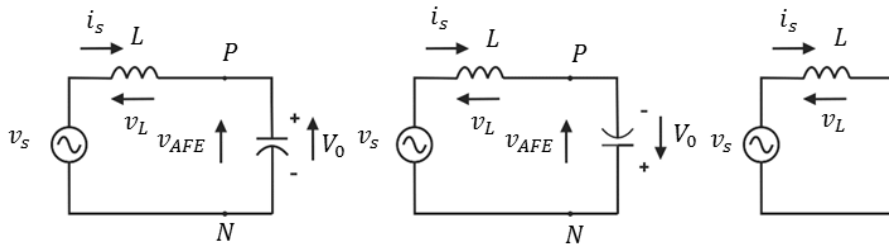


FIGURA 2.6 - ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CA - CC BOOST MONOFÁSICO.



As etapas possíveis durante o seu funcionamento são descritas a seguir. Com as chaves T_1 e T_4 conduzindo, e T_2 e T_3 abertas, a tensão v_{AFE} é igual a V_0 . Com as chaves T_1 e T_4 abertas, e T_2 e T_3 conduzindo a tensão v_{AFE} é igual a $-V_0$. Com as chaves T_1 e T_3 conduzindo, e T_2 e T_4 abertas ou com T_1 e T_3 abertas, e T_2 e T_4 conduzindo a tensão v_{AFE} é igual a 0.

A tensão no indutor pode ser expressa como:

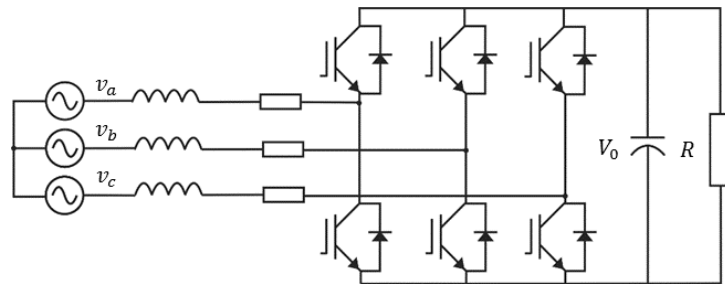
$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - kV_0 \quad (2.2)$$

sendo $k = 1, -1$ ou 0 . Para $k = 1$, a tensão no indutor é negativa, e o valor da corrente de entrada i_s irá diminuir. Para $k = -1$, a tensão no indutor é positiva, e o valor da corrente de entrada i_s irá aumentar. E para $k = 0$ a corrente de entrada aumenta ou diminui o seu valor dependendo de v_s .

Caso V_0 não seja maior do que o valor de pico da tensão de entrada v_s , o que ocorre durante o início de operação do retificador, a corrente de entrada não pode ser controlada e o capacitor será carregado através da ponte de diodos até o valor de pico da tensão de entrada v_s como um retificador não controlado.

Dentre as topologias de conversores CA - CC controlados trifásicas, tem-se a da Figura 2.7, um retificador boost bidirecional a três fios, que é a estrutura utilizada neste trabalho. Contém seis interruptores de potência, e assim como no caso monofásico, a tensão de saída no barramento CC é maior do que o valor máximo da tensão de entrada. A distorção harmônica é reduzida através de técnicas para controle da corrente de entrada.

FIGURA 2.7 - RETIFICADOR BOOST BIDIRECIONAL A TRÊS FIOS



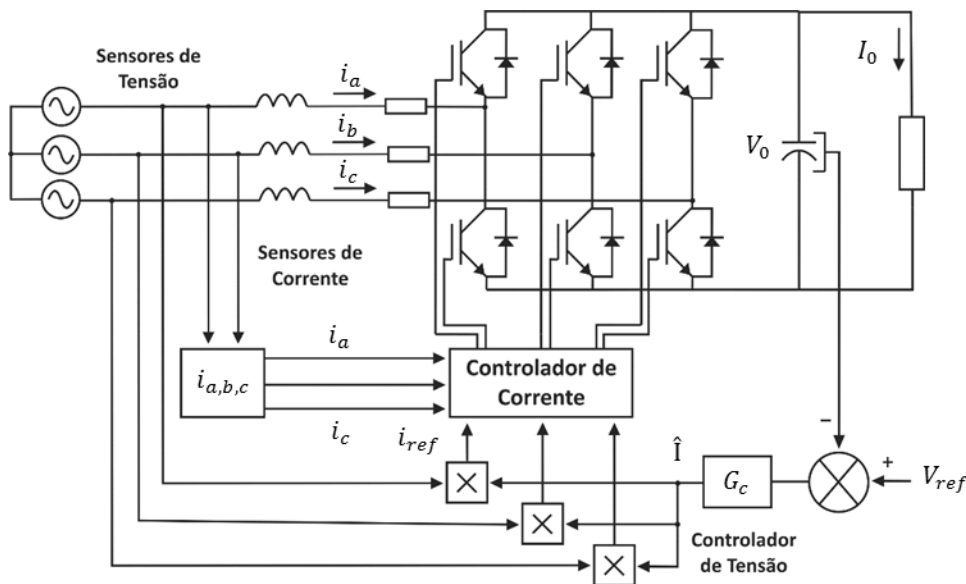
2.2.1.1 FUNCIONAMENTO DO CONTROLE EM CONVERSORES CA - CC CONTROLADOS

A Figura 2.8 ilustra a operação de um retificador controlado trifásico. O controle inclui o controlador da tensão, geralmente um controlador PI (Proporcional e Integral), que estabelece a quantidade de energia necessária para manter a tensão do barramento CC constante, em um valor desejado. Este valor deve ser elevado o suficiente para manter os diodos do conversor bloqueados. O valor do barramento CC é medido e comparado com a referência V_{ref} , e o sinal de erro gerado por essa

comparação é utilizado para ativar e desativar as chaves. Dessa forma a energia pode fluir da fonte CA para o barramento CC e vice-versa (Rodríguez, 2005).

Quando a corrente I_0 na carga é positiva (operação como retificador), o capacitor é descarregado, o sinal de erro se torna positivo, e o bloco de controle retira energia da fonte de alimentação gerando o sinal PWM adequado para as seis chaves. Dessa forma a corrente flui do lado CA para o lado CC, e a tensão no capacitor é reestabelecida. Inversamente, quando I_0 se torna negativa (operação como inversor) o capacitor está sobrecarregado, o sinal de erro negativo, e através do sinal de controle para as chaves, o capacitor é descarregado.

FIGURA 2.8 - RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.



O controlador de tensão estabelece a amplitude da corrente de entrada. A saída do controlador de tensão é multiplicada por um sinal senoidal com a mesma fase e frequência da tensão de entrada, com o objetivo de obter a referência de corrente. As fases instantâneas das correntes são medidas e forçadas a seguir a referência de corrente.

O controle da corrente é feito através da medição da fase instantânea das correntes e forçando-as a seguir a corrente senoidal de referência i_{ref} . A amplitude da corrente de referência é calculada usando a seguinte expressão (Rodríguez, 2005):

$$I = G_c e = G_c (V_{ref} - V_0) \quad (2.3)$$

Onde G_c pode ser visualizado na Figura 2.8. O formato senoidal da corrente de referência é obtido multiplicando $\hat{I}$ por um seno na frequência fundamental, com o deslocamento de fase desejado. Após isto, critérios de estabilidade do sistema de controle devem ser verificados (Rodríguez, 2005).

2.3 FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA

A utilização de filtros ativos é uma alternativa ao uso de filtros passivos para a redução de harmônicas e aumento do fator de potência. Podendo atuar de três maneiras distintas. Em paralelo com a carga e a rede elétrica eliminando o conteúdo harmônico das correntes e compensando a potência reativa, os Filtros Ativos de Potência Paralelos. Em série com a carga e a rede elétrica eliminando o conteúdo harmônico das tensões, os Filtros Ativos de Potência Série. E os Filtros Ativos de Potência Série e Paralelo que é a união das duas topologias anteriores.

A utilização de filtros ativos paralelos é mais comum do que os filtros ativos série. Isso acontece devido a característica de circuitos série que devem ser projetados para suportar a corrente nominal e a corrente de curto circuito do sistema conectado a jusante do ponto de instalação do mesmo. Uma vantagem dos filtros ativos série é que eles são ideais para compensar harmônicos na forma de onda de tensão e balanceamento das fases (Vaz, 2006) (Akagi, 2005).

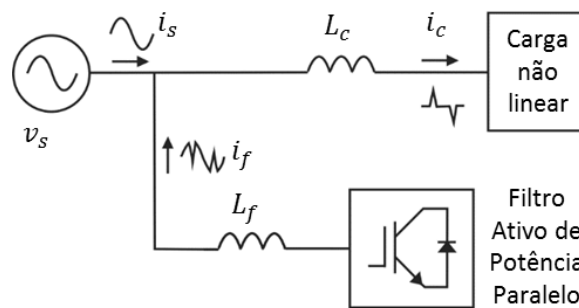
Em sistemas monofásicos e trifásicos um conversor bidirecional de corrente ou tensão pode operar como filtro ativo. Nos conversores de corrente, uma corrente contínua aparece no lado CC com comportamento não senoidal para atender os requisitos de correntes harmônicas da carga não linear. Nos conversores de tensão a tensão no barramento CC deve ser controlada para que permaneça constante, sendo capaz de fornecer a rede a corrente de compensação necessária.

2.3.1 FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS (FAPPs)

Um FAPP injeta na rede elétrica correntes de compensação de forma a cancelar correntes e/ou compensar a potência reativa drenada pela carga. A Figura 2.9 ilustra a compensação realizada por um FAPP. A corrente de uma carga

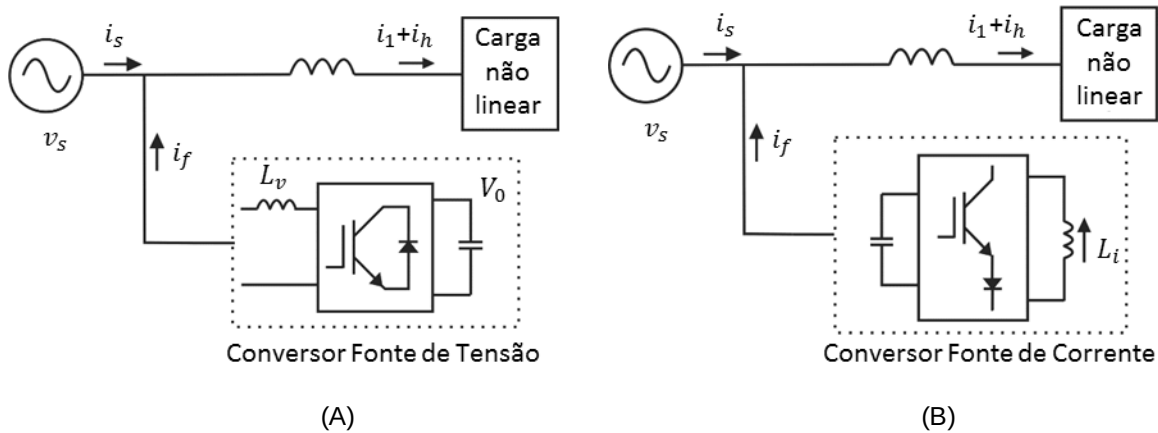
não linear é composta de duas parcelas, a componente fundamental i_1 e a componente harmônica i_h . Idealmente a fonte deveria fornecer apenas a parcela ativa de potência para a carga, sendo assim a corrente da fonte i_s deveria ser igual a componente fundamental da carga sem a parcela responsável pela potência reativa. Dessa forma o FAPP funciona como uma fonte de corrente não senoidal, fornecendo uma corrente i_f igual a soma da corrente harmônica i_h com a parcela da componente fundamental responsável pelo consumo de potência reativa.

FIGURA 2.9 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DE UM FAPP.



A Figura 2.10(a) mostra um filtro ativo paralelo que utiliza em sua parte ativa um conversor fonte de corrente, que é naturalmente uma fonte de corrente devido ao elevado valor do indutor L_i . A Figura 2.10(b) apresenta um filtro ativo paralelo com sua parte ativa composta por um conversor fonte de tensão, que mantém em seu lado CC uma tensão contínua obtida com um capacitor de elevada capacitância. Este inversor possui a característica de fonte de tensão e um indutor de acoplamento L_v é necessário para que a estrutura atue como fonte de corrente. Em ambas as configurações, i_1 representa a componente fundamental da carga, e os inversores são controlados para fornecer a corrente de compensação i_f requerida, eliminando a circulação de correntes harmônicas reativas na fonte (Ribeiro, 2003).

FIGURA 2.10 - CONVERSORES UTILIZADOS EM FILTROS ATIVOS: (A) CONVERSOR FONTE DE CORRENTE; (B) CONVERSOR FONTE DE TENSÃO.



2.3.1.1 FUNCIONAMENTO DO CONTROLE EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS

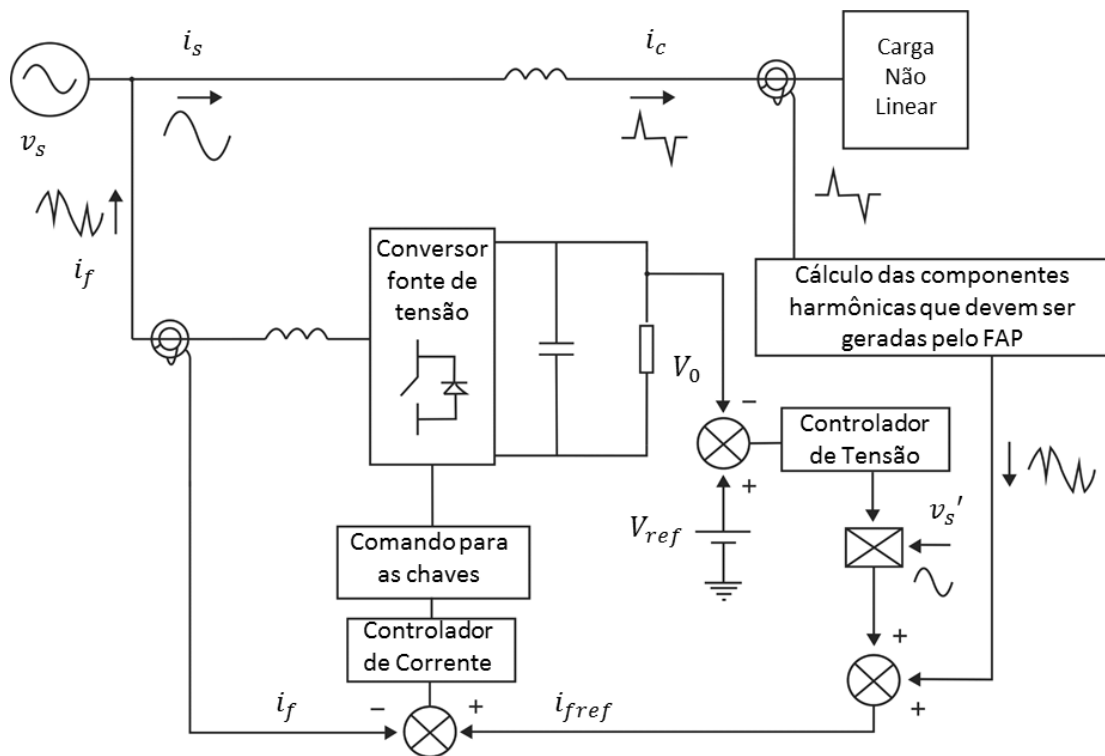
Existem basicamente duas estratégias de controle para filtro ativo paralelo. Uma baseada na detecção da corrente na carga e no filtro ativo, e outra baseada na detecção da corrente drenada da fonte.

A Figura 2.11 ilustra o circuito de controle para um filtro ativo paralelo utilizando um VSI, onde a detecção da corrente harmônica da carga e da corrente no filtro ativo é utilizada na estratégia de controle.

A tensão do barramento CC V_0 é medida e comparada com a tensão de referência V_{ref} . A diferença entre a tensão medida e a tensão de referência (erro) é aplicada a um controlador de tensão. O sinal de saída desse controlador é multiplicado por uma amostra da tensão de entrada (v_s'). O resultado desta operação é uma tensão senoidal com certa amplitude (Akagi, 2005) (Ribeiro, 2003).

Em sequência, essa tensão senoidal é somada (para compensar as perdas do filtro ativo) a uma corrente que contém as componentes harmônicas que devem ser geradas pelo filtro ativo, produzindo a corrente de referência i_{fref} . A corrente de referência i_{fref} é comparada à corrente que está sendo injetada no circuito pelo filtro ativo i_f , e o sinal resultante é aplicado a um controlador de corrente. O sinal de saída desse último controlador é utilizado para produzir os sinais de comando para as chaves do inversor (Akagi, 2005) (Ribeiro, 2003).

FIGURA 2.11 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA UM FAPP, COM MONITORAMENTO DA CORRENTE NA CARGA E NO FILTRO ATIVO.

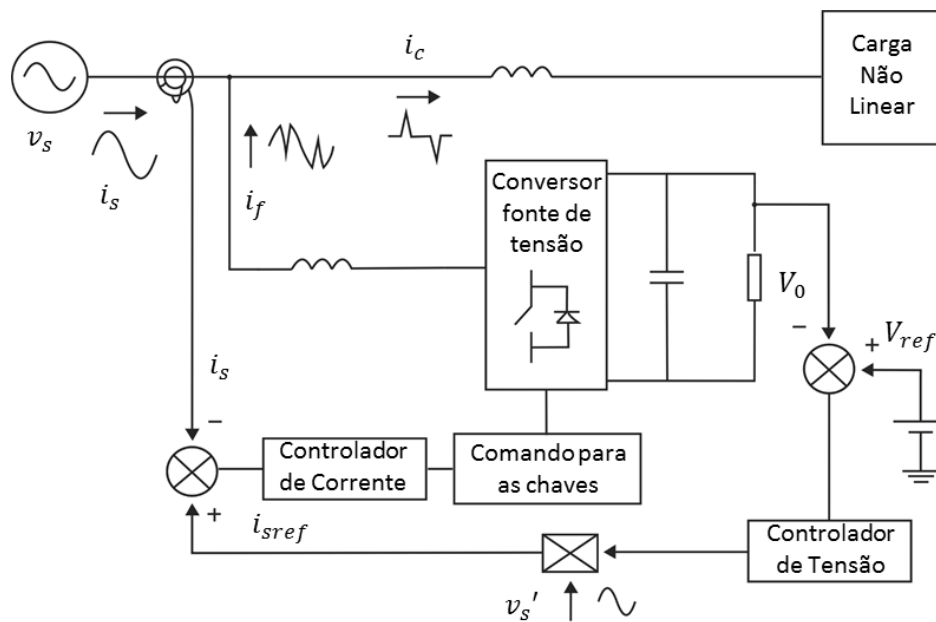


A Figura 2.12 ilustra o circuito de controle para um filtro ativo paralelo utilizando um VSI, onde apenas a detecção da corrente na fonte é utilizada na estratégia de controle.

A tensão do barramento CC V_0 é amostrada e comparada com a tensão de referência V_{ref} . A diferença entre a tensão medida e a tensão de referência (erro) é aplicada a um controlador de tensão, o sinal de saída desse controlador é multiplicado por uma amostra da tensão de entrada (v_s'), produzindo uma corrente de referência senoidal i_{sref} (Akagi, 2005)(Ribeiro, 2003).

Em sequência, a corrente de referência senoidal i_{sref} é comparada à corrente que está sendo drenada da fonte, obtendo as componentes harmônicas drenadas pela carga. O sinal resultante é aplicado a um controlador de corrente responsável por produzir os sinais de comando para as chaves do conversor (Akagi, 2005) (Ribeiro, 2003).

FIGURA 2.12 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA UM FAPP, COM MONITORAMENTO DA CORRENTE DRENADA DA FONTE.



As variações de carga são compensadas da seguinte forma. Se houver um aumento da corrente harmônica na carga ou da corrente harmônica na fonte, ocorre um aumento da corrente harmônica amostrada e consequentemente da corrente de referência gerada. Essa situação resulta em um sinal de erro maior, que ao passar pelo controlador de corrente faz com que o inversor forneça a corrente harmônica necessária.

Para uma redução da corrente harmônica na carga ou da corrente harmônica na fonte, ocorre uma redução da corrente harmônica amostrada e consequentemente da corrente de referência gerada. Essa situação resulta em um sinal de erro menor, que ao passar pelo controlador de corrente faz com que o inversor reduza a corrente harmônica fornecida ao sistema.

2.4 TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS A RETIFICADORES E FILTROS ATIVOS

O desempenho de um retificador controlado ou filtro ativo está relacionado a uma boa resposta no estado transitório e um baixo conteúdo harmônico em regime permanente do sistema de controle.

Nas técnicas de controle são utilizadas uma malha de tensão e uma malha de corrente. A malha de tensão mantém a tensão no barramento CC constante e com valor superior ao valor de pico da tensão da rede. Essa malha produz a referência de corrente junto a uma amostra da tensão da rede, atuando de forma lenta.

A malha de controle é a responsável direta por compensar as harmônicas de corrente drenadas da rede, por meio do chaveamento do retificador, devendo atuar de forma rápida para que a impedância vista pela fonte seja resistiva.

Os controladores de corrente podem ser divididos em algumas categorias, os controladores lineares (estacionários e síncronos), por histerese e preditivos. Os controladores lineares possuem frequência de chaveamento constante e espectro harmônico bem definido, mas sua resposta dinâmica é inferior aos controladores por histerese e preditivos, que apresentam uma frequência de chaveamento variável (Lock, 2011) (Altuna, 2002).

Dentre os controladores lineares estão o PI estacionário e o síncrono. Os controladores de corrente PI estacionário utilizam três controladores PI para gerar as três referências de tensão a serem comparadas com a portadora triangular do modulador PWM. Os sinais gerados pelo PI são comparados com o sinal da portadora, gerando os sinais para as chaves do inversor serem ativadas/desativadas (Altuna, 2002) (Lock, 2011).

O controlador integral reduz os erros em baixa frequência, enquanto o proporcional está associado à amplitude da ondulação. A inclinação máxima dos sinais de comando para as chaves não deve ser maior do que a inclinação da portadora triangular, para que não ocorra sobremodulação. Neste método, a ondulação da corrente pode causar cruzamentos indesejados na portadora gerando um sinal incorreto para as chaves. Devido a isso, o seu desempenho só é satisfatório se os harmônicos significativos dos sinais de comando para as chaves, estiverem em uma frequência bem menor do que a frequência da portadora triangular (menor do que 10 vezes). A principal desvantagem deste método é o erro de amplitude e fase entre as correntes de referência e as correntes reais. Para corrigir isso, devem ser usados circuitos PLL (*Phase-Locked Loop*) (Lock, 2011) (Altuna, 2002), ou podem ser utilizados controladores PI síncronos que não apresentam erros de amplitude e fase entre as correntes de referência e as correntes reais.

Os esquemas de controle por histerese, são baseados em uma malha de realimentação não linear com comparadores em dois níveis. Os sinais de chaveamento são produzidos quando o erro excede uma determinada tolerância. Entre as vantagens de um controlador por histerese está a simplicidade, independência dos parâmetros da carga e a ausência de erros de rastreamento. A frequência de chaveamento depende dos parâmetros da carga e da tensão CA, o que se torna uma desvantagem (Altuna, 2002) (Lock, 2011).

Nos controladores preditivos, o erro da corrente é estimado no início de cada período de amostragem, baseado no modelo da carga controlada e no erro atual. De acordo com essas informações, o controlador gera o sinal PWM adequado, de forma a minimizar o erro da corrente nesse intervalo.

Neste capítulo foi realizada uma breve abordagem sobre regulamentações existentes quanto a emissão de correntes harmônicas, conversores CA - CC com ênfase para o conversor do tipo boost, e sobre filtros ativos de potência paralelo, com o objetivo de situar o tema a ser abordado neste trabalho.

.

3 REVISÃO DE LITERATURA

3 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo serão apresentados alguns métodos de controle utilizados para a compensação de potência reativa e harmônica e a técnica de controle por ciclo que será o método utilizado neste trabalho.

3.1 MÉTODOS DE OBTENÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA DO FILTRO

Entre os métodos utilizados para a compensação de potência reativa e harmônica pode-se citar: método baseado na teoria de potência ativa e reativa instantânea (método p-q), método baseado na teoria de potência ativa e reativa instantânea estendida (método p-q-e), método baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF – *Synchronous Reference Frame Method*) e o método das correntes instantâneas ativa e reativa (método i_d - i_q).

3.1.1 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO PELA TEORIA DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEA - MÉTODO P-Q

A compensação baseada no método p-q, proposto por Akagi et al. (1983), utiliza a transformação do sistema tradicional abc para o sistema $\alpha\beta 0$, transformação de Clarke, descrita em (3.1), para a obtenção das potências ativa, reativa e harmônica. A transformação inversa é feita através de (3.2).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Onde,

x_α, x_β e x_0 representam a tensão ou corrente no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$;

x_a, x_b e x_c representam a tensão ou corrente no sistema de coordenadas abc .

A partir das tensões trifásicas e das correntes de linha, determina-se a potência ativa instantânea como produto escalar entre tensão e corrente:

$$p(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0. \quad (3.3)$$

Onde,

$v_\alpha, v_\beta, v_0, i_\alpha, i_\beta$ e i_0 são as tensões e correntes respectivamente nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

Sendo a potência instantânea imaginária q como a potência existente em um eixo perpendicular ao das coordenadas $\alpha\beta$, definida como produto vetorial entre as tensões e correntes em eixos diferentes e perpendiculares, isto é, o produto vetorial entre tensão e corrente, sendo dada por:

$$\vec{q}(t) = v_{\alpha\beta 0} \times i_{\alpha\beta 0}. \quad (3.4)$$

Para o caso de não existir componentes de sequência zero, sabendo-se que estas componentes passam a existir caso o sistema apresente fio neutro e a carga apresente desequilíbrios,

$$|q(t)| = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha. \quad (3.5)$$

As equações (3.3) e (3.5), considerando a potência de sequência zero nula, podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Invertendo a matriz em (3.6), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

A potência ativa instantânea pode ser dividida em uma parcela média p_m que corresponde à potência útil do sistema, e uma parcela harmônica p_h que deve ser eliminada, ou seja:

$$p(t) = p_m + p_h. \quad (3.8)$$

De forma similar, a potência reativa instantânea pode ser dividida em uma parcela média q_m , que corresponde a potência reativa produzida pela carga, e uma parcela harmônica q_h , sendo assim,

$$q(t) = q_m + q_h. \quad (3.9)$$

Para que haja a compensação das parcelas harmônicas e reativa de potência (q_h , p_h e q_m), o filtro deve gerar as correntes de compensação conforme (3.10):

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Atráves de transformações inversas, as respectivas correntes de compensação no eixo de referência abc são obtidas:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Sendo i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} as correntes de compensação das fases a, b e c, respectivamente.

3.1.2 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO PELA TEORIA DE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA INSTANTÂNEA ESTENDIDA - MÉTODO P-Q-E

A teoria da potência instantânea estendida ($p-q-e$) é uma extensão da teoria apresentada por Akagi et al. (1983), onde as componentes de tensão e corrente de sequência zero são consideradas nos cálculos, utilizada inicialmente por Lima e Greenhalgh (1993). Utiliza a transformação do sistema tradicional abc para o sistema $\alpha\beta 0$, transformação de Clarke, descrita em (3.1).

A partir das tensões trifásicas e das correntes de linha, determina-se a potência ativa instantânea como produto escalar e a potência reativa instantânea como o produto vetorial entre tensão e corrente:

$$p(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0. \quad (3.12)$$

$$\vec{q}(t) = q_0 + q_\alpha + q_\beta. \quad (3.13)$$

onde,

$v_\alpha, v_\beta, v_0, i_\alpha, i_\beta$ e i_0 são as tensões e correntes respectivamente nas coordenadas $\alpha\beta 0$. q_0, q_α, q_β são as componentes de potência reativa instantânea nos eixos 0, α e β , sendo dadas por:

$$q_0 = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha. \quad (3.14)$$

$$q_\alpha = v_\beta i_0 - v_0 i_\beta. \quad (3.15)$$

$$q_\beta = v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0. \quad (3.16)$$

A partir das expressões (3.12), (3.14), (3.15) e (3.16), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & v_0 & v_\beta \\ v_0 & 0 & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

A dependência linear entre os componentes do vetor de potência instantânea reativa faz com que apenas duas componentes deste vetor defina o comportamento da potência imaginária $\vec{q}$. Assim utilizando p , q_0 e q_α e invertendo (3.11), as correntes de compensação no eixo $\alpha\beta 0$ são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\beta(v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha v_\beta & -(v_\beta^2 + v_0^2) & -v_0 v_\alpha \\ v_\beta^2 & v_\alpha v_\beta & -v_0 v_\beta \\ v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha & (v_\beta^2 + v_\alpha^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q_0 \\ -q_\alpha \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Considerando o caso em que a fonte de tensão não possui componente de sequência zero, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_\beta \\ 0 & 0 & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Invertendo (3.19), as correntes de compensação no eixo $\alpha\beta 0$ são dadas por:

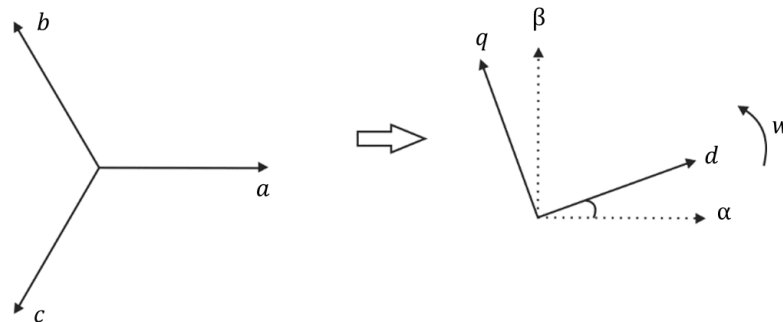
$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta & 0 \\ v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_\beta \\ 0 & 0 & \frac{v_\alpha^2 + v_\beta^2}{v_\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q_0 \\ -q_\alpha \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Atráves de transformações inversas, utilizando a transformação de Clarke, as respectivas correntes de compensação no eixo de referência abc são obtidas.

3.1.3 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO BASEADA NO SISTEMA DE EIXOS DE REFERÊNCIA SÍNCRONA - MÉTODO SRF

Na compensação baseada o sistema de eixo de referência síncrona (SRF – *Synchronous Reference Frame Method*) utilizada por Divan e Bhattacharya (1995), as grandezas nas coordenadas $a-b-c$ são transformadas para um referencial síncrono $d-q$, conforme ilustra a Figura 3.1.

FIGURA 3.1 - TRANSFORMAÇÃO DO SISTEMA DE COORDENADAS A-B-C PARA O SISTEMA D-Q.



Na estratégia de compensação SRF inicialmente o sistema trifásico estacionário $a-b-c$ é convertido para o sistema $\alpha-\beta$ através da transformada de Clarke. A seguir o sistema $\alpha-\beta$ é posto na mesma velocidade dos eixos $d-q$ utilizando a

transformação de Park que é dada por (3.20) e (3.21). O resultado é a obtenção de um sistema de referência síncrona composto pelo eixo direto d , o eixo em quadratura q e a componente homopolar (componente de sequência zero).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

onde:

x_d e x_q representam as componentes de tensão ou corrente no sistema de coordenada dq . E x_α e x_β representam as componentes de tensão ou corrente no sistema de coordenada $\alpha\beta$.

As componentes fundamentais de corrente nos eixos estaconários abc são transformados em grandezas contínuas em eixos síncronos denominados dq que giram em velocidade síncrona em relação aos eixos. Os termos correnpondentes as harmônicas de corrente nos eixos dq , possuem frequências diferentes da fundamental, e são representados por formas de onda alternadas com velocidade/frequência angular diferente da síncrona. Para o cálculo da tranfromada de Park, o ângulo θ é obtido da rede através de um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*), que identifica a passagem por zero das tensões/correntes da rede.

Após a transformada de Park, as componentes das correntes na frequência fundamental são grandezas contínuas e os harmônicos transformados em grandezas oscilantes que podem ser extraídos usando respectivamente filtros passa baixas e filtros passa altas. As componentes de corrente obtidas na saída do filtro passa baixas correspondem as componentes contínuas no eixo síncrono dq e contém as parcelas de corrente ativa, x_{dc} , e reativa, x_{qc} , da carga na frequência fundamental. Ao subtrair de x_d e x_q as componentes contínuas, obtém-se as componentes harmônicas de corrente ativa x_{dh} e corrente reativa x_{qh} .

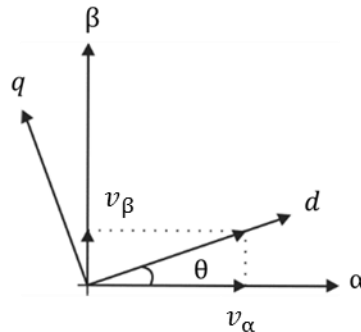
3.1.4 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO BASEADA NO MÉTODO DAS CORRENTES INSTANTÂNEAS ATIVA E REATIVA - MÉTODO i_d-i_q

O método i_d-i_q , proposto por Marques, Soares e Verdelho (1997), é similar ao método dq , diferindo que no primeiro caso, as coordenadas $\cos\theta$ e $\sin\theta$ são obtidas por meio de um circuito PLL, enquanto no método i_d-i_q estes valores são obtidos diretamente do eixo de referência $\alpha\beta$ como ilustra a Figura 3.2, sendo $\cos\theta$ e $\sin\theta$ dados por (3.22) e (3.23).

$$\cos\theta = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (3.22)$$

$$\sin\theta = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (3.23)$$

FIGURA 3.2 - OBTENÇÃO DAS COORDENADAS $\cos\theta$ E $\sin\theta$ ATRAVÉS DO EIXO DE REFERÊNCIA $\alpha\beta$.



O método i_d-i_q se torna independente da frequência da rede já que não utiliza um circuito de sincronismo, tal como um circuito PLL, por outro lado, $\cos\theta$ e $\sin\theta$ se tornam sensíveis aos harmônicos e desequilíbrios das tensões de alimentação.

3.2 ONE CYCLE CONTROL - OCC

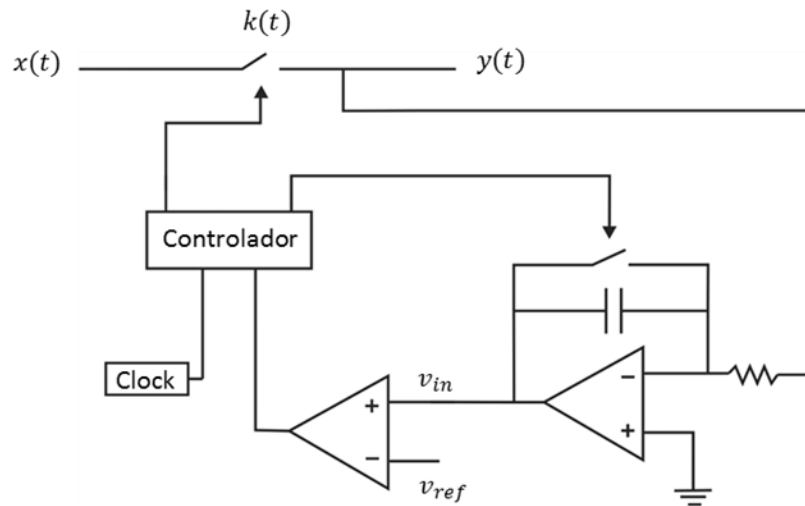
O controle por ciclo é uma técnica generalista e que pode ser adaptada pra controle com PWM (*Pulse Width Modulation*) em conversores para controle de tensão ou corrente. Em apenas um ciclo de chaveamento, o valor médio de uma variável,

tensão ou corrente, pode alcançar o regime permanente após um transitório. Apresenta rápida resposta transitória, excelente rejeição a perturbações da fonte e correção automática do erro de chaveamento (Smedley; Cuk, 1995) (Quiao; Smedley, 2003) (Lock, 2011).

A estrutura do controle por ciclo está ilustrada na Figura 3.3 e será explicada a seguir. Uma chave em um conversor, opera de acordo com a função $k(t)$ na frequência $f_s = 1/T_s$,

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{ON} \\ 0 & T_{ON} < t < T_s \end{cases} \quad (3.24)$$

FIGURA 3.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO OCC.



Em cada ciclo a chave permanece ativa durante o tempo T_{ON} e desativa durante o tempo T_{OFF} , onde $T_{ON} + T_{OFF} = T_s$. O ciclo ativo $d = \frac{T_{ON}}{T_s}$ é modulado por um controle analógico de referência $v_{ref}(t)$. O sinal de entrada $x(t)$ é transferido para a saída formando a variável $y(t)$. A frequência e a largura de pulso da variável de saída $y(t)$ é a mesma da função da chave $k(t)$, e (Smedley; Cuk, 1995):

$$y(t) = x(t) * k(t). \quad (3.25)$$

Supondo que a frequência de chaveamento f_s seja muito maior do que a frequência do sinal de entrada $x(t)$ ou da referência de controle v_{ref} , então o sinal efetivo na saída (o valor médio da variável de saída $y(t)$) é:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \approx x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} 1 dt = x(t)d(t). \quad (3.26)$$

A variável $y(t)$ na saída é o produto do sinal de entrada $x(t)$ pelo ciclo ativo $d(t)$.

Se o ciclo ativo da chave é modulado de forma que a integração da variável $x(t)$ é exatamente igual à integração da referência de controle em cada ciclo, então o valor médio da variável de saída $y(t)$ é exatamente igual à referência de controle em cada ciclo, já que o período de chaveamento é constante. No controle por ciclo, o sinal efetivo de saída da chave é:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ref}(t) dt = v_{ref}(t). \quad (3.27)$$

A chave $k(t)$ responsável por enviar o sinal de entrada $x(t)$ à saída $y(t)$, rejeita completamente o sinal de entrada e passa a seguir a referência de controle. O componente principal da técnica de controle por ciclo é o integrador e o reset. A integração começa no momento em que a chave é ativada pelo pulso de frequência constante. O valor da integração,

$$v_{in} = k \int_0^t x(t) dt, \quad (3.28)$$

É comparado com a referência de controle v_{ref} , quando o valor de v_{in} atinge o valor de referência v_{ref} , o controle envia um comando para a chave para mudar seu estado de ativo para desativo e leva o valor de saída do integrador a zero. O ciclo útil $d = \frac{T_{ON}}{T_s}$ é determinado pela seguinte equação:

$$k \int_0^{dT_s} x(t) dt = v_{ref}(t). \quad (3.29)$$

Desde que o período de chaveamento T_s e $\frac{1}{kT_s}$, são constantes, o valor médio da variável de saída $y(t)$ em cada ciclo é:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} x(t) dt = \frac{v_{ref}(t)}{kT_s}. \quad (3.30)$$

Qualquer sinal físico ou sinal de chaveamento pode ser controlado por ciclo. Na análise acima foi assumido que as chaves dos conversores são ideais. Chaves reais possuem tempo de chaveamento e queda de tensão quando estão conduzindo. Com o Controle por Ciclo, os erros de chaveamento são automaticamente corrigidos (Smedley; Cuk, 1995). No controle por um ciclo existem duas técnicas principais, o OCC bipolar e o OCC vetorial (Chen; Smedley, 2007).

No OCC vetorial, um período é dividido em seis regiões de acordo com o cruzamento por zero de cada uma das tensões de fase, como mostra a Figura 3.4. Em cada um desses períodos, devido ao modo de funcionamento de um retificador trifásico, algumas das chaves não são utilizadas (Chen; Smedley, 2007).

A Figura 3.5 mostra um retificador PWM trifásico. Em cada região, as chaves cuja fase é oposta as outras duas fases, são mantidas ativa e desativa respectivamente, durante toda a região. Por exemplo, para a região I ($0^\circ - 60^\circ$), a chave S_{bp} é mantida ativada e S_{bn} desativada durante toda da região. Para a região I, o circuito equivalente de um retificador PWM trifásico (Figura 3.5), fica equivalente ao circuito da Figura 3.6. Isto é feito com o intuito de reduzir perdas nas chaves (Chen; Smedley, 2007) (Lock, 2011).

FIGURA 3.4 - DIVISÃO DE UM PERÍODO EM SEIS REGIÕES.

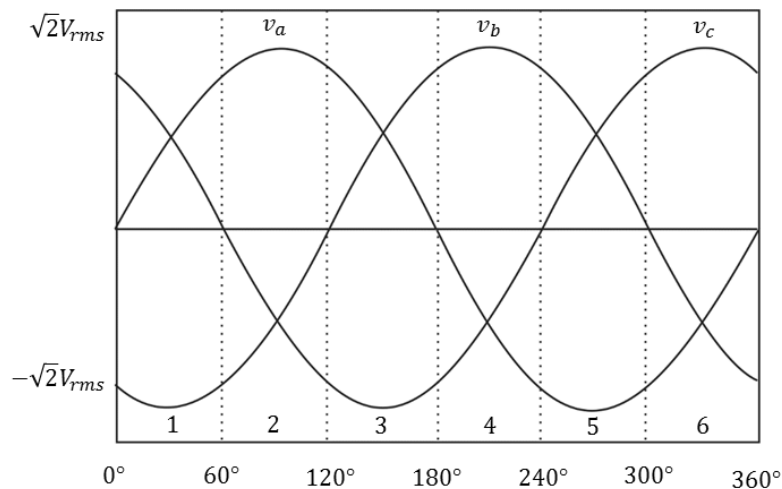


FIGURA 3.5 - RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

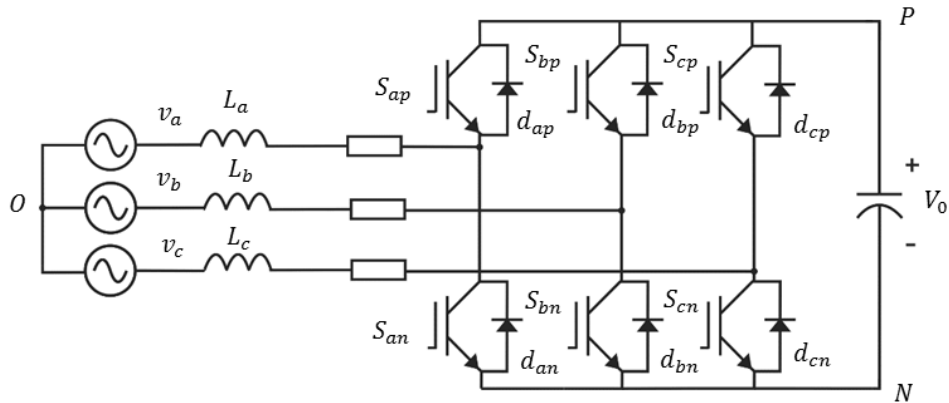
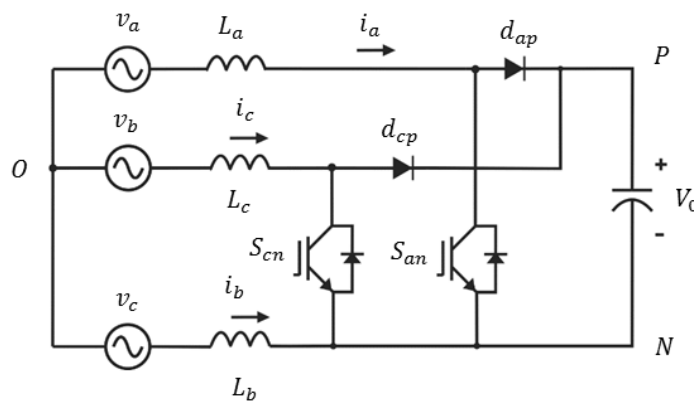
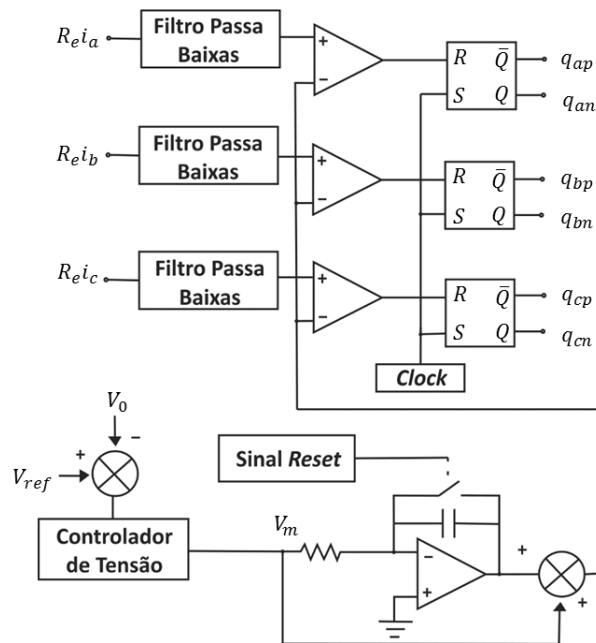


FIGURA 3.6 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A REGIÃO I NO OCC VETORIAL.



A Figura 3.7 apresenta o OCC bipolar. Cada uma das fases é controlada de forma independente, sendo necessário um *flip flop* e um filtro passa baixas (LPF) por fase. A variável R_e é o resistor equivalente do sensor de corrente e i_a , i_b e i_c são as correntes nas fases a, b e c. A portadora é gerada por meio de um integrador com *reset*, onde o controlador de tensão determina a amplitude da portadora. O valor da resistência do sensor de corrente R_e vezes a corrente em cada fase, i_a , i_b e i_c , é comparado com a portadora, gerando os sinais para o *flip flop*. O *flip flop* RS muda a saída Q para nível lógico 1 se a entrada R (*reset*) estiver em 0 e a entrada S (*set*) estiver em 1, e muda a saída Q para nível lógico 0 se a entrada R estiver em 1 e a entrada S em 0. O sinal $\bar{Q}$ é utilizado como reset para o integrador. A frequência é determinada pelo *clock* e d_{ap} , d_{an} , d_{bp} , d_{bn} , d_{cp} e d_{cn} representam os sinais a serem enviados para as chaves do conversor (Quiao; Smedley, 2003).

FIGURA 3.7 - ESTRUTURA DO OCC BIPOLAR.



Smedley et al. (2001) propôs um método de controle baseado no OCC para um filtro ativo monofásico de potência paralelo. Um circuito analógico tendo como núcleo um integrador com *reset*, similar à estrutura apresentada na Figura 3.7, sendo responsável por gerar uma portadora do tipo dente de serra e controlar a largura de pulso fornecida as chaves de um conversor CA-CC, de tal forma que a corrente drenada pelo conversor seja oposta e equivalente (complementar) à corrente reativa e harmônica drenada por cargas não lineares. Diferentemente de outros métodos, não há necessidade de gerar uma corrente de referência para o controle da corrente no conversor e isso implica que também não seja necessário sensores de tensão na rede. Apenas dois sensores de corrente na saída da fonte de tensão da rede e um sensor de tensão no capacitor do barramento CC são utilizados. Os resultados experimentais foram obtidos para um circuito monofásico.

Em Chen e Smedley (2003) é feita uma avaliação do estado estacionário e dinâmico do OCC vetorial em um filtro ativo trifásico de potência paralelo. Em Qiao e Smedley (2003) é descrito um retificador controlado trifásico utilizando a técnica OCC, com operação bipolar, e em Chen e Smedley (2007) com operação bipolar e vetorial. Smedley e Jim (2006) descreve a implementação de um filtro ativo paralelo trifásico utilizando o OCC, fazendo uma análise do método com carga e tensão

desbalanceada. Sendo os quatro experimentos realizados por meio de uma implementação analógica com o controlador similar ao utilizado em Smedley et al. (2001), descrito anteriormente.

Em Bento (2009) foi proposta uma estratégia de controle utilizando o OCC vetorial para um retificador controlado *boost* trifásico, apresentando resultados experimentais com uma implementação analógica do controlador, no qual utilizou-se PWM simétrico por meio de uma portadora do tipo triangular, diferentemente do trabalho desenvolvido por Smedley et al. (2001), que utilizou o PWM assimétrico por meio de uma portadora do tipo dente de serra. Neste caso, as transições de subida ou descida das tensões nas chaves ocorrem de forma simultânea o que provoca um elevado conteúdo harmônico em relação ao PWM simétrico. Em implementações analógicas, a velocidade de *reset* dos integradores para gerar a portadora do tipo dente de serra é limitada devido a resposta à variação de tensão em um amplificador operacional (*slew rate*) ser limitada, o que gera um problema relacionado ao uso do PWM assimétrico.

Neste trabalho será apresentado um controlador baseado no OCC bipolar aplicado a um filtro ativo de potência paralelo, diferindo no uso de um compensador avanço atraso em substituição ao filtro passa baixa utilizado nos trabalhos citados, baseado no trabalho desenvolvido por Lock (2011).

Neste capítulo foram apresentados métodos utilizados para compensação de potência reativa e harmônica, em filtros ativos e retificadores controlados. Os conceitos e o funcionamento do controle por ciclo, bem como alguns trabalhos desenvolvidos utilizando esse método. O método de controle por ciclo mostrou-se mais simples em relação aos demais, nos quais para obtenção da corrente de referência normalmente utilizam equações para o controle transformações algébricas e não apresentam facilidade ao trabalhar com cargas desbalanceadas.

4 OCC BIPOLAR APLICADO A UM FAPP TRIFÁSICO

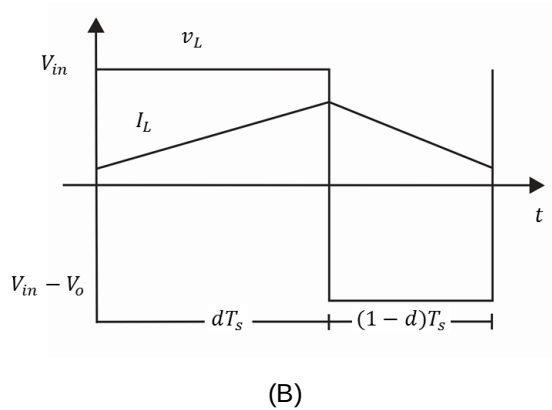
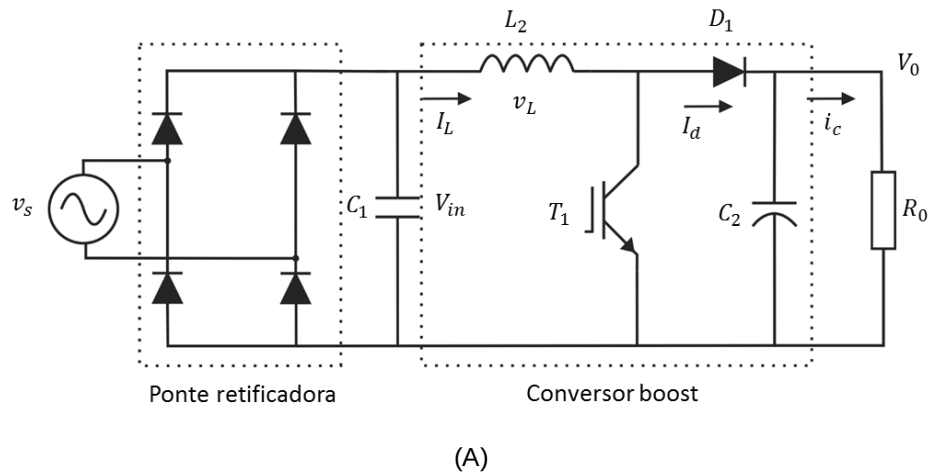
4 OCC BIPOLAR APLICADO A UM RETIFICADOR CONTROLADO E A UM FAPP TRIFÁSICO

Neste capítulo será feita uma revisão sobre retificador controlado do tipo *boost* mostrando a seguir como a técnica OCC pode ser utilizada em um retificador controlado e um FAPP, sendo o retificador controlado parte integrante do FAPP, responsável por gerar as correntes de compensação a serem injetadas na rede.

4.1 RETIFICADOR CONTROLADO BOOST

O circuito da Figura 4.1(a), com a respectiva forma de onda da tensão e corrente no indutor representada na Figura 4.1(b), apresenta um retificador controlado do tipo *boost*. Possui um ciclo de trabalho d e opera no modo de condução contínua.

FIGURA 4.1 - (A) RETIFICADOR CONTROLADO BOOST MONOFÁSICO; (B) FORMAS DE ONDA PARA TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR.



A primeira etapa inicia quando a chave T_1 é fechada no instante $t = 0$. O diodo D_1 é polarizado reversamente. A corrente de entrada flui através do indutor L_2 e da chave T_1 . A corrente na chave é igual a corrente no indutor L_2 e a corrente no diodo é zero ($I_d = 0$). A tensão no indutor e a corrente no capacitor são dadas por:

$$v_L = V_{in}. \quad (4.1)$$

Ainda,

$$i_c = -\frac{V_0}{R}. \quad (4.2)$$

Na segunda etapa quando a chave T_1 é aberta, o diodo D_1 entra em condução e a energia armazenada no indutor é transferida para a carga. A corrente irá fluir por L_2 , D_1 , C_2 e pela carga. A corrente da chave T_1 é nula e a corrente no diodo é igual a corrente no indutor $I_d = I_L$. A corrente no indutor é reduzida até que a chave entre em condução novamente. A tensão no indutor e a corrente no capacitor são dadas por:

$$v_L = V_{in} - V_0. \quad (4.3)$$

Também,

$$i_c = I_L - \frac{V_0}{R}. \quad (4.4)$$

Considerando a ondulação da corrente no indutor nulo, a componente CC da tensão no indutor é dada pelo seu valor médio:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = dT_s V_{in} + (1-d)T_s(V_{in} - V_0) = 0. \quad (4.5)$$

$$V_{in} = (1-d)(V_0) = d_{off} V_0. \quad (4.6)$$

onde, $d_{off} = 1 - d$, e d é o ciclo útil, V_{in} é o valor médio da tensão de entrada, e V_0 o valor médio da tensão de saída. Como o valor médio da corrente de entrada é igual ao valor médio da corrente no indutor, $I_{in} = I_L$, a expressão (4.6) pode ser escrita como:

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{d_{off} V_0}{I_L}. \quad (4.7)$$

Para que a carga vista pela fonte seja equivalente a uma resistência R_e :

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = R_e = \frac{d_{off} V_0}{I_L}. \quad (4.8)$$

$$d_{off} = \frac{R_e I_{in}}{V_0}. \quad (4.9)$$

$$1 - d = \frac{R_e I_{in}}{V_0}. \quad (4.10)$$

A equação (4.9) significa que o sinal de entrada do modulador PWM, utilizado na geração do ciclo ativo d deve ser proporcional à corrente de entrada no indutor.

Em um retificador controlado e nos filtros ativos de potência a tensão de saída precisa ser mantida constante e a resistência R_e precisa ser ajustada de acordo com a carga e a tensão de entrada, como mostra (4.8).

4.2 OCC BIPOLAR APLICADO A UM RETIFICADOR CONTROLADO BOOST E A UM FAPP

Sendo o valor médio da tensão no indutor nulo, com V_{in} inicialmente positivo para a Figura 4.1(a):

$$dT_s V_{in} + (1 - d)T_s(V_{in} - V_0) = 0. \quad (4.11)$$

$$V_{in} = (1 - d)V_0 = d_{off} V_0. \quad (4.12)$$

Para V_{in} negativo, a tensão no indutor permanece inalterada. Substituindo (4.7) em (4.12),

$$I_{in} = \frac{V_0}{R_e}(1 - d). \quad (4.13)$$

A equação (4.13) indica que ao utilizar a técnica OCC pode-se comparar a corrente de entrada I_{in} , com a tensão controlada de saída multiplicada por uma onda dente de serra, inversamente proporcional à resistência de entrada R_e .

A Figura 4.2(a) ilustra o circuito equivalente para um retificador controlado trifásico, com o modelo do valor médio na Figura 4.2(b). As considerações feitas a seguir são baseadas no trabalho de Quiao e Smedley (2003). Considera-se as chaves em cada braço operando de forma complementar, o sistema trifásico é simétrico e a frequência de chaveamento muito maior do que a frequência da rede. As tensões médias com relação ao ponto N são dadas por:

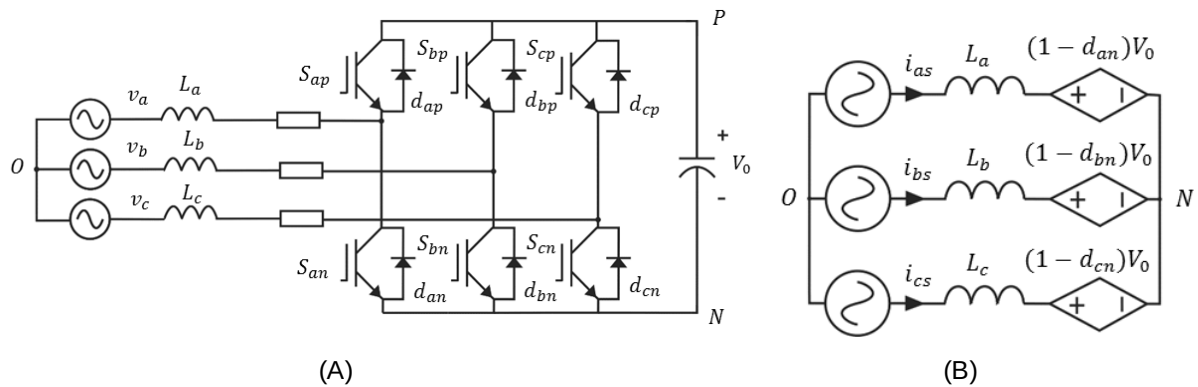
$$\begin{cases} v_{AN} = (1 - d_{an})V_0 \\ v_{BN} = (1 - d_{bn})V_0, \\ v_{CN} = (1 - d_{cn})V_0 \end{cases} \quad (4.14)$$

Onde v representa o valor médio da tensão e d_{an} , d_{bn} , d_{cn} são os ciclos ativos das chaves inferiores conectadas as fases a, b e c. O valor médio da tensão de cada fase com relação ao ponto neutro da rede, desprezando a resistência do indutor, é dada por:

$$\begin{cases} \dot{v}_{A0} = \dot{v}_a - j\omega L i_a \\ \dot{v}_{B0} = \dot{v}_b - j\omega L i_b. \\ \dot{v}_{C0} = \dot{v}_c - j\omega L i_b \end{cases} \quad (4.15)$$

Sendo ω a frequência da rede, $\dot{v}_a$, $\dot{v}_b$ e $\dot{v}_c$ os fasores das tensões da rede i_a , i_b e i_c os fasores das correntes nos indutores.

FIGURA 4.2 - (A) RETIFICADOR CONTROLADO TRIFÁSICO; (B) MODELO PARA O CIRCUITO DA FIGURA (A).



Como a frequência de chaveamento é bastante elevada em relação a frequência da rede, e a indutância L é baixa, as tensões nos indutores são muito menores do que as tensões da rede e podem ser desprezadas. Portanto,

$$\begin{cases} \dot{v}_{A0} \approx \dot{v}_a \\ \dot{v}_{B0} \approx \dot{v}_b \\ \dot{v}_{C0} \approx \dot{v}_c \end{cases} \quad (4.16)$$

Logo,

$$\begin{cases} v_{A0} \approx v_a \approx \sqrt{2}V_i \sin(\omega t) \\ v_{B0} \approx v_b \approx \sqrt{2}V_i \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_{C0} \approx v_c \approx \sqrt{2}V_i \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.17)$$

Sendo V_i o valor eficaz da tensão de entrada. Para um sistema trifásico balanceado,

$$v_a + v_b + v_c = 0. \quad (4.18)$$

$$v_{A0} + v_{B0} + v_{C0} = 0. \quad (4.19)$$

Assim,

$$\begin{cases} v_{A0} = v_{AN} + v_{N0} \\ v_{B0} = v_{BN} + v_{N0} \\ v_{C0} = v_{CN} + v_{N0} \end{cases} \quad (4.20)$$

Combinando (4.19) e (4.20), obtém-se:

$$v_{N0} = -\frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}). \quad (4.21)$$

Substituindo (4.21) em (4.20), e utilizando (4.16), obtém-se:

$$\begin{cases} v_{A0} = v_{AN} - \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \approx v_a \\ v_{B0} = v_{BN} - \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \approx v_b \\ v_{C0} = v_{CN} - \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \approx v_c \end{cases} \quad (4.22)$$

Simplificando a expressão (4.22):

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

A combinação de (4.23) com (4.14) resulta na relação entre os ciclos ativos d_{an} , d_{bn} , d_{cn} e as tensões de linha v_a , v_b , v_c .

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_0} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

A equação (4.24) não tem uma solução única, uma das possíveis soluções é:

$$\begin{cases} d_{an} = K_1 + \frac{K_2 v_a}{V_0} \\ d_{bn} = K_1 + \frac{K_2 v_b}{V_0} \\ d_{cn} = K_1 + \frac{K_2 v_c}{V_0} \end{cases} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.25) em (4.24), resulta em $K_2 = -1$, e K_1 pode assumir qualquer valor. Como o ciclo ativo é menor do que 1 e maior do que 0:

$$0 \leq d_{an} = K_1 - \frac{v_a}{V_0} \leq 1. \quad (4.26)$$

$$\frac{v_a}{V_0} \leq K_1 \leq 1 + \frac{v_a}{V_0}. \quad (4.27)$$

A equação (4.24) pode ser escrita como:

$$\begin{cases} \frac{v_a}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{an}}{K_1} \\ \frac{v_b}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{bn}}{K_1} \\ \frac{v_c}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{cn}}{K_1} \end{cases} \quad (4.28)$$

Quando um retificador controlado ou FAPP está sendo utilizado, o fator de potência deve ser unitário e as correntes das três fases devem seguir as respectivas tensões senoidais. Portanto, a impedância R_e , vista pela fonte, deve ser resistiva:

$$\begin{cases} v_a = R_e i_a \\ v_b = R_e i_b \\ v_c = R_e i_c \end{cases} \quad (4.29)$$

Combinando a equação (4.28) com (4.29):

$$\begin{cases} \frac{R_e i_a}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{an}}{K_1} \\ \frac{R_e i_b}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{bn}}{K_1} \\ \frac{R_e i_c}{V_0 K_1} = 1 - \frac{d_{cn}}{K_1} \end{cases} \quad (4.30)$$

$$\begin{cases} R_e i_a = V_m - V_m \frac{d_{an}}{K_1} \\ R_e i_b = V_m - V_m \frac{d_{bn}}{K_1} \\ R_e i_c = V_m - V_m \frac{d_{cn}}{K_1} \end{cases} \quad (4.31)$$

Onde R_e é um valor que representa uma resistência e V_m é a saída do controlador de tensão, dada por:

$$V_m = V_0 K_1. \quad (4.32)$$

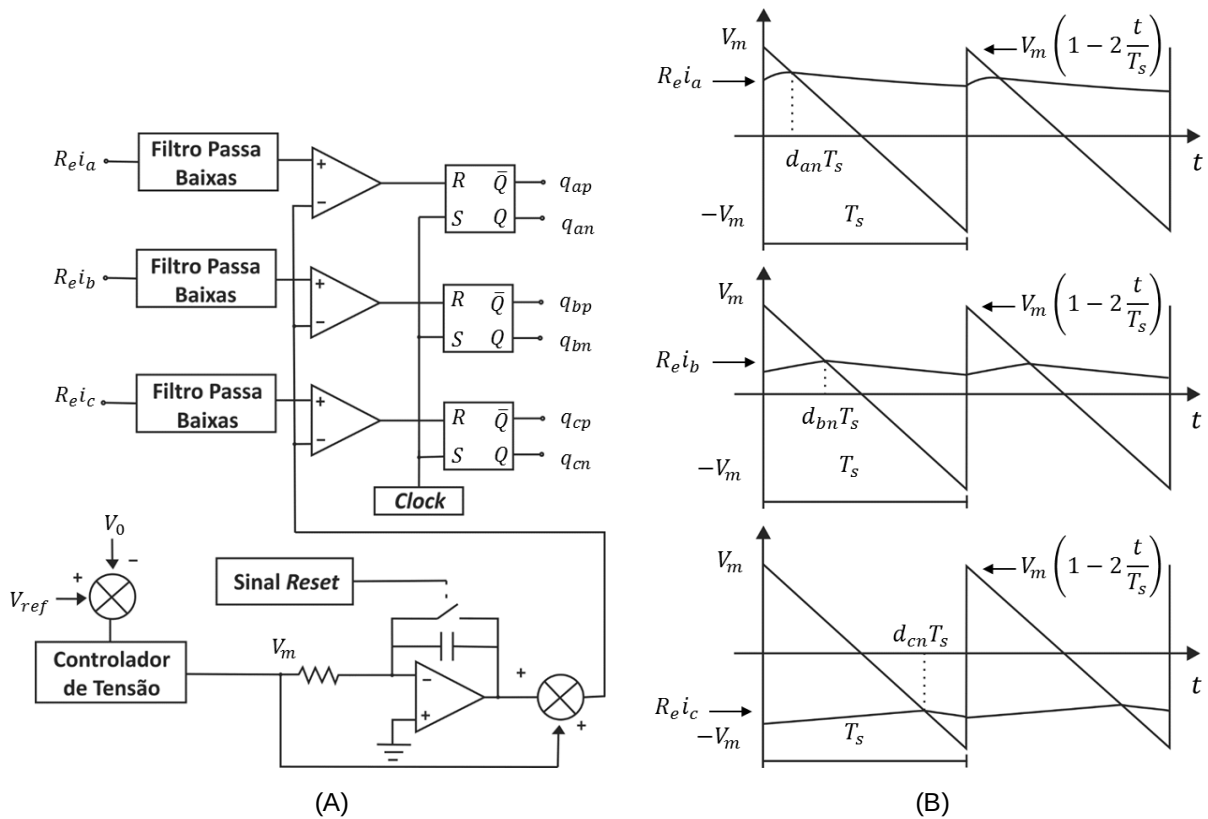
Considerando que a corrente no indutor opera no modo de condução contínua, com pequena ondulação em cada ciclo de chaveamento, a corrente média no indutor é igual a corrente média em cada fase, e é aproximadamente igual a corrente de pico do indutor.

A correção do fator de potência é alcançada através do controle das chaves, de modo que os ciclos ativos e as correntes de entrada satisfaçam (4.31). Esta equação pode ser implementada utilizando a técnica de controle por ciclo, representada na Figura 4.3(a), com as formas de onda na Figura 4.3(b), em Quiao e

Smedley (2003) foi escolhido $K_1 = 0,5$, o que torna a expressão $V_m - V_m \frac{d_{an}}{K_1}$ simétrica em relação ao eixo x .

No início de cada ciclo, o *clock* configura os sinais para as chaves, q_{an} , q_{bn} e q_{cn} em 1, e a corrente nos indutores cresce. Quando o valor $V_m - 2V_m d_{an}$ é alcançado, a saída do *flip flop* correspondente, nesse caso q_{an} , é ajustada em 0. Nesse momento, a corrente no indutor começa a diminuir até que tenha início o próximo ciclo. Deve-se perceber a ausência de sensores de tensão na rede elétrica.

FIGURA 4.3 - ESTRUTURA DO OCC BIPOLAR; (B) FORMAS DE ONDA.

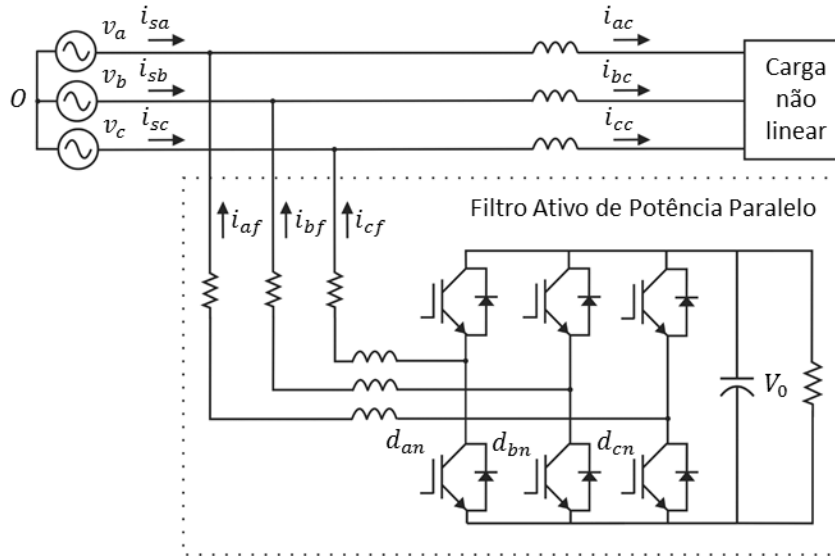


4.3 TÉCNICA UTILIZADA

Neste trabalho foi utilizada a técnica OCC com o uso do compensador avanço-atraso em substituição ao filtro passa baixa, e um controlador que regula a tensão no barramento CC e a resistência de entrada do sistema em substituição ao controlador do barramento CC. As equações desenvolvidas na seção 4.2 serão estendidas para o método OCC bipolar com as modificações realizadas a seguir.

O retificador controlado foi utilizado como parte integrante do FAPP, ilustrado na Figura 4.4. Em um FAPP através do controle da corrente drenada pela carga, correntes são injetadas na rede, tornando a corrente da fonte senoidal e em fase com a tensão de entrada.

FIGURA 4.4 - FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO.



Para o circuito do retificador controlado da Figura 4.2, o valor médio da tensão no indutor de cada fase é zero, logo a equação:

$$dT_s V_{in} + (1 - d)T_s(V_{in} - V_0) = 0. \quad (4.33)$$

Pode ser escrita como:

$$d_{gn}T_s(v_{g0}) + (1 - d_{gn})T_s(V_{g0} - V_0) = 0. \quad (4.34)$$

Assim,

$$v_{g0} = V_0(1 - d_{gn}). \quad (4.35)$$

Onde T_s é o período de chaveamento, $T_s = 1/f_s$, v_{g0} é a tensão eficaz de fase, com $g = a, b, c$, e d_{gn} é o ciclo ativo das chaves inferiores do conversor da Figura 4.2.

Com um FAPP a impedância vista pela fonte de alimentação (rede) deve ser resistiva, assim:

$$R_e = \frac{v_{g0}}{i_g}. \quad (4.36)$$

Substituindo a equação (4.36) na (4.34):

$$i_g = \frac{V_0}{R_e} (1 - d_{gn}). \quad (4.37)$$

Como a corrente de fase I_g e a corrente compensada I_{gs} são proporcionais:

$$i_{gs} = K \frac{V_0}{R_e} (1 - d_{gn}). \quad (4.38)$$

$$i_{gs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = K \frac{V_0}{R_e} \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Ainda,

$$i_{gs} = i_g F(s). \quad (4.40)$$

Onde $F(s)$ corresponde ao compensador avanço atraso, sendo dada por:

$$F(s) = G \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2}. \quad (4.41)$$

As variáveis G , τ_1 e τ_2 são o ganho, o zero e o polo da função de transferência entre a corrente compensada e a corrente de fase, $F(s)$, respectivamente.

Um compensador avanço atraso pode se comportar como um filtro passa baixas ou passa altas, e justifica-se sua utilização por permitir através das constantes τ_1 e τ_2 um ajuste da fase entre a corrente e a tensão da rede. A Figura 4.5 ilustra a resposta em frequência para um compensador avanço-atraso e para um filtro passa baixas, com função de transferência respectivamente, $F(s) = \frac{0,0001667s+1}{0,001367s+1}$ e $H(s) =$

$\frac{1}{1+\frac{s}{599,88}}$. Enquanto a Figura 4.6 ilustra a resposta em frequência para um compensador avanço-atraso, $F(s) = \frac{0,1667s+1}{0,01667s+1}$, que permite a ocorrência de um ângulo de avanço de fase.

FIGURA 4.5 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA UM COMPENSADOR AVANÇO ATRASO E PARA UM FILTRO PASSA BAIXAS.

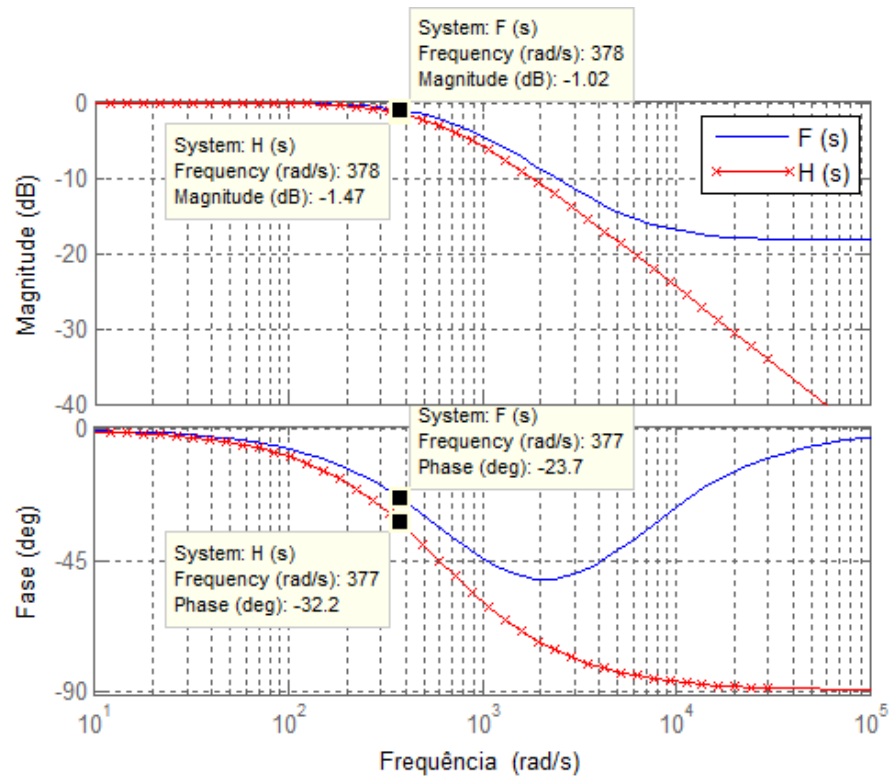
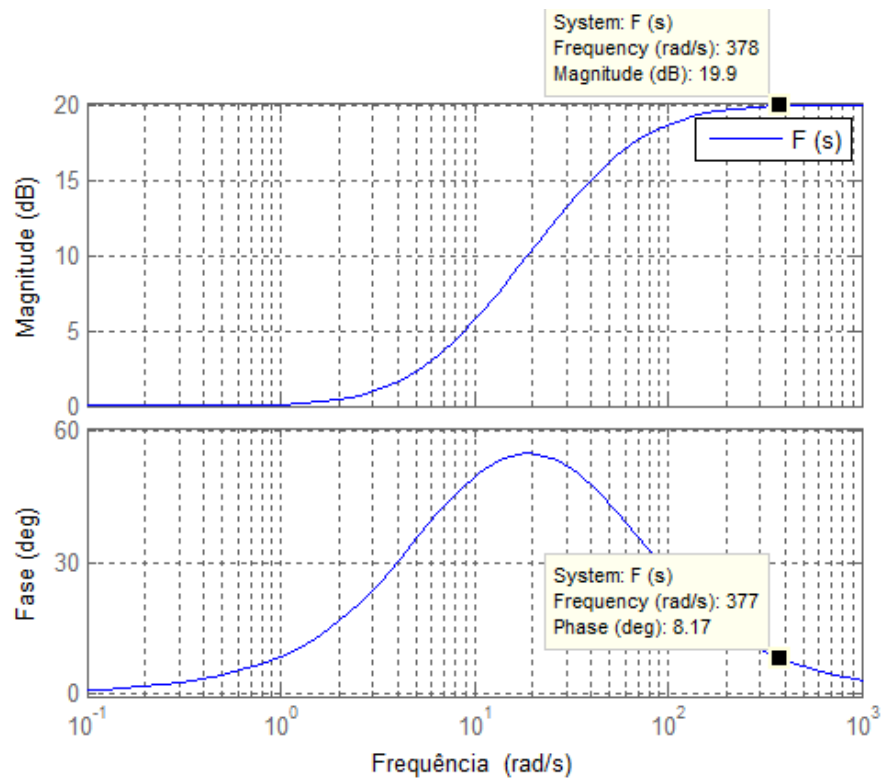


FIGURA 4.6 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA UM COMPENSADOR AVANÇO ATRASO COM UM ÂNGULO DE AVANÇO DE FASE.



Através das equações (4.39), (4.40) e (4.41), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_a G \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2} \\ i_b G \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2} \\ i_c G \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2} \end{bmatrix} = K \frac{V_0}{R_e} \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

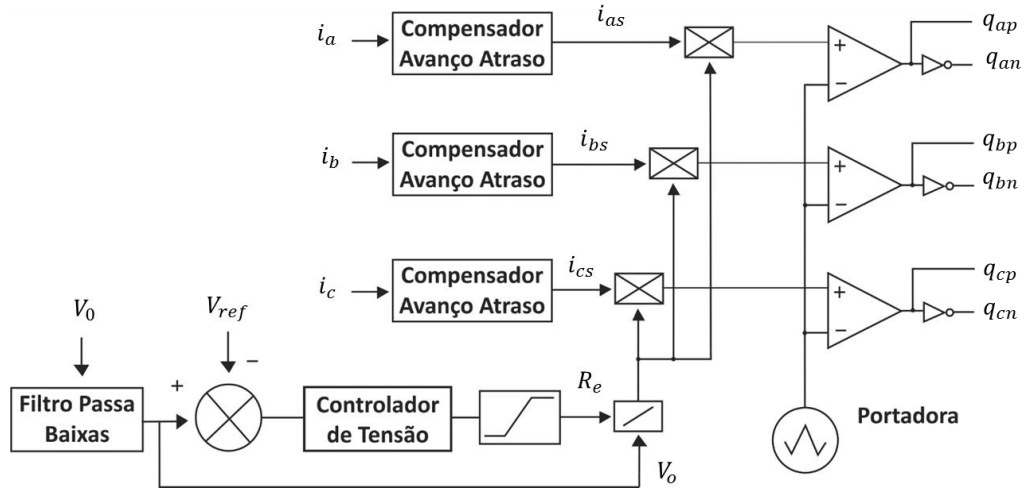
$$\begin{bmatrix} \frac{i_{as} R_e}{V_0} \\ \frac{i_{bs} R_e}{V_0} \\ \frac{i_{cs} R_e}{V_0} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Os pulsos para as chaves são gerados quando as correntes compensadas são iguais ao valor da portadora de acordo com (4.42). Ou para uma frequência de operação constante, (4.43) pode ser utilizada de forma que os pulsos para as chaves são gerados quando a expressão $\frac{i_{gs} R_e}{V_0}$, com g representando as fases a , b e c , se iguala ao valor da portadora. A amplitude da portadora depende da constante K e este depende do DSP a ser utilizado.

O sistema de controle é mostrado na Figura 4.7. O objetivo do compensador avanço-atraso, é provocar retardos nulos entre a corrente e a tensão de entrada. A tensão lida do barramento CC passa por um filtro passa baixas com o objetivo de eliminar oscilações indesejadas. A impedância vista pela fonte deve ser resistiva, e a resistência de entrada R_e será dada por (4.44), que representa a saída do controlador de tensão após um limitador, sendo K_p e K_i as constantes proporcional e integral. O valor de R_e , que é praticamente constante durante o estado estacionário, altera o índice de modulação e consequentemente a amplitude das correntes de fase.

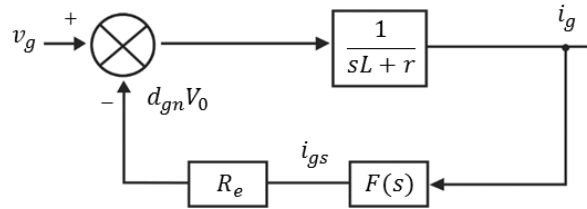
$$R_e = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_0 - V_{ref}). \quad (4.44)$$

FIGURA 4.7 - ESQUEMA DE CONTROLE PARA A TÉCNICA UTILIZADA.



A Figura 4.8 mostra um diagrama em blocos para o OCC, levando em consideração a resistência e a indutância do indutor, e com $F(s) = \frac{i_{gs}(s)}{i_g(s)}$ que representa o compensador avanço atraso.

FIGURA 4.8 - DIAGRAMA EM BLOCOS PARA O SISTEMA DE CONTROLE OCC UTILIZADO.



As correntes $i_g(s)$ e $i_{gs}(s)$ representam a corrente de fase e a de fase compensada, v_g e V_o a tensão de fase e a tensão no barramento CC e R_e a impedância do sistema a partir da fonte. A função de transferência para a Figura 4.6 pode ser expressa como:

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{1 + \frac{R_e}{sL + r} F(s)}. \quad (4.45)$$

Como $F(s) = G(1 + s\tau_1)/(1 + s\tau_2)$,

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{1 + R_e G(1 + s\tau_1)/(sL + r)(1 + s\tau_2)}. \quad (4.46)$$

Um FAPP não deve produzir um atraso elevado no ângulo de fase a fim de que consiga filtrar harmônicos das correntes de fase. Se o indutor de entrada L tiver valor pequeno, $r \gg sL$, então $r + sL \cong r$. Substituindo na equação (3.45), obtém-se:

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1}{(r + GR_e)} \frac{(1 + s\tau_2)}{[1 + s(r\tau_2 + GR_e\tau_1)/(r + GR_e)]}. \quad (4.47)$$

O ângulo de fase da função de transferência da equação (4.48) pode ser controlado pelas constantes de tempo de avanço e atraso, e calculado através de:

$$\theta = \arctg(\omega\tau_2) - \arctg\left[\frac{\omega(r\tau_2 + GR_e\tau_1)}{r + GR_e}\right], \quad (4.49)$$

Usando a propriedade $\operatorname{tg}(a - b) = \frac{\operatorname{tga} - \operatorname{tgb}}{1 + \operatorname{tga} \operatorname{tgb}}$,

$$\theta = \arctg\left[\frac{\omega GR_e(\tau_2 - \tau_1)}{r + GR_e + \omega^2(r\tau_2^2 + GR_e\tau_1\tau_2)}\right]. \quad (4.50)$$

4.3.1 ANÁLISE DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $F(S)$

A seguir será feita uma análise do comportamento da função de transferência $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$, de (4.45), sendo a função $F(s)$ um compensador avanço atraso, um ganho e um filtro passa baixas. A equação (4.45) é dada por:

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{1 + \frac{R_e}{sL + r} F(s)}. \quad (4.45)$$

Para o caso de $F(s)$ ser dada por um compensador avanço atraso, e considerando $\tau_1 = L/r$, tem-se que:

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{\frac{1}{sL + r}}{1 + \frac{R_e G}{r(\frac{sL}{r} + 1)} \frac{(1 + s\tau_1)}{(1 + s\tau_2)}} = \frac{1/(sL + r)}{1 + \frac{R_e G}{r(1 + s\tau_2)}} \quad (4.50)$$

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{\frac{r(1+s\tau_2)+R_e G}{r(1+s\tau_2)}} = \frac{r(1+s\tau_2)}{(sL + r)(r(1+s\tau_2) + R_e G)}. \quad (4.51)$$

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{(1+s\tau_2)}{(\frac{sL}{r} + 1)(r(1+s\tau_2) + R_e G)}. \quad (4.52)$$

Os zeros e polos da função de transferência de (4.52) são:

$$\begin{cases} z_1 = -\frac{1}{\tau_2} \\ p_1 = -\frac{1}{\tau_2} \left(1 + \frac{GR_e}{r}\right), \\ p_2 = -\frac{r}{L} \end{cases} \quad (4.53)$$

sendo o ângulo de fase da função de transferência dado por:

$$\phi = \arctg(w\tau_2) - \arctg\left(\frac{wL}{r}\right) - \arctg\left(\frac{rw\tau_2}{r + GR_e}\right). \quad (4.54)$$

Para $w\tau_2 \approx 0$, o arco tangente e seu argumento são aproximadamente iguais, substituindo em (4.54),

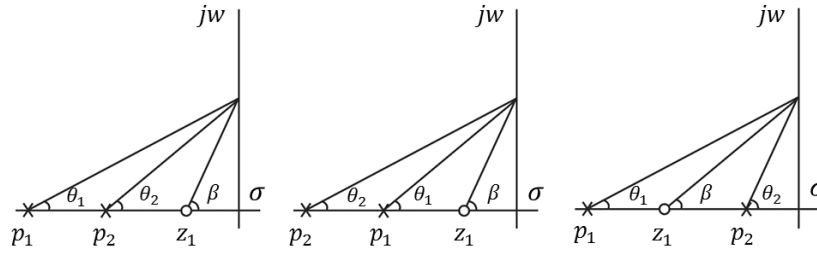
$$\phi = w\tau_2 - \arctg\left(\frac{wL}{r}\right) - \frac{rw\tau_2}{r + GR_e}. \quad (4.55)$$

O ângulo de fase ϕ é zero quando

$$w\tau_2 = \frac{r + GR_e}{GR_e} \arctg\left(\frac{wL}{r}\right). \quad (4.56)$$

O ângulo de fase em uma função de transferência só será zero quando a soma dos ângulos dos zeros for igual a soma dos ângulos dos polos. No entanto, dependendo da localização dos zeros e polos, (4.56) pode ser satisfeita sem que o ângulo de fase da função de transferência de (4.52) seja zero. De acordo com (4.53), z_1 é sempre maior do que p_1 , e as possíveis localizações dos zeros e polos podem ser visualizadas na Figura 4.10.

FIGURA 4.9 - POSIÇÃO DOS ZEROS E POLOS.



Para que o ângulo da função de transferência seja zero, $\beta = \theta_1 + \theta_2$. Isto pode ocorrer para $\beta > \theta_2 > \theta_1$ e $\beta > \theta_1 > \theta_2$, mas não ocorre para o caso em que $\theta_2 > \beta > \theta_1$.

Para o caso de $F(s)$ em (4.45) ser considerada como um ganho,

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{1 + R_e G_c/(sL + r)}. \quad (4.57)$$

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{\frac{1}{sL+r}}{\frac{(sL+r)+R_e G}{sL+r}} = \frac{1}{(sL + r) + R_e G} = \frac{1}{\frac{sL}{r+R_e G} + 1}, \quad (4.58)$$

sendo o ângulo de fase ϕ dado por:

$$\phi = -\arctg\left(\frac{wL}{r + R_e G}\right). \quad (4.59)$$

De acordo com (4.59), o ângulo de fase nunca vai ser zero. No entanto, uma aproximação pode ser obtida quando $\frac{wL}{r+R_e G}$ está próximo a zero. Isto acontece quando a indutância L é muito pequena, ou o produto $R_e G$ é grande.

No caso da utilização do filtro passa baixas, o mesmo provê um espectro harmônico bem definido mas ocasiona uma resposta dinâmica mais lenta. Para a utilização do filtro passa baixas, $F(s)$ em (4.45) é considerada como:

$$F(s) = \frac{G}{1 + \frac{s}{w_c}}. \quad (4.60)$$

Onde, G é o ganho do filtro e w_c a frequência de corte em rad/s. Substituindo (4.60) em (4.45), obtém-se:

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1/(sL + r)}{1 + \frac{R_e}{sL + r} \frac{G}{\left(1 + \frac{s}{w_c}\right)}}. \quad (4.61)$$

A análise completa do comportamento da função de transferência $\frac{i(s)}{v_g(s)}$ utilizando um filtro passa baixas foi feita no trabalho desenvolvido por Lock (2011) e mostra que assim como na utilização da função $F(s)$ como um ganho, o fator de potência unitário não pode ser alcançado, podendo ser alcançada uma aproximação.

4.4 IMPLEMENTAÇÃO COM DSP

De acordo com (4.39),

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = K \frac{V_0}{R_e} \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

E com base na Figura 4.5, a corrente de entrada após passar pelo compensador avanço atraso, I_{gs} , é comparada com a dente de serra ou triangular de amplitude variável $K \frac{V_0}{R_e} (1 - d_{gn})$, sendo $K \frac{V_0}{R_e}$ a amplitude da portadora. A expressão $\frac{V_0}{R_e}$ irá modificar a amplitude da portadora triangular e a frequência de chaveamento f_c . Para se utilizar uma frequência de chaveamento fixa, (4.39) pode ser escrita como:

$$\frac{R_e}{V_0} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 - d_{an} \\ 1 - d_{bn} \\ 1 - d_{cn} \end{bmatrix}. \quad (4.62)$$

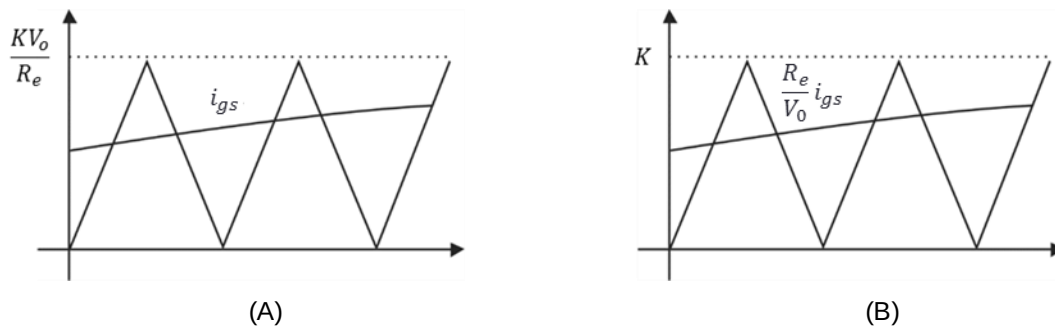
Os pulsos para as chaves serão gerados quando $\frac{R_e}{V_0} i_{gs}$ é igual a $K(1 - d_{gn})$, onde K é a amplitude da portadora e depende do período de chaveamento, e consequentemente da frequência de chaveamento f_c :

$$q_{gn} = \begin{cases} 1, & \text{se } \frac{R_e}{V_0} i_{gs} \geq K(1 - d_{gn}) \\ 0, & \text{se } \frac{R_e}{V_0} i_{gs} < K(1 - d_{gn}) \end{cases}. \quad (4.63)$$

A Figura 4.11 mostra as formas de onda da portadora e modulante a partir das quais serão obtidos os pulsos para as chaves do conversor para o caso da equação

(4.39) e (4.62) respectivamente. No caso de (4.62), o valor $\frac{R_e}{V_0} i_{gs}$ irá modificar a amplitude da modulante e por consequência as amplitudes das correntes de fase.

FIGURA 4.10 - FORMAS DE ONDA PARA GERAR OS PULSOS PARA AS CHAVES DO CONVERSOR: (A) PARA O CASO DA EQUAÇÃO 4.39; (B) PARA O CASO DA EQUAÇÃO (4.62).



4.5 OCC E REJEIÇÃO A TENSÃO DE MODO COMUM

Em um FAPP,

$$v_s = R_e i_s. \quad (4.64)$$

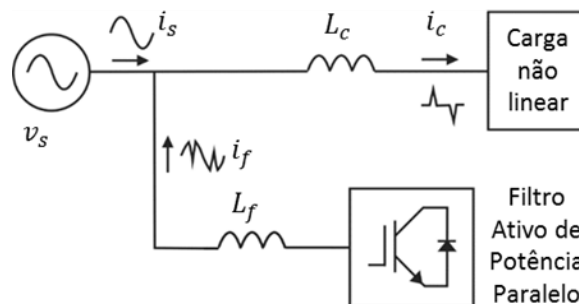
Onde,

v_s e i_s são a tensão e corrente da rede respectivamente, e R_e a resistência de entrada vista pela fonte.

De acordo com a Figura 4.11, i_f é a corrente de compensação gerada pelo filtro e i_c é a corrente drenada pela carga não linear. Sendo,

$$i_s = i_f - i_c. \quad (4.65)$$

FIGURA 4.11 - FILTRO ATIVO DE POTENCIA PARALELO.



Combinando (4.64) e (4.65),

$$i_f = \frac{v_s}{R_e} + i_c. \quad (4.66)$$

Como i_c apresenta uma quantidade de componentes harmônicas geradas pela carga não linear, i_f pode ser expressa como:

$$i_f = \frac{v_s}{R_e} + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos(n\omega t + \phi_n). \quad (4.67)$$

A equação (4.67) expressa que a corrente de compensação gerada pelo FAPP, deve prover uma componente fundamental proporcional a tensão da rede acrescida de todas as componentes harmônicas drenada pela carga não linear.

Para que o FAPP filtre todas as correntes harmônicas, o mesmo deve possuir uma elevada largura de banda (quanto mais elevada, melhor). No entanto caso exista a presença de harmônicos na tensão da rede a corrente também será afetada. Para o caso de componentes harmônicas afetando a tensão da rede, tem-se:

$$v_s = v_1 \cos(\omega t + \phi_1) + \sum_{h=1}^{\infty} v_{2h+1} \cos[(2h+1)\omega t + \phi_{2h+1}]. \quad (4.68)$$

Substituindo (4.68) em (4.67), obtém-se:

$$i_c = \frac{1}{R_e} v_1 \cos(\omega t + \phi_1) + \frac{1}{R_e} \sum_{h=1}^{\infty} v_{2h+1} \cos[(2h+1)\omega t + \phi_{2h+1}] + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos(n\omega t + \phi_n). \quad (4.69)$$

Embora correntes harmônicas geradas pela carga, terceiro termo de (4.69), possam ser eliminadas por um FAPP, correntes harmônicas geradas pela rede, segundo termo de (4.69), não são eliminadas quando se utiliza técnicas de controle que necessitem obter uma referência senoidal da tensão de fase. Desde que essas harmônicas estejam próximas da frequência fundamental, com valores menores do que 10 vezes, elas não podem ser eliminadas. Para solucionar este problema são utilizados filtros ativos em série e filtros passivos.

Em um retificador ou FAPP OCC trifásico, quando as tensões de fase possuem uma componente de modo comum, a corrente de fase da fonte de alimentação permanece em fase com a componente fundamental da tensão de fase, sendo a resistência de entrada definida como,

$$R_e = \frac{v_1}{i_s}. \quad (4.70)$$

Onde,

v_1 e i_s é a componente fundamental da tensão e a corrente da rede respectivamente, e R_e a resistência de entrada vista pela fonte.

Ainda, a corrente de fase apresenta-se 30° adiantada em relação a tensão de linha, considerando uma sequência de fase positiva abc :

$$\begin{cases} v_a = A \cos(wt) \\ v_b = A \cos(wt - 120^\circ). \\ v_c = A \cos(wt + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.71)$$

Em notação fasorial a corrente de fase pode ser expressa como:

$$\begin{cases} I_a = \frac{V_{a1}}{R_e} \angle 0^\circ \\ I_b = \frac{V_{b1}}{R_e} \angle 0^\circ. \\ I_c = \frac{V_{c1}}{R_e} \angle 0^\circ \end{cases} \quad (4.72)$$

Onde, I_g , V_{g1} , com $g = a, b, c$ são os fasores de corrente e da componente fundamental de tensão nas fases a, b e c, respectivamente. As componentes fundamentais das tensões de fase podem ser expressas como:

$$\begin{cases} V_{a1} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \angle 30^\circ \\ V_{b1} = \frac{V_{bc}}{\sqrt{3}} \angle 30^\circ. \\ V_{c1} = \frac{V_{ac}}{\sqrt{3}} \angle 30^\circ \end{cases} \quad (4.73)$$

Onde, V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} são os fasores de tensão de linha.

Através de (4.72) e (4.73), obtém-se:

$$\begin{cases} I_a = \frac{V_{ab}}{R_e \sqrt{3}} \angle 30^\circ \\ I_b = \frac{V_{bc}}{R_e \sqrt{3}} \angle 30^\circ \\ I_c = \frac{V_{ca}}{R_e \sqrt{3}} \angle 30^\circ \end{cases} \quad (4.74)$$

A equação (4.74) mostra que a corrente de fase permanece adiantada 30° da tensão de linha, em uma sequência de fase positiva abc . Em uma sequência de fase negativa acb , a corrente de fase apresenta-se defasada 30° da tensão de linha. Portanto, de acordo com (4.74), caso uma componente de modo comum (um harmônico com igual amplitude presente nas três tensões de fase) distorça as tensões de fase, a correção das correntes não é afetada. Ou seja, utilizando OCC em um retificador ou FAPP, o controle não é afetado por uma distorção de modo comum na fonte de tensão.

Neste capítulo foi apresentada como o controle por ciclo pode ser utilizado em retificadores controlados e filtros ativos de potência paralelo, mostrando as principais características da técnica, e como pode ser feita sua implementação digital.

5 RESULTADOS

5 RESULTADOS

Para fins de verificação da técnica de controle OCC utilizada foram realizadas simulações com *software* PSCAD e foram obtidos resultados experimentais através de um protótipo laboratorial construído no Laboratório de Otimização de Sistemas de Energia na UFPB, e que utiliza como processador o DSP da Texas Instruments TMS320F28335. Os parâmetros utilizados para a simulação e experimentos estão descritos na Tabela 5.1. Três cenários serão levados em conta, um retificador controlado, um FAPP com uma carga não linear e desbalanceada, sendo neste cenário considerado o comportamento do FAPP para duas cargas distintas, e um FAPP com uma carga não linear e balanceada tendo como alimentação uma fonte de tensão que inclui uma componente de modo comum. Esta última refere-se a uma componente harmônica para distorcer a tensão da rede.

TABELA 5.1– PARAMETROS E VALORES DOS COMPONENTES UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES E NOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

	Simulação / Resultados experimentais
Resistor conectado ao Barramento CC	500 Ω
Indutor conectado entre o retificador/filtro e a fonte	1 <i>mH</i>
Indutor conectado entre a carga e a fonte	2 <i>mH</i>
τ_1	0,028
τ_2	0,030
G	1,0

A frequência utilizada para os resultados foi de 15 kHz, com uma portadora triangular. Quanto a portadora, uma portadora do tipo dente de serra produz durante a modulação uma quantidade maior de harmônicos em relação à triangular, em ambos

os casos esses harmônicos devem ser eliminados de forma a não interferir no sinal modulado.

Nos resultados de simulação e experimental foi utilizado um sensor de tensão para o barramento CC e três sensores de corrente que recebem as correntes vindas das fases a , b e c .

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 5.1 ilustra o circuito de um retificador controlado. O resultado da simulação do circuito da Figura 5.1 está representado na Figura 5.2(a), (b) e (c), onde se pode observar as tensões e correntes nas fases a , b e c , respectivamente. A Figura 5.2(d) mostra as correntes nas fases a , b e c juntas em um mesmo gráfico. Os resultados apresentam fator de potência praticamente unitário, correntes senoidais e com uma baixa distorção harmônica.

FIGURA 5.1 - CIRCUITO DO RETIFICADOR CONTROLADO SIMULADO NO PSCAD.

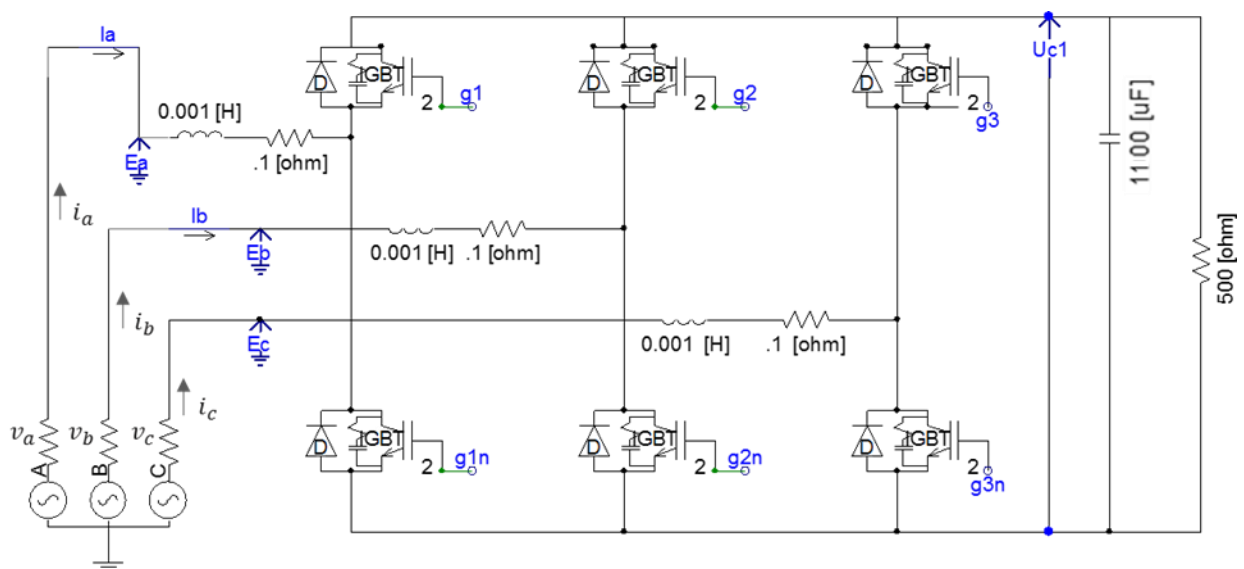
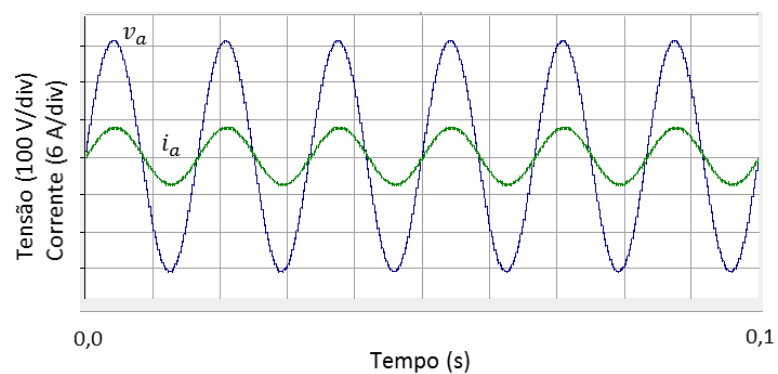
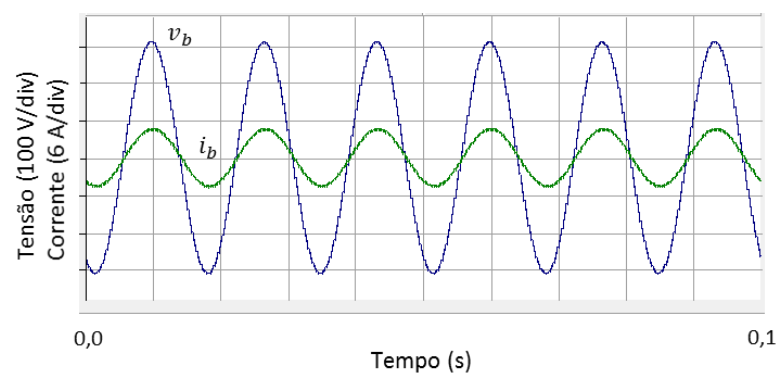


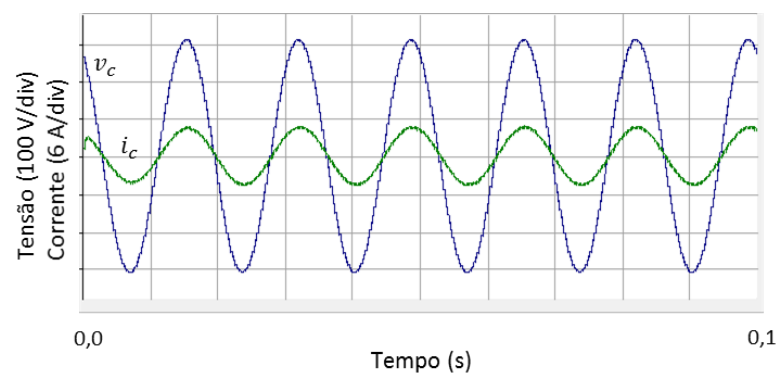
FIGURA 5.2 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O RETIFICADOR CONTROLADO: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C; (D) CORRENTES NAS FASES A, B E C.



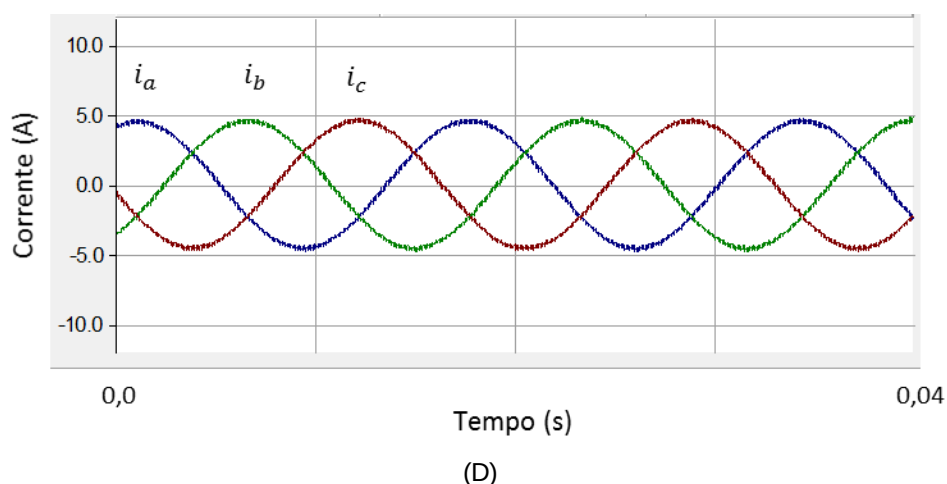
(A)



(B)



(C)



Para o FAPP com carga não linear e desbalanceada serão avaliadas duas condições, utilizando cargas diferentes conectadas as fases. A Figura 5.3 ilustra o primeiro cenário para um FAPP com uma carga não linear e não balanceada, utilizando uma ponte retificadora monofásica e um resistor como carga. O resultado da simulação do circuito da Figura 5.3 está representado na Figura 5.4(a), (b) e (c), onde se pode observar as tensões e correntes nas fases a, b e c, respectivamente. A Figura 5.5(a) mostra as correntes nas fases a, b e c, e a Figura 5.5(b) as correntes na carga em cada uma das fases. Na Figura 5.6 pode-se verificar o espectro das correntes nas fases a, b e c.

FIGURA 5.3 - PRIMEIRO CENÁRIO PARA O CIRCUITO DE UM FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA SIMULADO NO PSCAD.

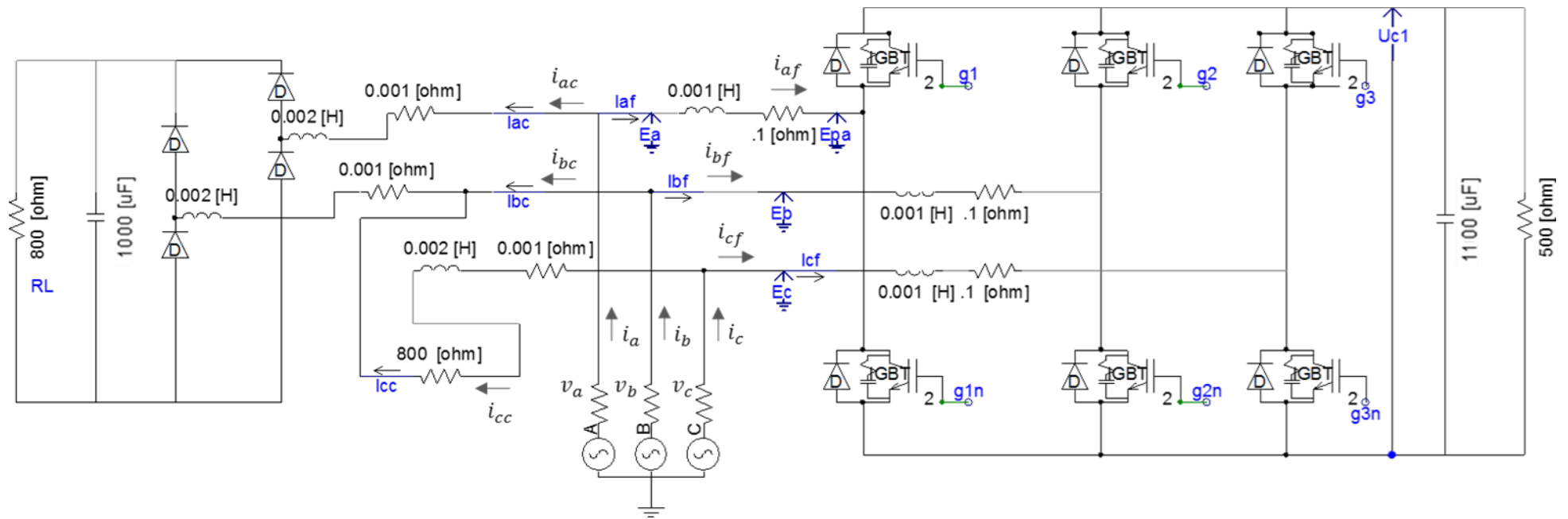
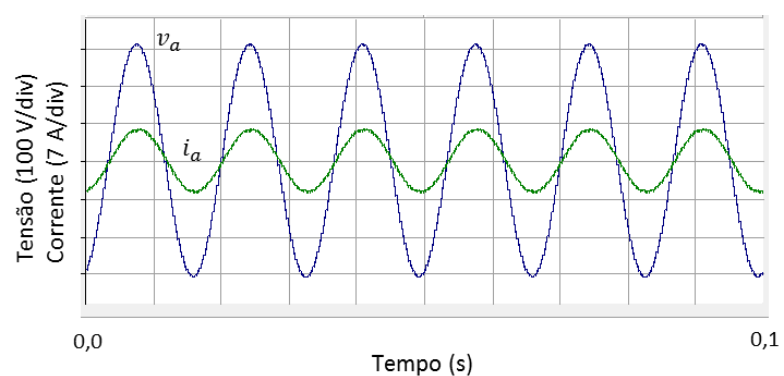
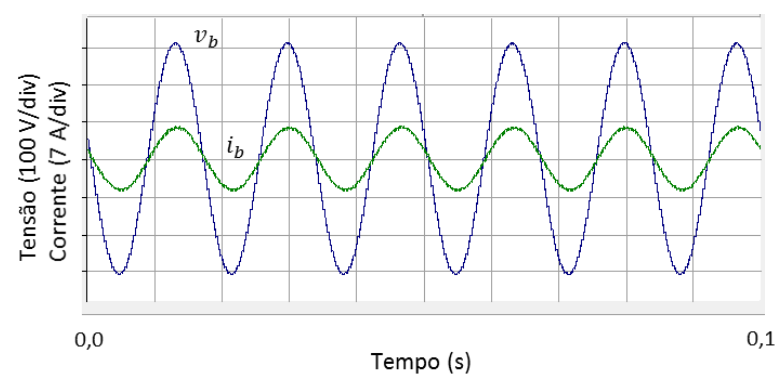


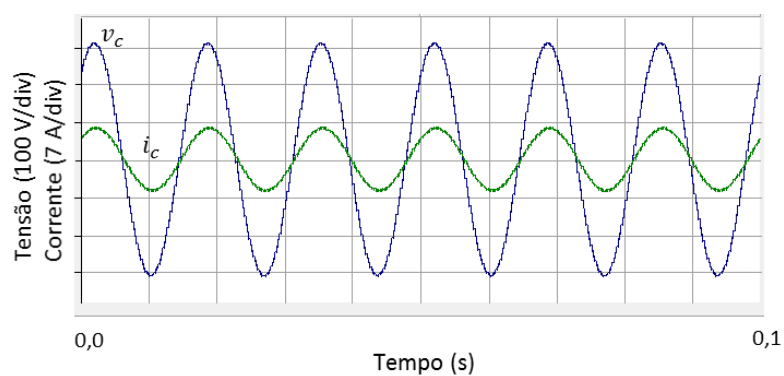
FIGURA 5.4 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM UMA CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



(A)



(B)



(C)

FIGURA 5.5 - (A) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C.

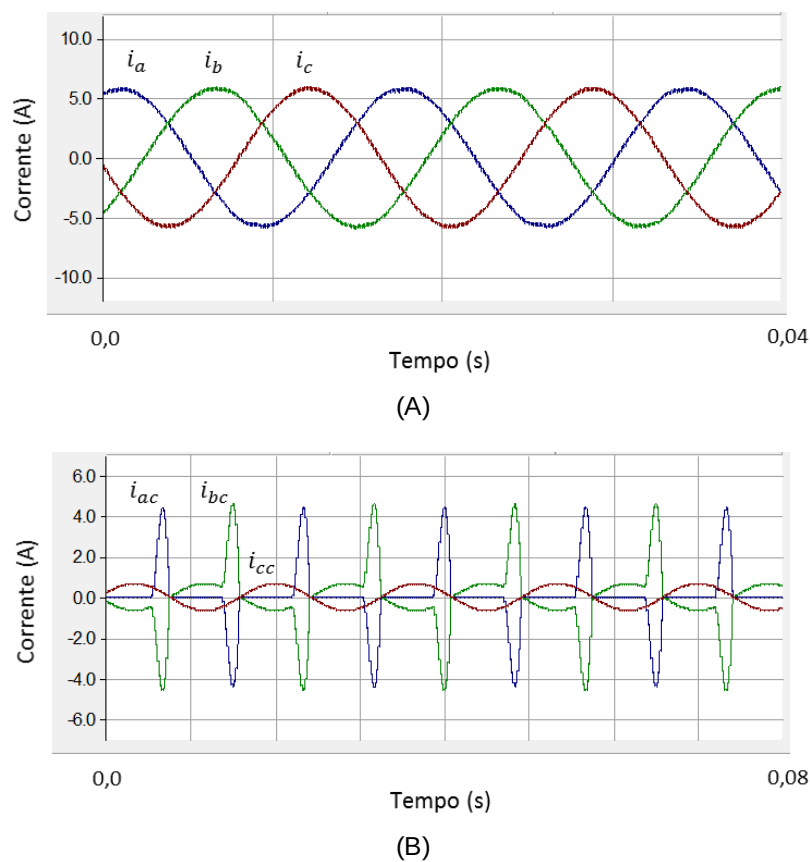
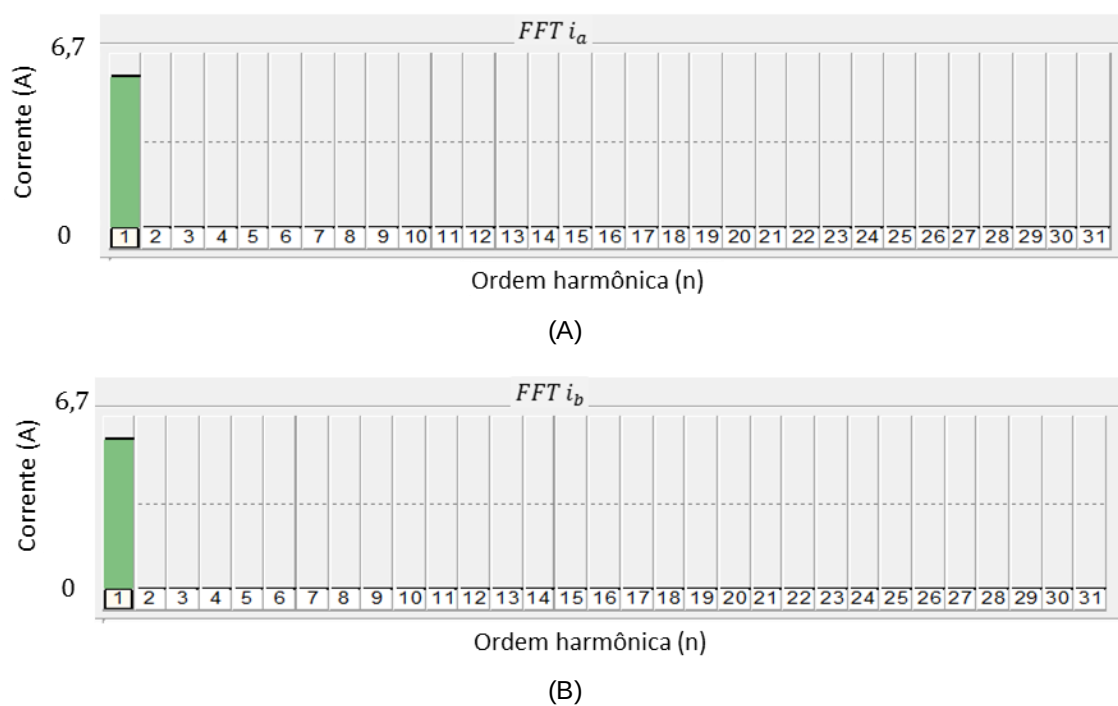
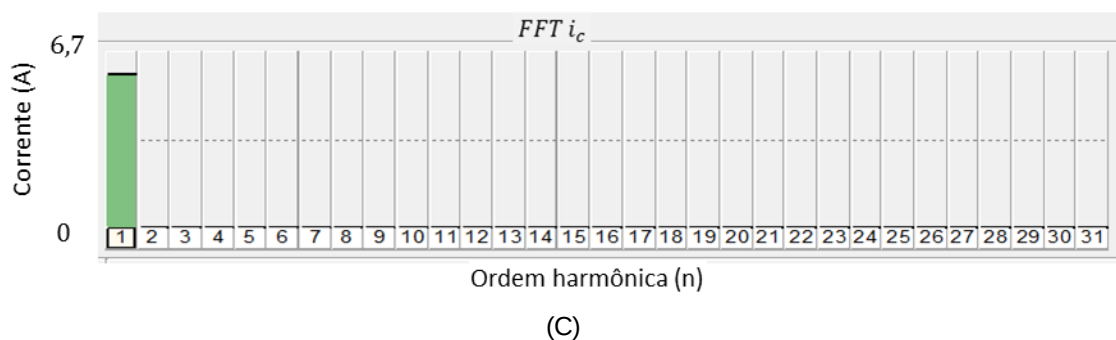


FIGURA 5.6 - ESPECTRO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B; (C) CORRENTE NA FASE C.





A Figura 5.7 ilustra o segundo cenário para um FAPP com uma carga não linear e não balanceada, sendo a carga composta por duas pontes retificadoras monofásicas e um resistor. O resultado da simulação do circuito da Figura 5.7 está representado na Figura 5.8(a), (b) e (c), onde se pode observar as tensões e correntes nas fases a, b e c, respectivamente. A Figura 5.9(a) mostra as correntes nas fases a, b e c, e a Figura 5.9(b) as correntes na carga em cada uma das fases. Na Figura 5.10 pode-se verificar o espectro das correntes nas fases a, b e c.

Os resultados para os dois cenários do FAPP com uma carga não linear e desbalanceada, apresentam fator de potência praticamente unitário, correntes senoidais e com baixa distorção harmônica, que pode ser verificada nos espectros.

FIGURA 5.7 - SEGUNDO CENÁRIO PARA O CIRCUITO DE UM FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA SIMULADO NO PSCAD.

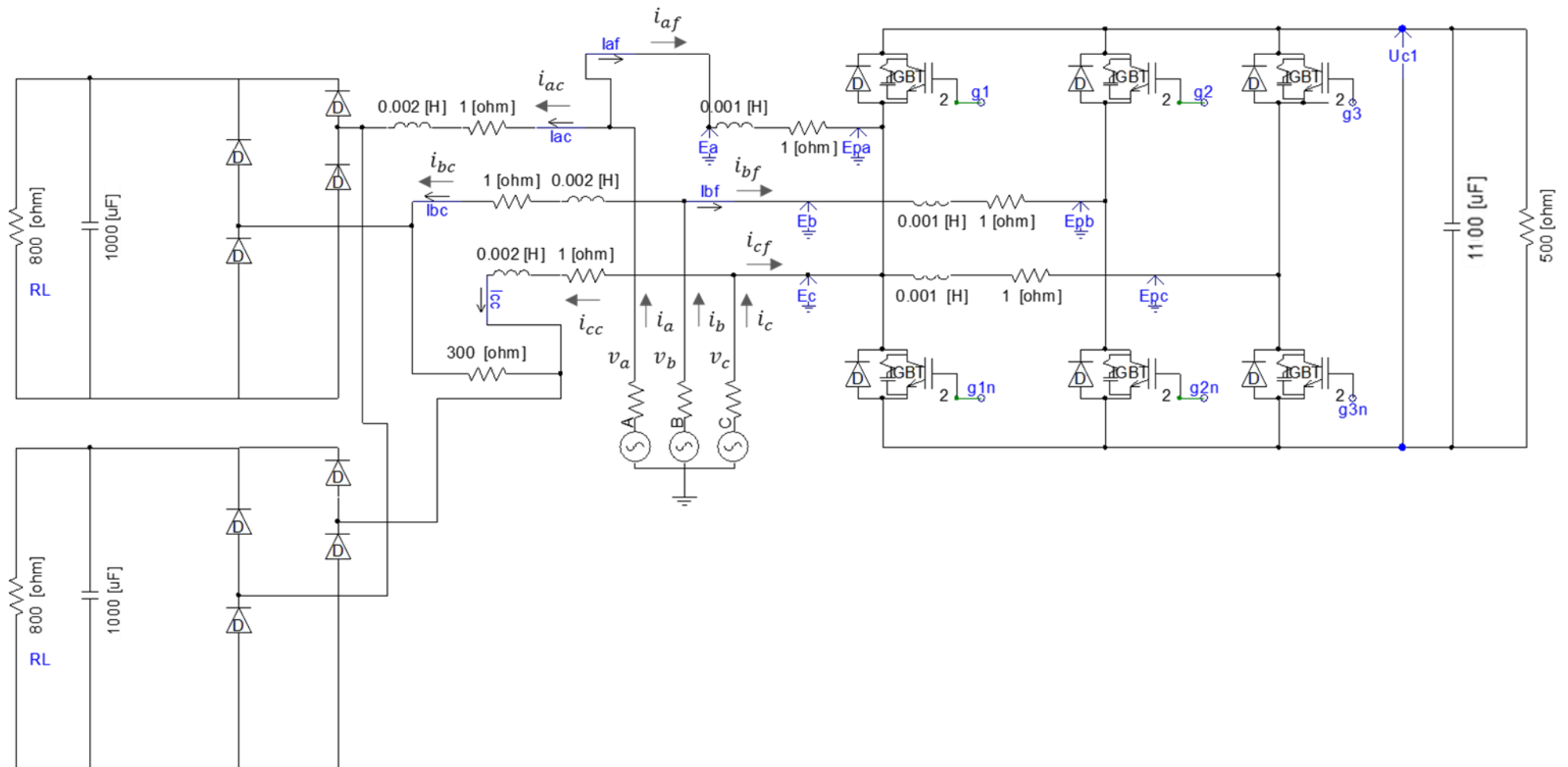
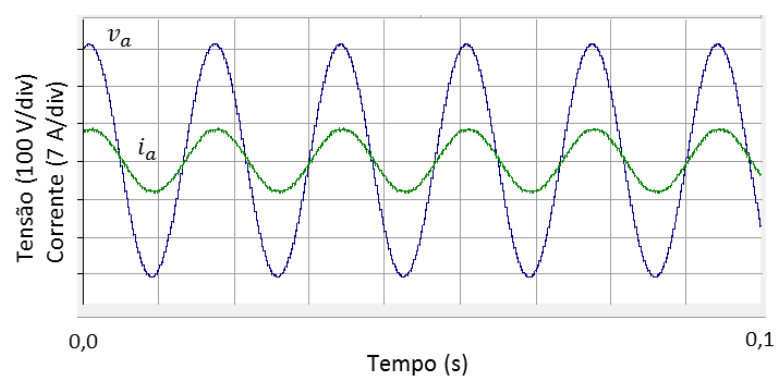
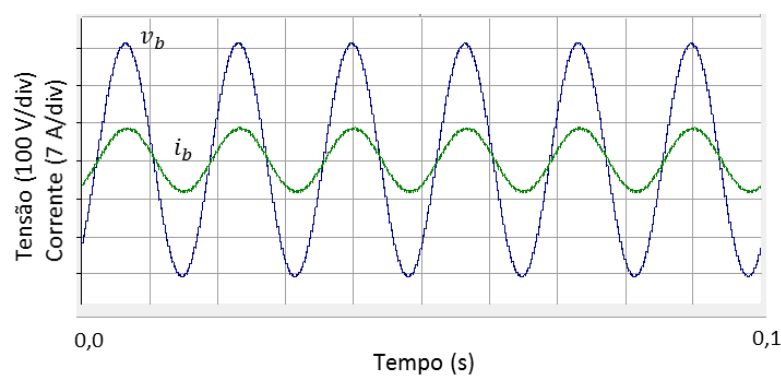


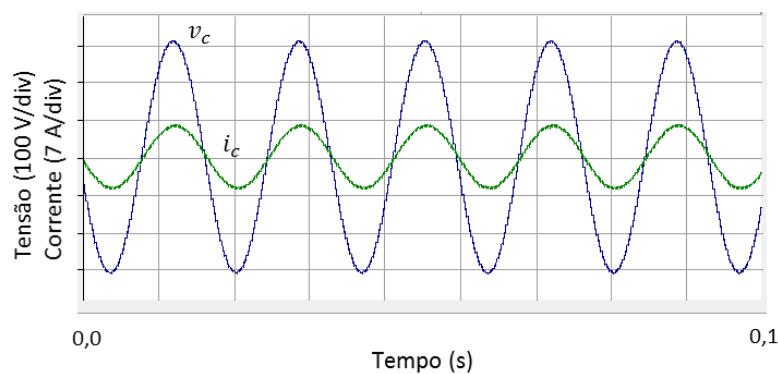
FIGURA 5.8 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM UMA CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



(A)

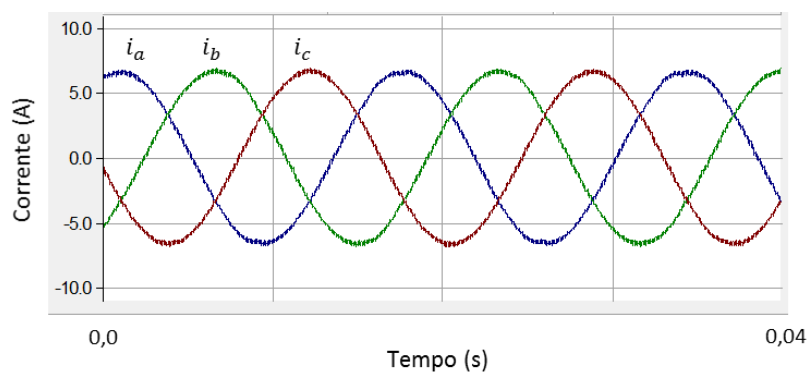


(B)

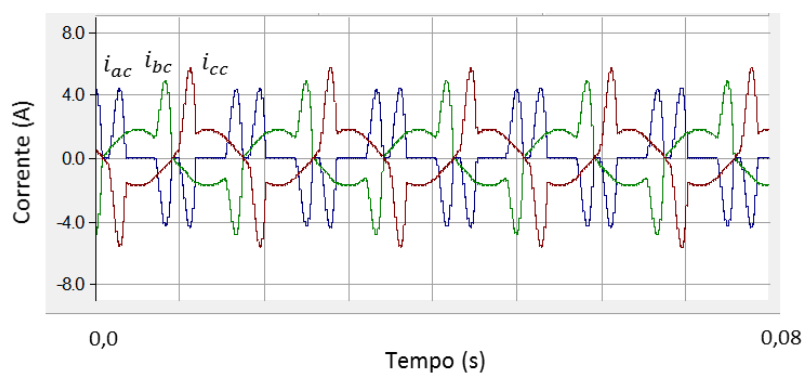


(C)

FIGURA 5.9 - (A) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C.

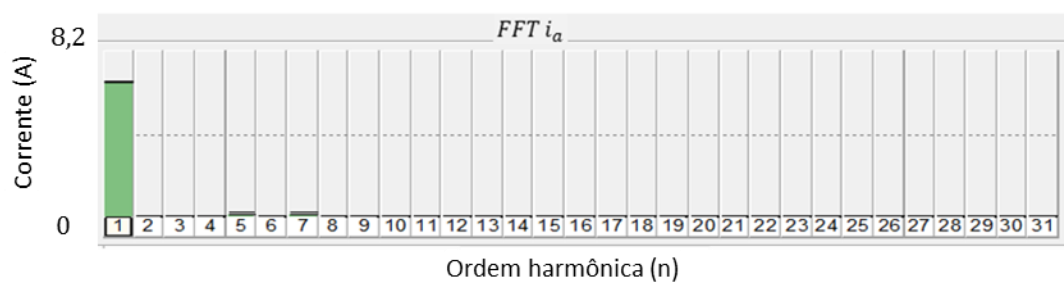


(A)

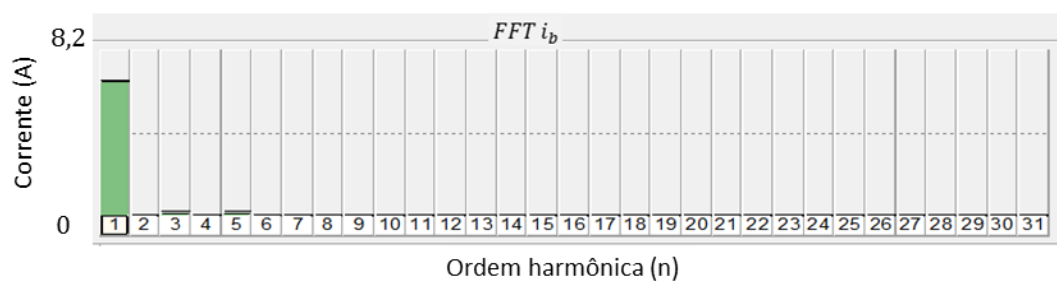


(B)

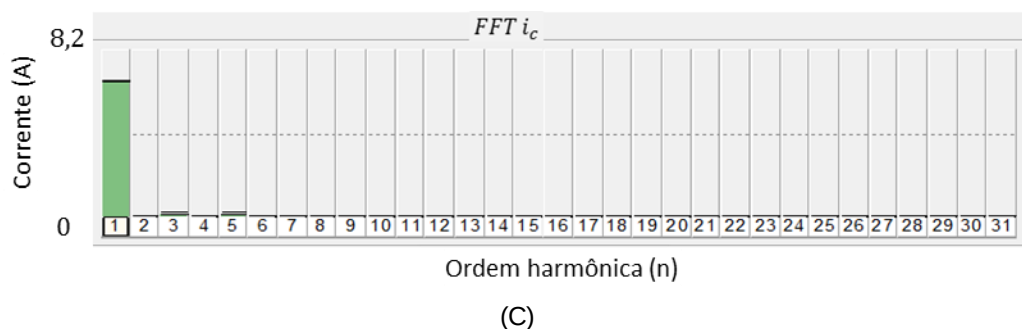
FIGURA 5.10 - ESPECTRO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B; (C) CORRENTE NA FASE C.



(A)



(B)



A Figura 5.11 ilustra o circuito de um FAPP, com uma carga não linear e balanceada, tendo a fonte de tensão uma componente de modo comum. A injeção de tensão de modo comum utilizada na simulação é um harmônico em -180° , sendo a fundamental com frequência em 60 Hz de 80,8 V e a fonte com o terceiro harmônico de 140 V eficaz (tensões de fase). Este cenário foi incluído com a finalidade de constatar a característica do OCC em rejeitar tensão de modo comum.

O resultado da simulação do circuito da Figura 5.11 está representado na Figura 5.12(a), (b) e (c), onde se pode observar as tensões e correntes nas fases a, b e c, respectivamente. A Figura 5.13(a) mostra as correntes na carga nas fases a, b e c, e a Figura 5.13(b) mostra as correntes nas fases a, b e c. Na Figura 5.14(a) pode-se verificar o espectro da tensão na fase a, na Figura 5.14(b) e (c) a corrente na fonte e na carga na fase a, respectivamente. Os resultados apresentam fator de potência praticamente unitário, correntes senoidais e com baixa distorção harmônica, não apresentando a distorção harmônica inserida nas três fases da tensão, o que pode ser verificado no espectro.

FIGURA 5.11 - CIRCUITO DO FAPP COM UMA TENSÃO DE MODO COMUM SIMULADO NO PSCAD.

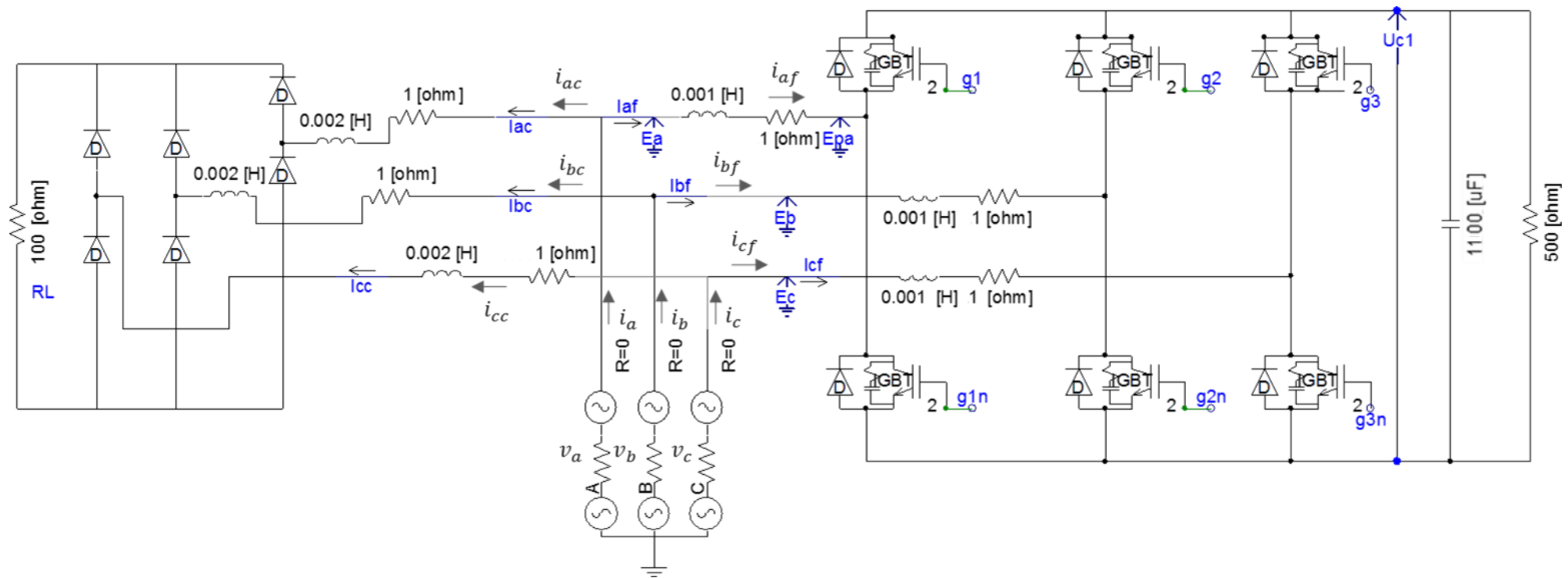
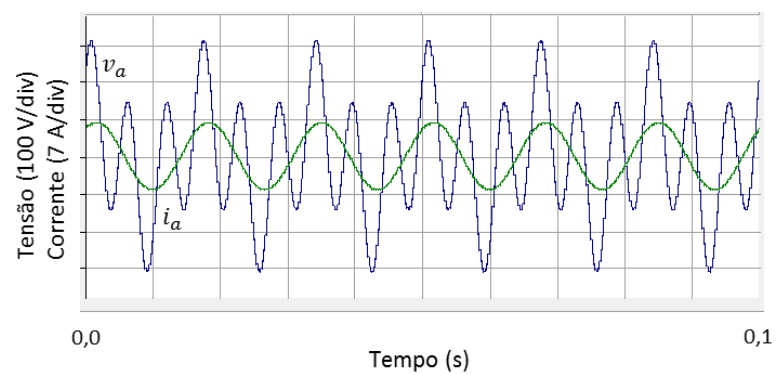
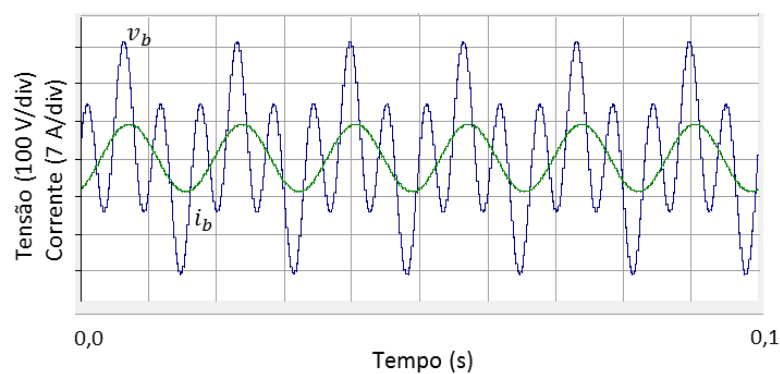


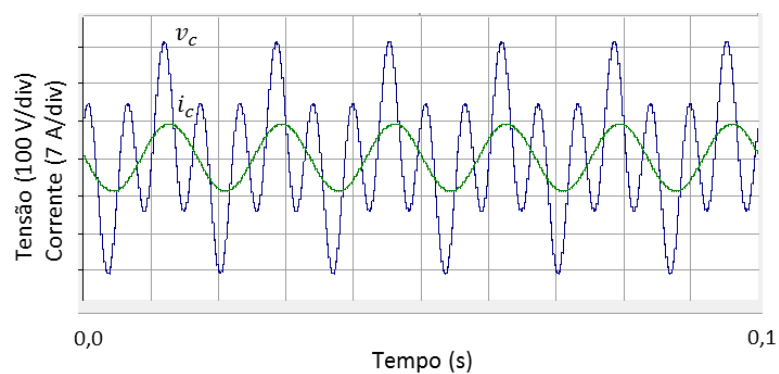
FIGURA 5.12 - FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE PARA O CIRCUITO DO FAPP COM UMA TENSÃO DE MODO COMUM: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



(A)

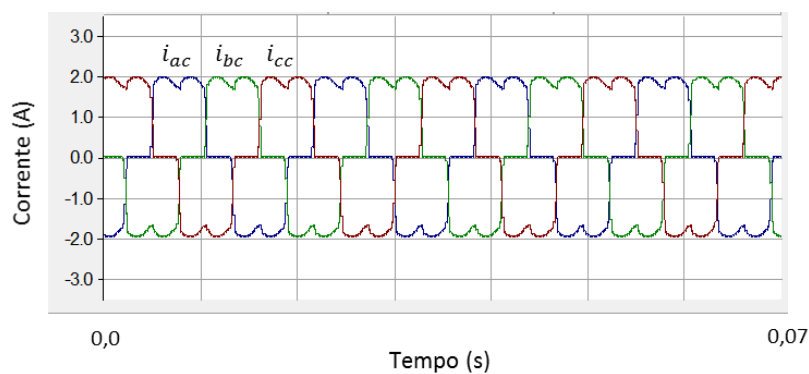


(B)

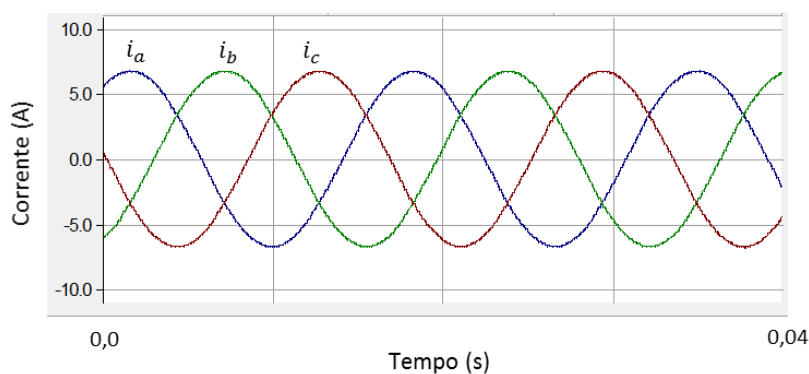


(C)

FIGURA 5.13 - (A) CORRENTE NA CARGA NAS FASES A, B E C; (B) CORRENTES NA FONTE NAS FASES A, B E C;

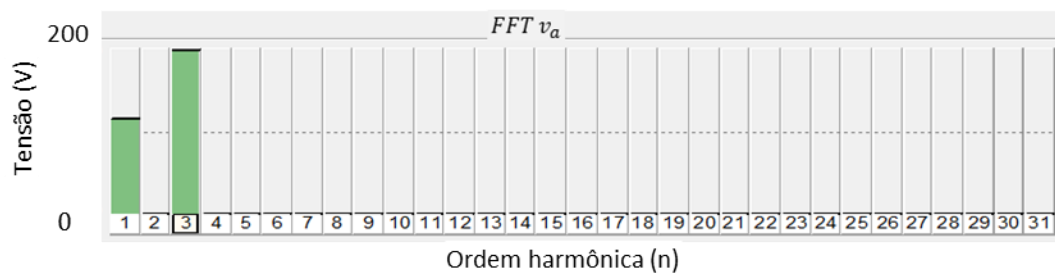


(A)

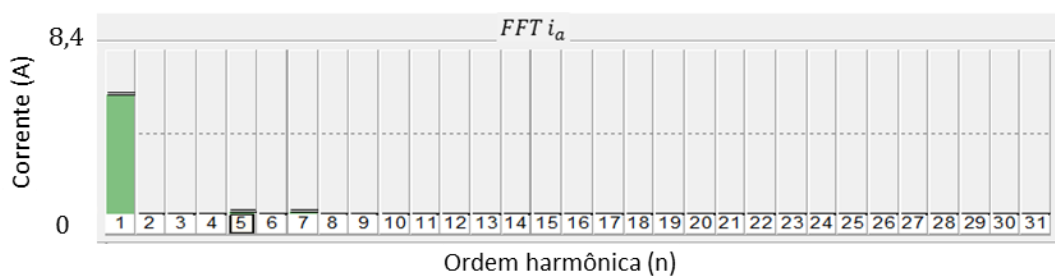


(B)

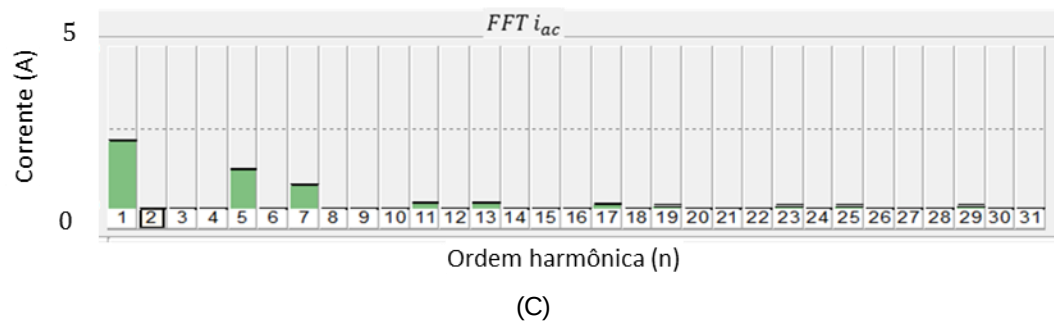
FIGURA 5.14 - ESPECTRO: (A) TENSÃO DA FONTE NA FASE A; (B) CORRENTE DA FONTE NA FASE A; (C) CORRENTE DA CARGA NA FASE A.



(A)



(B)



Os resultados apresentados tanto do retificador como para o filtro ativo têm correspondido com o esperado, pois mesmo com as condições adversas da fonte e/ou carga, consegue-se atribuir característica senoidal para as correntes nas fases, existindo uma melhora considerável no DHT e aproximação do fator de potência para a unidade.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 5.15(a) mostra o circuito do FAPP e (b) um diagrama de comando para as chaves. O bloco responsável pela aquisição e condicionamento do sinal é formado pelos sensores de corrente e pelo sensor de tensão. Após a aquisição e condicionamento das correntes das fases a e b , e da tensão do barramento CC, o DSP efetua a leitura de i_{sa} , i_{sb} e V_0 , através do conversor AD (Analógico Digital), estas variáveis são então utilizadas no controle, a partir do qual são gerados os ciclos úteis para as chaves do conversor q_{ap} , q_{bp} , q_{cp} , q_{an} , q_{bn} e q_{cn} . A Figura 5.16 ilustra a bancada experimental, com a vista frontal e traseira.

FIGURA 5.15 - (A) CIRCUITO DO FAPP; (B) DIAGRAMA DE COMANDO PARA AS CHAVES.

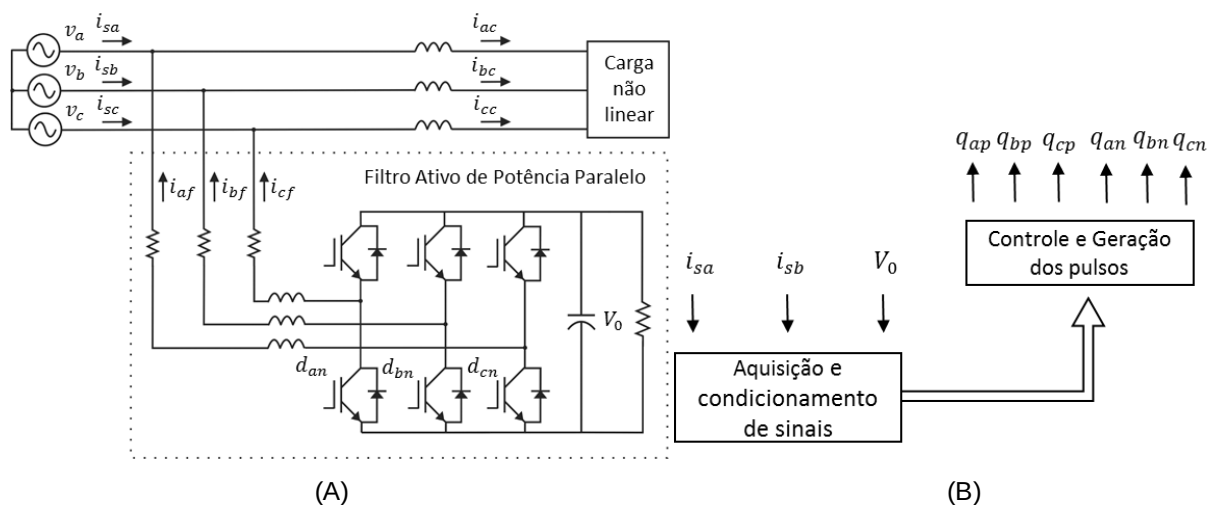


FIGURA 5.16 - BANCADA EXPERIMENTAL: VISTA FRONTAL E TRASEIRA.

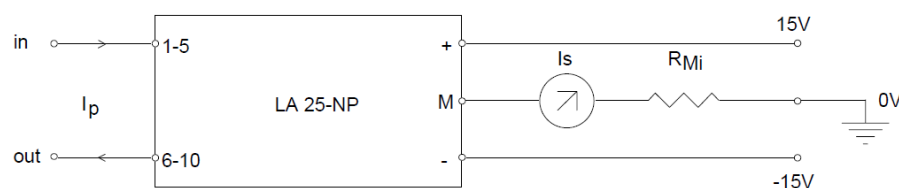


Um conversor analógico digital fornece uma representação digital de n bits, para o sinal adquirido. Este processo introduz um erro na amostragem, pois o conversor AD arredonda o valor sempre que não for possível representá-lo. Este erro é denominado ruído de quantização e quanto maior o número de bits do conversor, menor o ruído de quantização. A tensão de entrada analógica do DSP TMS320F28335 varia de 0 V a 3 V o conversor AD possui 12 bits, resultando em uma resolução de 0,00073242 V, e foi configurado para operar a velocidade de 12,5 MHz. O TMS320F28335 tem disponível 16 pinos de entrada dedicados para medir tensões analógicas. Estes 16 canais são multiplexados internamente para serem processados de forma sequencial, possuindo duas unidades *Sample And Hold*, que armazenam o sinal a ser convertido por um período de tempo, a fim de ter-se a leitura praticamente simultânea de todos os canais.

O TMS320F28335 apresenta frequência de operação de até 150 MHz, com 12 canais capazes de gerar sinais PWM, operando com 16 bits, em três modos diferentes, contagem crescente, contagem decrescente e contagem crescente-decrescente.

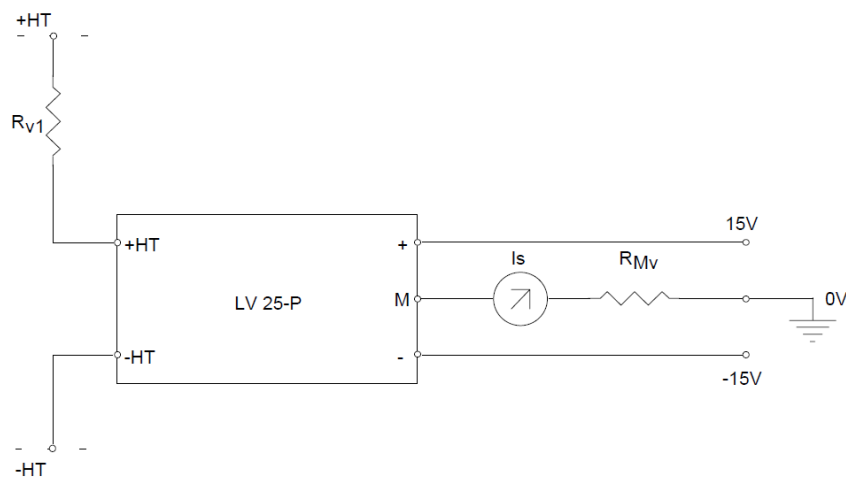
Para leitura das correntes de entrada utilizou-se o transdutor LEM LA 25-NP que permite a leitura de até 25 ampères eficaz, a tensão de alimentação é de ± 15 V. A relação de transformação pode ser ajustada para 1:1000, 2:1000, 4:1000 e 5:1000, sendo que o ajuste na relação de transformação modifica a máxima corrente de entrada, para respectivamente, 25 A, 12 A, 8 A, 6 A e 5 A. A máxima corrente no secundário apresenta um valor fixo de 25 mA. A Figura 5.17 ilustra o esquema de ligação para o sensor. O valor do resistor R_{Mi} é projetado para o nível de tensão de saída desejado no terminal M , neste caso de 0 V a 3,0 V. De acordo com o fabricante esse resistor deve estar numa faixa de 100 a 190 Ω .

FIGURA 5.17 - ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO TRANSDUTOR DE CORRENTE LA 25-NP.



Para leitura da tensão do barramento CC utilizou-se o transdutor LEM LV 25-P que permite a leitura de até 500 V. A tensão de alimentação é de ± 15 V, a relação de transformação 1000:2500 e a máxima corrente no primário (terminais +HT e -HT) é de 10 mA. A Figura 5.18 ilustra o esquema de ligação para o sensor. O valor do resistor R_{V1} deve ser projetado de forma que a máxima corrente de entrada seja de 10 mA e o resistor R_{Mv} deve ser projetado para o nível de tensão de saída desejado no terminal M, neste caso de 0 V a 3,0 V. De acordo com o fabricante esse resistor deve estar numa faixa de 100 a 190 Ω .

FIGURA 5.18 - ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO TRANSDUTOR DE TENSÃO LV 25-P.



Após o transdutor de tensão e o de corrente, é utilizado um amplificador operacional operando como *buffer*, disponibilizando totalmente a tensão de entrada (tensão no terminal M) à saída, como resultado da impedância de entrada infinita e de saída nula do amplificador.

A Figura 5.19 ilustra as correntes nas fases para um retificador trifásico. As Figuras 5.20 (a) e (b) ilustram o espectro das correntes nas fases *a* e *b* para o retificador sem controle, com DHT de 94,11% na corrente da fase *a*. A Figura 5.21 mostra o resultado experimental obtido para o retificador controlado, obtendo 500 V no barramento CC. As Figuras 5.22(a) e (b) ilustram o espectro das correntes nas fases *a* e *b* para o retificador controlado, com DHT de 2,57% e 2,85%. Nos resultados, observa-se que o fator de potência é praticamente unitário e a distorção harmônica é reduzida.

FIGURA 5.19 - CORRENTES NAS FASES PARA UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NÃO CONTROLADO.

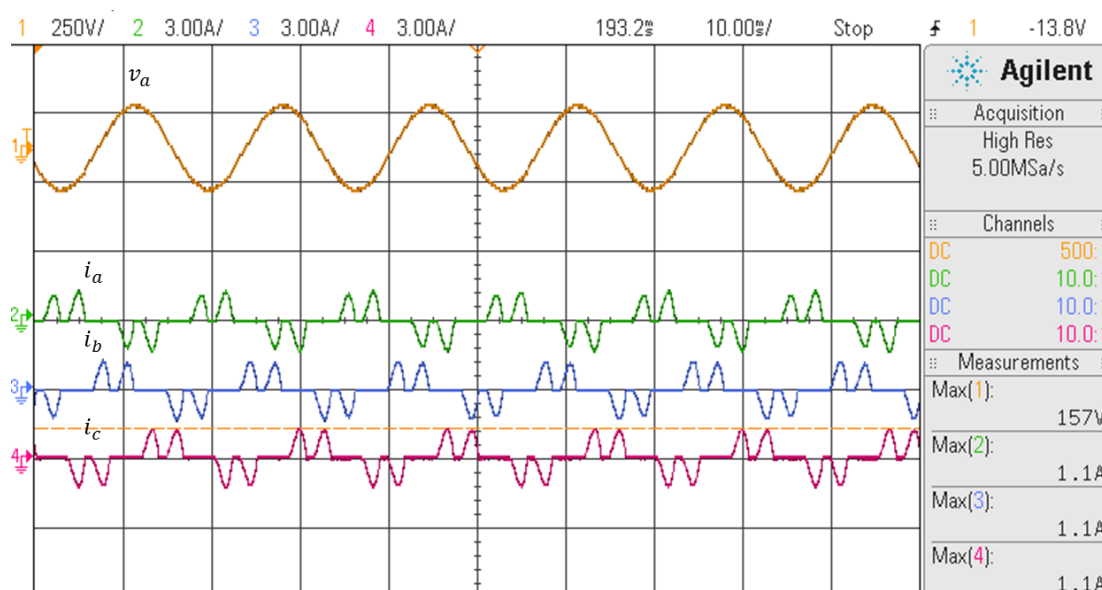
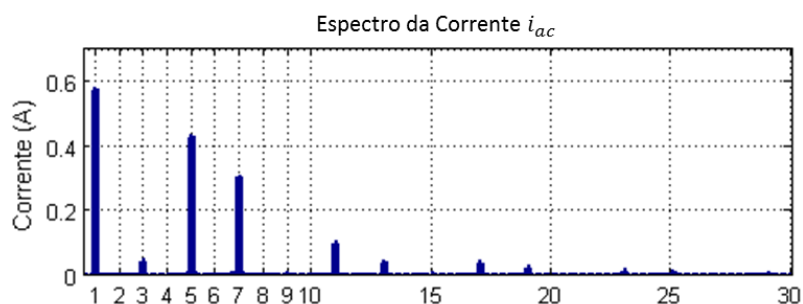
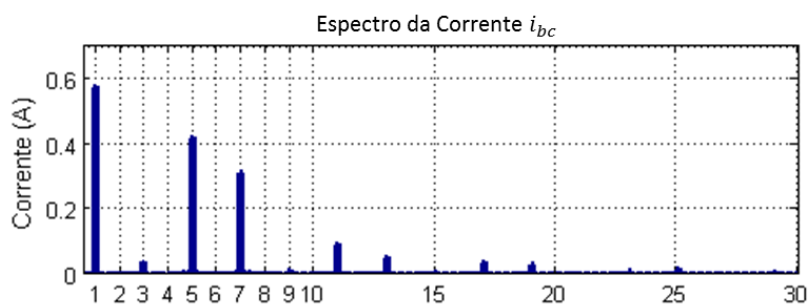


FIGURA 5.20 – ESPECTRO PARA O RETIFICADOR SEM O CONTROLE: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B.



(A)



(B)

FIGURA 5.21 - RESULTADO EXPERIMENTAL PARA O RETIFICADOR CONTROLADO COM 500 V NO BARRAMENTO CC.

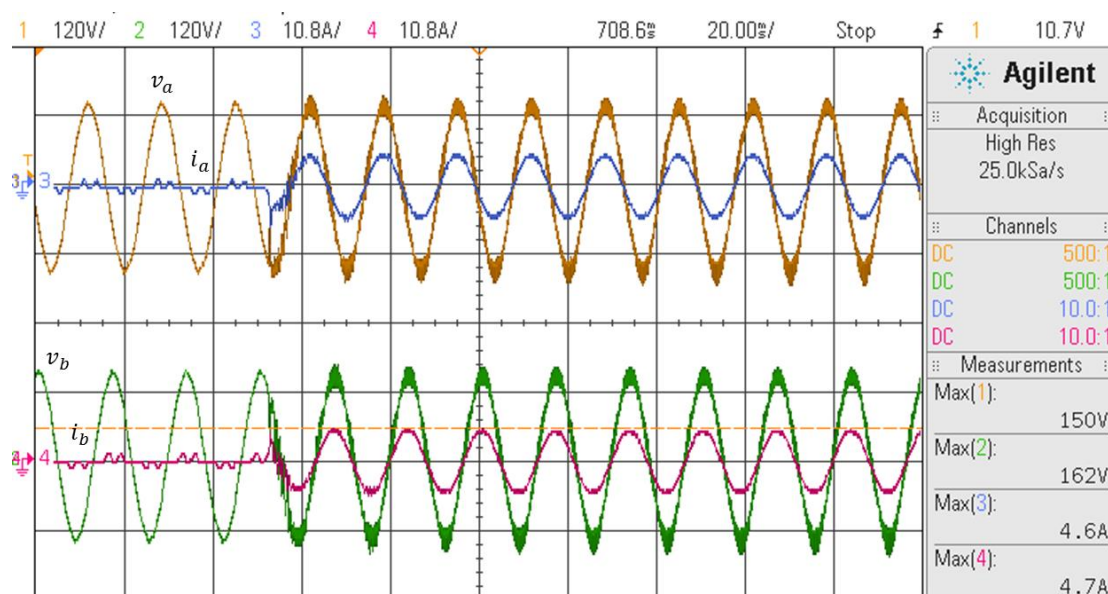
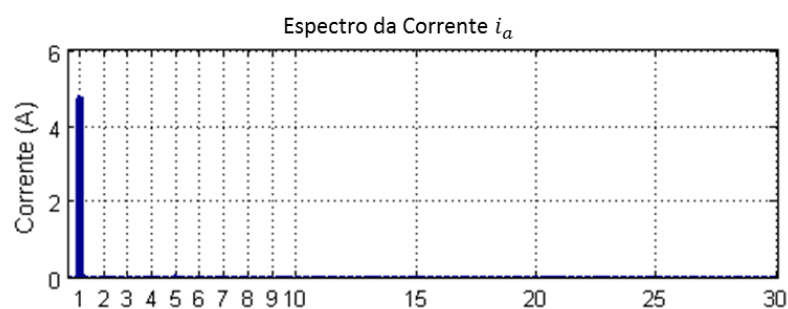
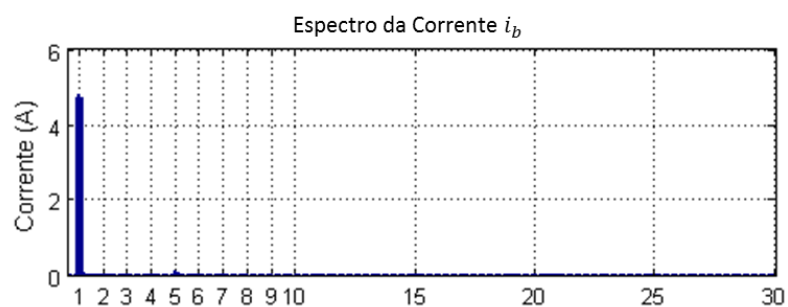


FIGURA 5.22 – ESPECTRO PARA O RETIFICADOR CONTROLADO: (A) CORRENTE NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE B.



(A)



(B)

As Figuras 5.23 a 5.26 ilustram o resultado experimental obtido para o circuito do FAPP com carga não linear e desbalanceada, ilustrado na Figura 5.3, sendo a carga formada por uma ponte retificadora monofásica e um resistor.

FIGURA 5.23 - CORRENTES NAS FASES A, B E C PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

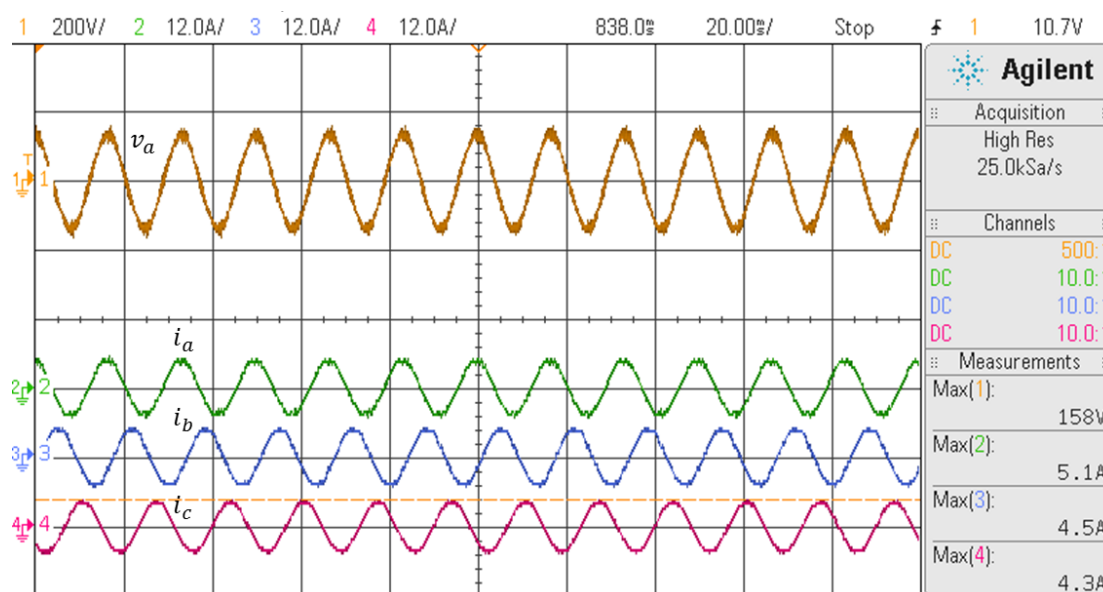
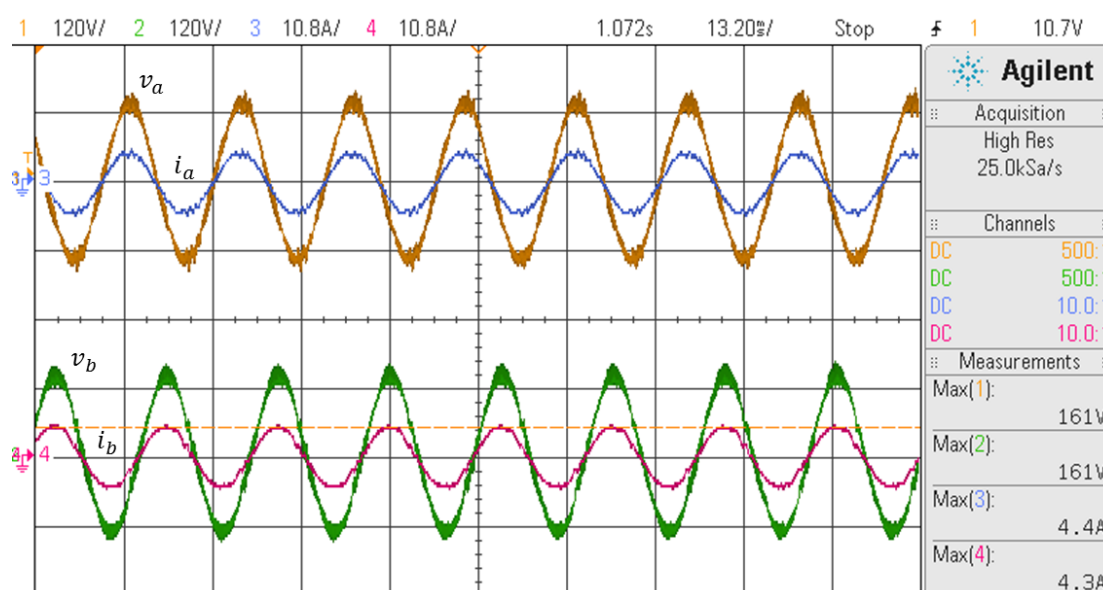


FIGURA 5.24 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.



As Figura 5.25 e 5.26 mostram as correntes na carga e no filtro (representam as correntes geradas para compensar as correntes drenadas pela carga), respectivamente. A Figura 5.27 ilustra a inicialização do controle, correspondendo a uma resposta transitória do filtro.

FIGURA 5.25 - CORRENTE NA CARGA NAS FASES A E B PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

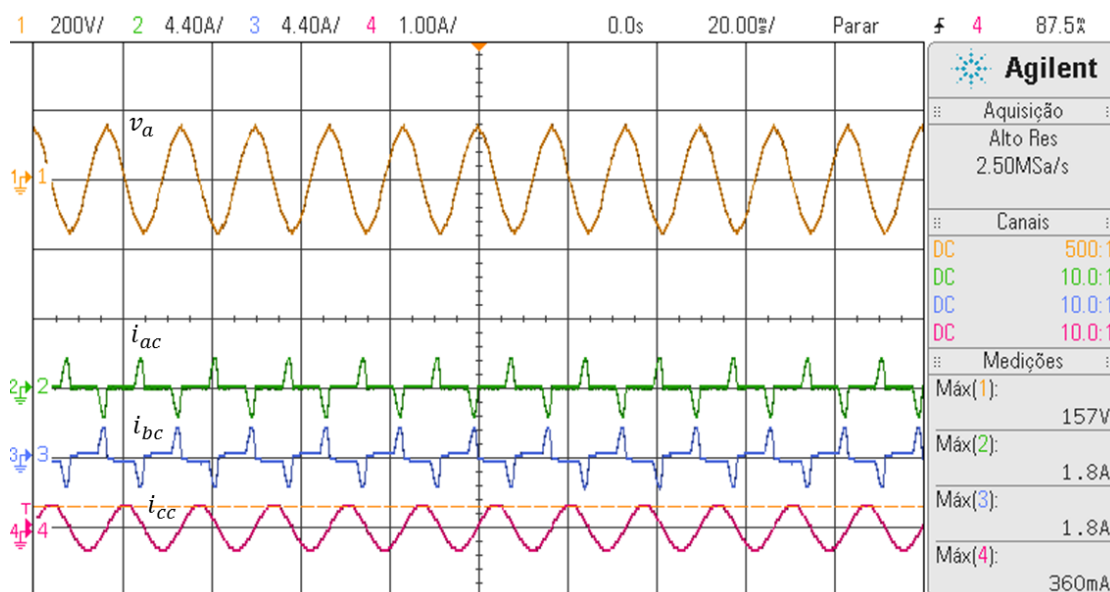


FIGURA 5.26 - CORRENTE DO FILTRO NAS FASES A, B E C PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

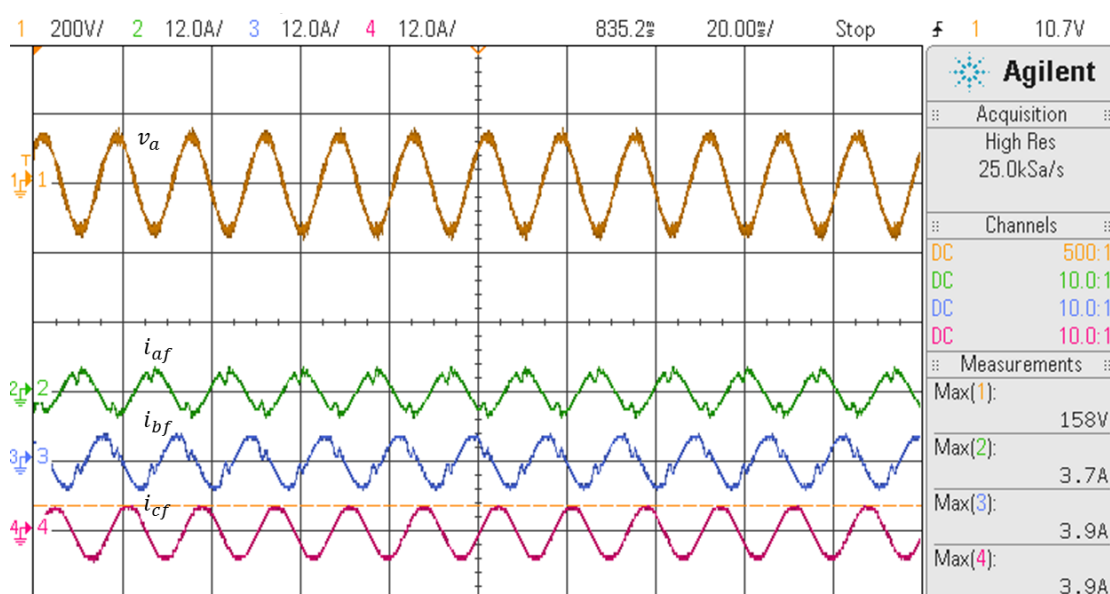
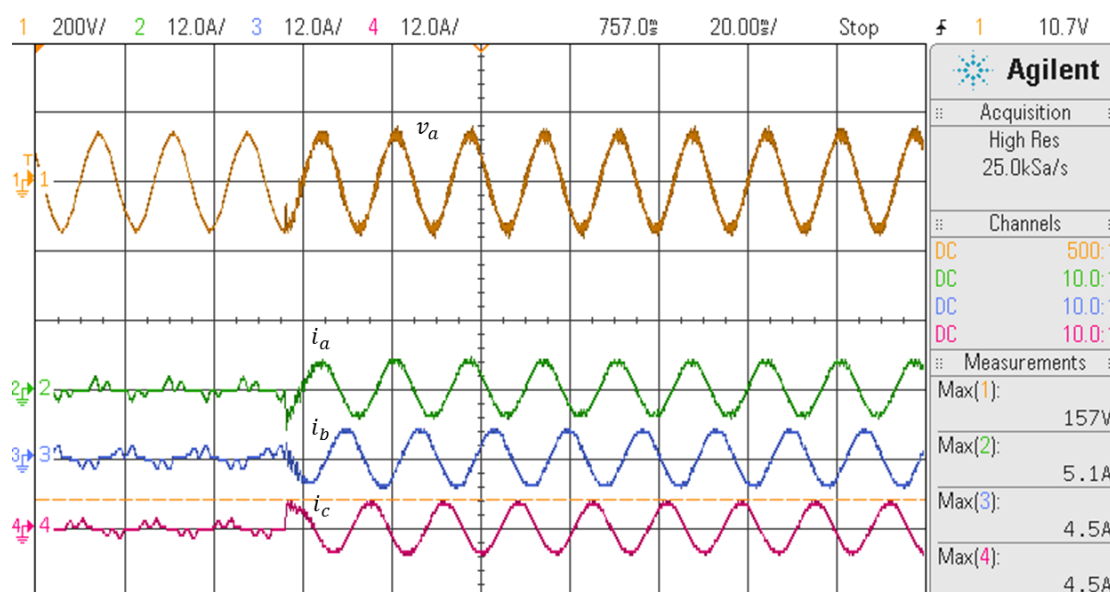
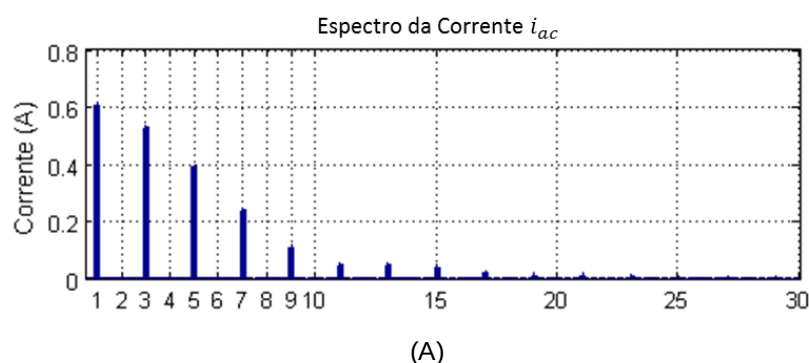


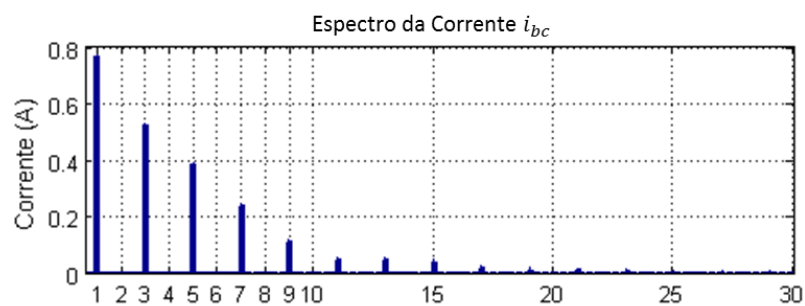
FIGURA 5.277 - INICIALIZAÇÃO DO CONTROLE PARA O PRIMEIRO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.



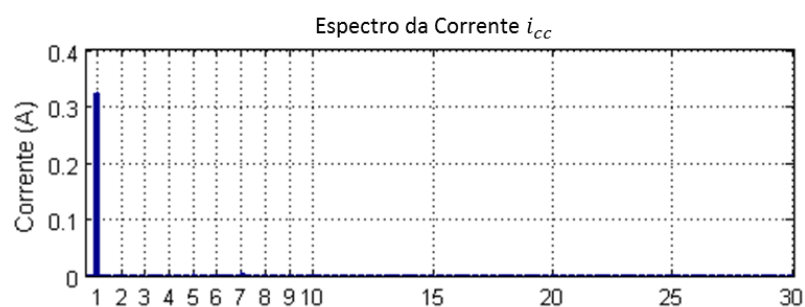
A Figura 5.28 ilustra o espectro para as corrente na carga nas fases a , b e c , presentes na Figura 5.25. A DHT para i_{ac} , i_{bc} e i_{cc} resultou respectivamente em 118,51%, 93,34% e 3,25%. A Figura 5.29 ilustra o espectro para as correntes drenadas da fonte das fases a , b e c , presentes na Figura 5.23. A DHT para i_a , i_b e i_c resultou respectivamente em 5,36%, 5,16% e 3,09%.

FIGURA 5.288 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



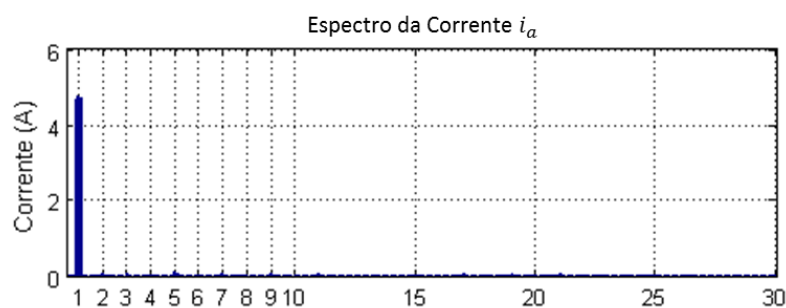


(B)

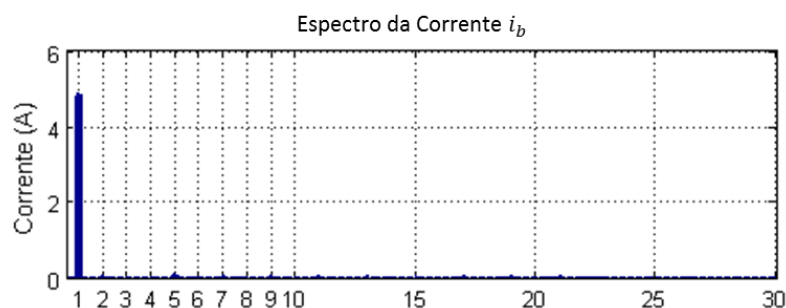


(C)

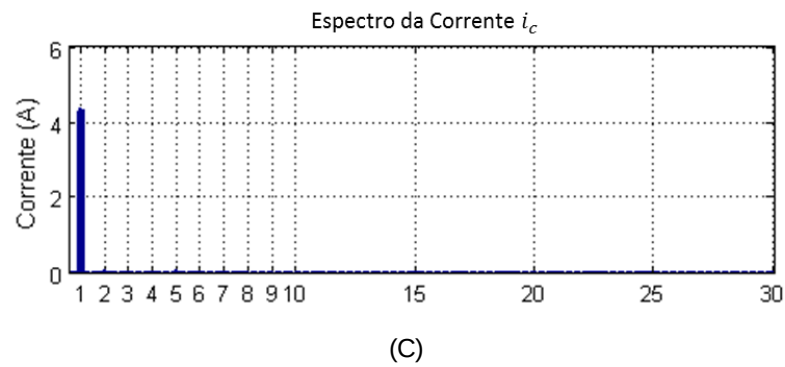
FIGURA 5.299 – ESPECTRO DAS CORRENTES DA FONTE: (A) CORRENTE DA FASE A; (B) CORRENTE DA FASE B; (C) CORRENTE DA FASE C.



(A)



(B)



As Figuras 5.30 a 5.33 ilustram o resultado experimental obtido para o circuito do FAPP com carga não linear e desbalanceada, ilustrado na Figura 5.7, sendo a carga formada por duas pontes retificadoras monofásica e um resistor. O fator R_e foi elevado em aproximadamente 18% em relação aos demais cenários, sabendo-se que esse fator está diretamente relacionado a amplitude da corrente de fase, de forma que a modificação desse valor altera a modulante e consequentemente a amplitude da corrente.

FIGURA 5.30 - CORRENTES NAS FASES A, B E C PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

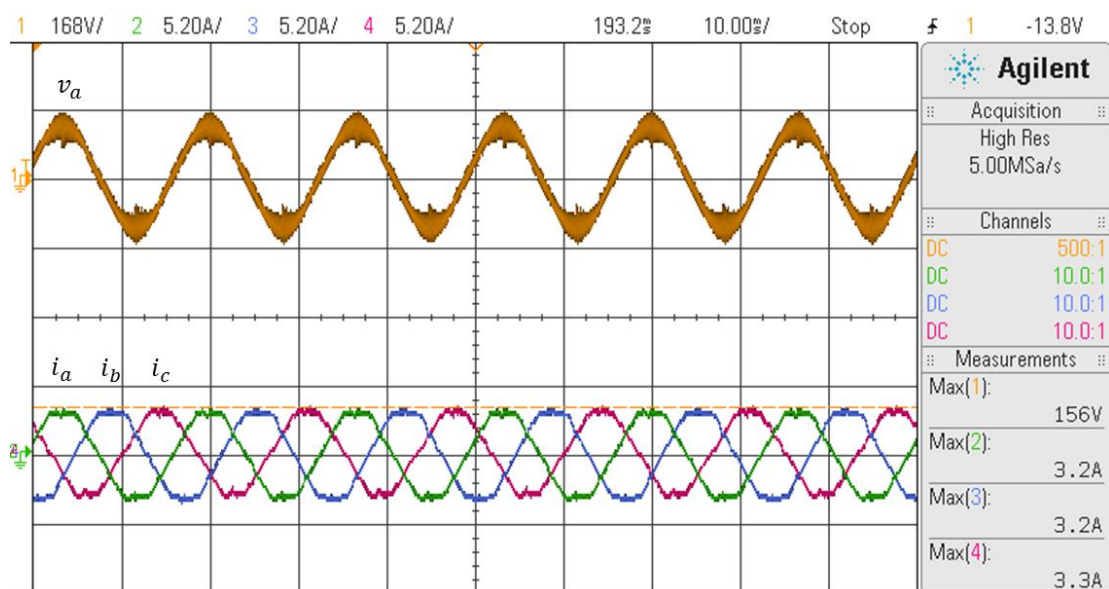
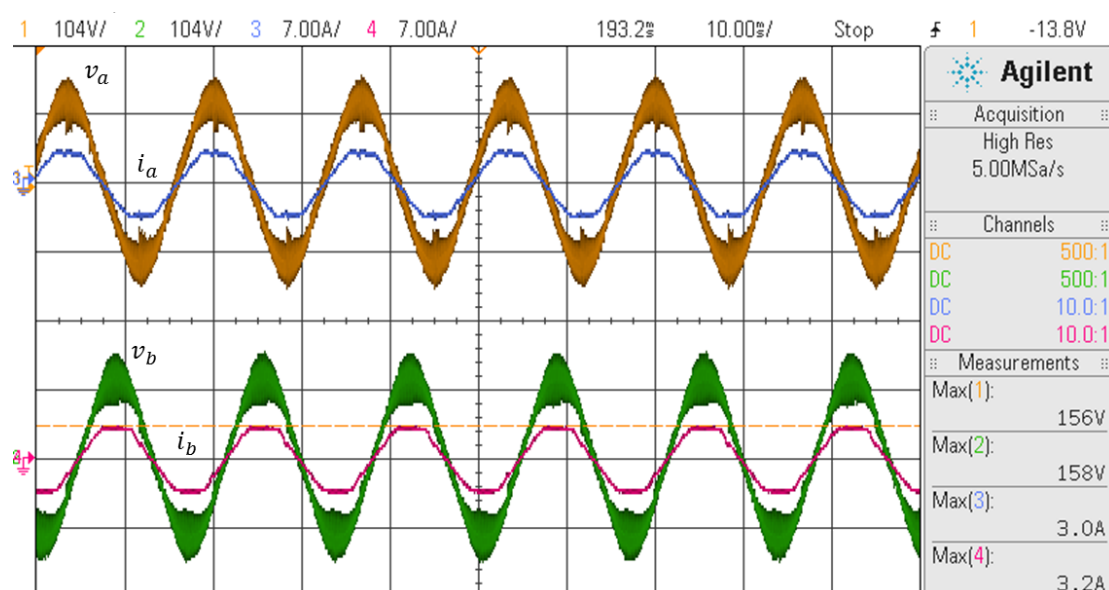


FIGURA 5.31 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.



As Figuras 5.32 e 5.33 mostram as correntes na carga e no filtro (representam as correntes geradas para compensar as correntes drenadas pela carga), respectivamente.

FIGURA 5.32 - CORRENTE NA CARGA NAS FASES A E B PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

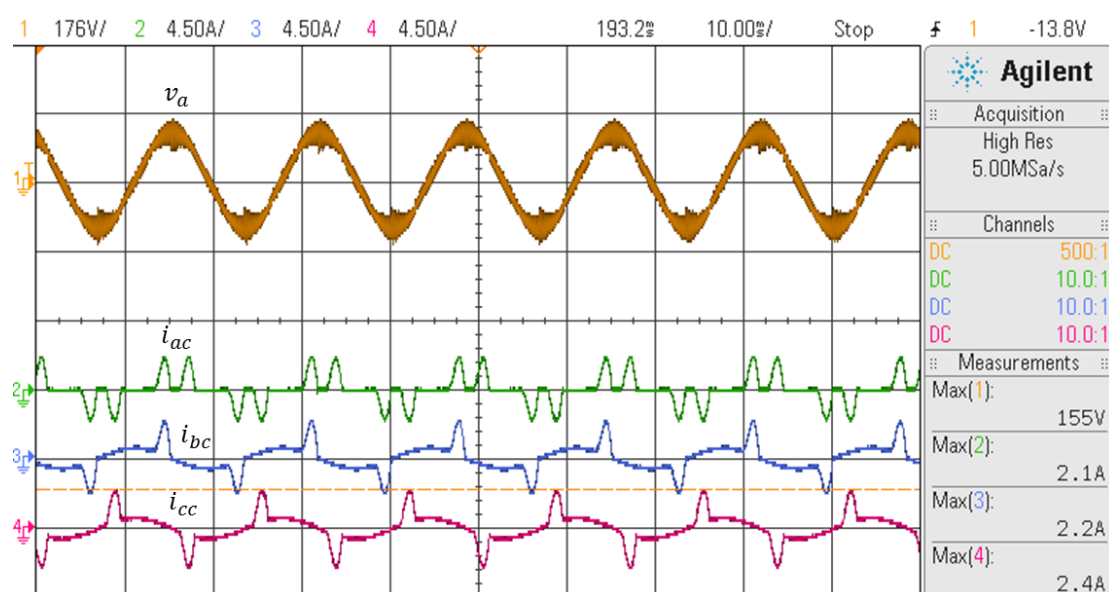
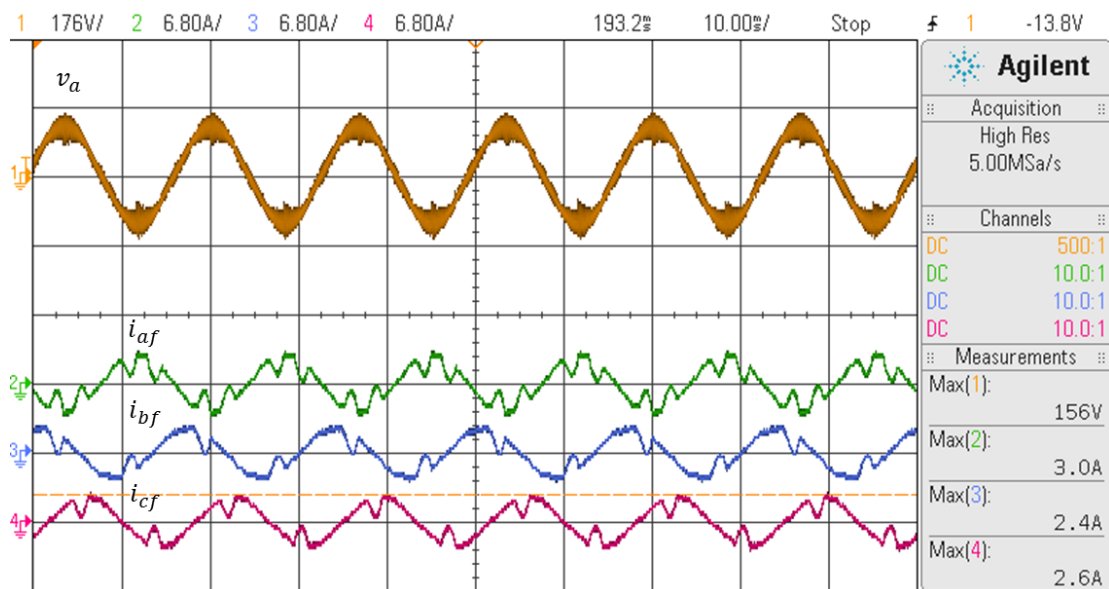


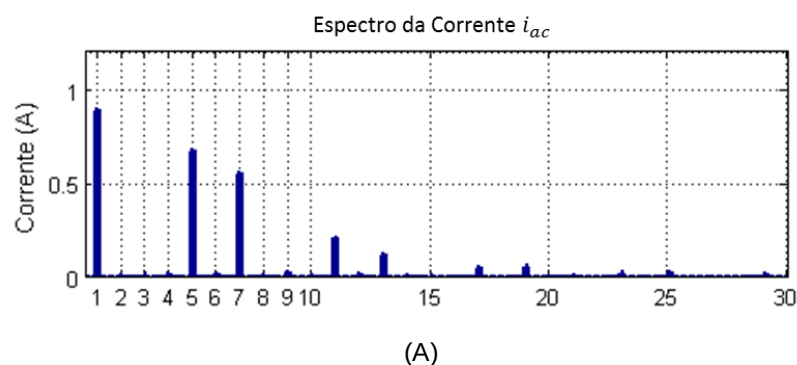
FIGURA 5.33 - CORRENTE DO FILTRO NAS FASES A, B E C PARA O SEGUNDO CENÁRIO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E DESBALANCEADA.

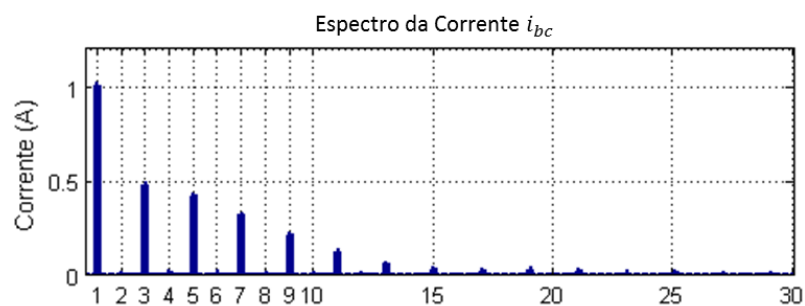


A Figura 5.34 ilustra o espectro para as corrente na carga nas fases a , b e c , presentes na Figura 5.32. A DHT para i_{ac} , i_{bc} e i_{cc} resultou respectivamente em 102,9%, 76,79% e 70,50%. A Figura 5.35 ilustra o espectro para as correntes drenadas da fonte das fases a , b e c , presentes na Figura 5.30. A DHT para i_a , i_b e i_c resultou respectivamente em 6,22%, 5,88% e 6,71%.

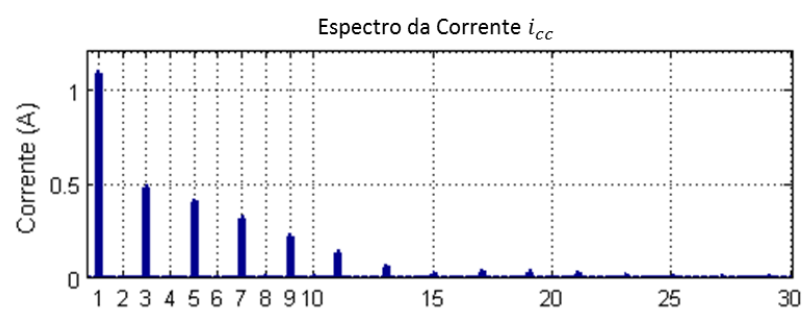
Nos resultados experimentais obtidos para o FAPP com uma carga não linear e desbalanceada, observa-se que o fator de potência é praticamente unitário e a distorção harmônica nas correntes foi reduzida.

FIGURA 5.34 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



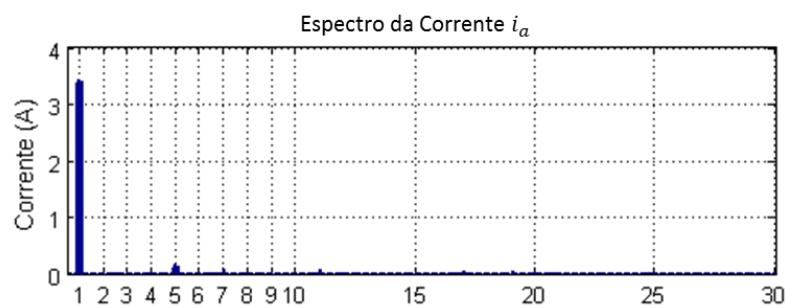


(B)

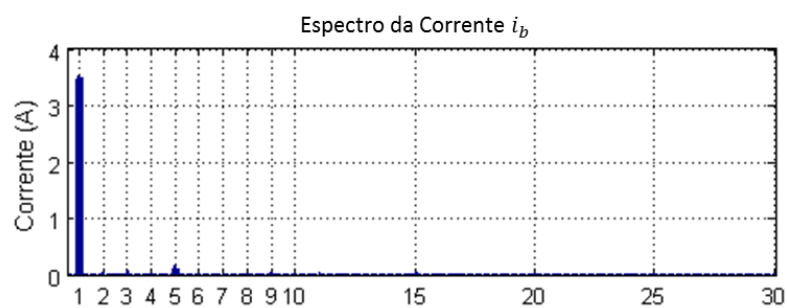


(C)

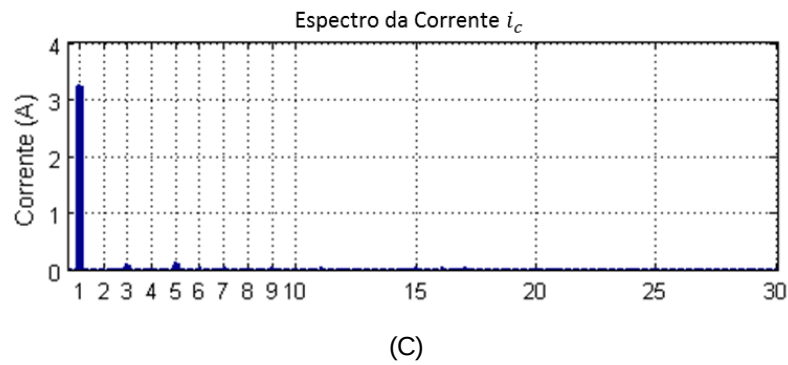
FIGURA 5.35 - ESPECTRO DAS CORRENTES DA FONTE: (A) CORRENTE DA FASE A; (B) CORRENTE DA FASE B; (C) CORRENTE DA FASE C.



(A)



(B)



As Figuras 5.36, 5.37 e 5.39 ilustram o resultado experimental obtido para o circuito do FAPP com carga não linear e balanceada, tendo como alimentação uma fonte de tensão que inclui uma componente de modo comum, da Figura 5.11. Para o experimento foi utilizada uma fonte trifásica que apresentava esse tipo de distorção nas tensões de fase. A Figura 5.37 mostra as correntes na carga.

FIGURA 5.36 - TENSÃO E CORRENTE NA FASE A, TENSÃO DE LINHA E CORRENTE NA CARGA NA FASE A PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.

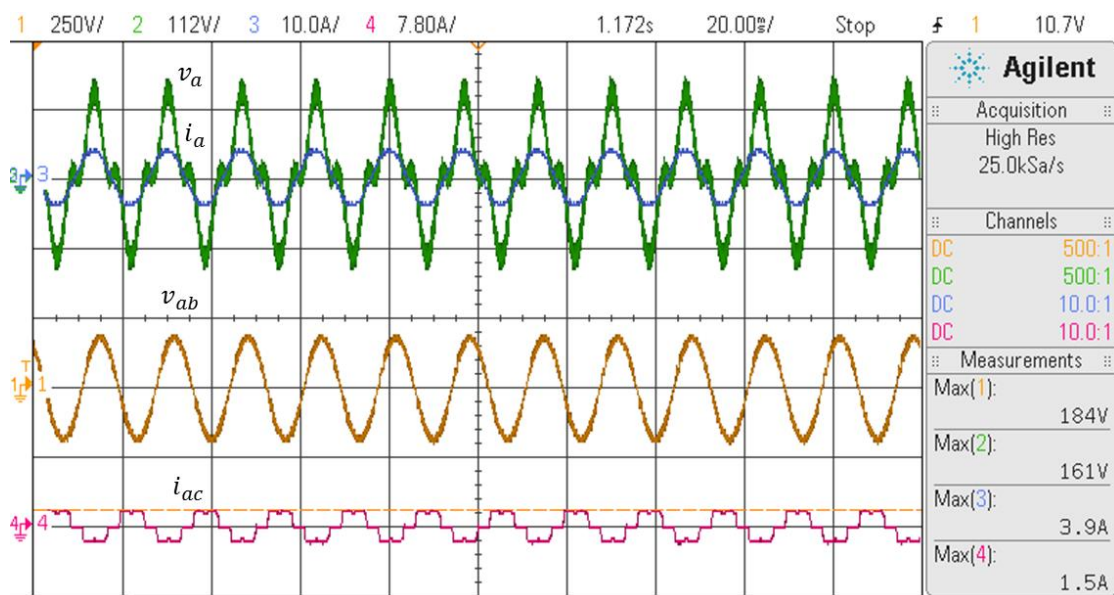
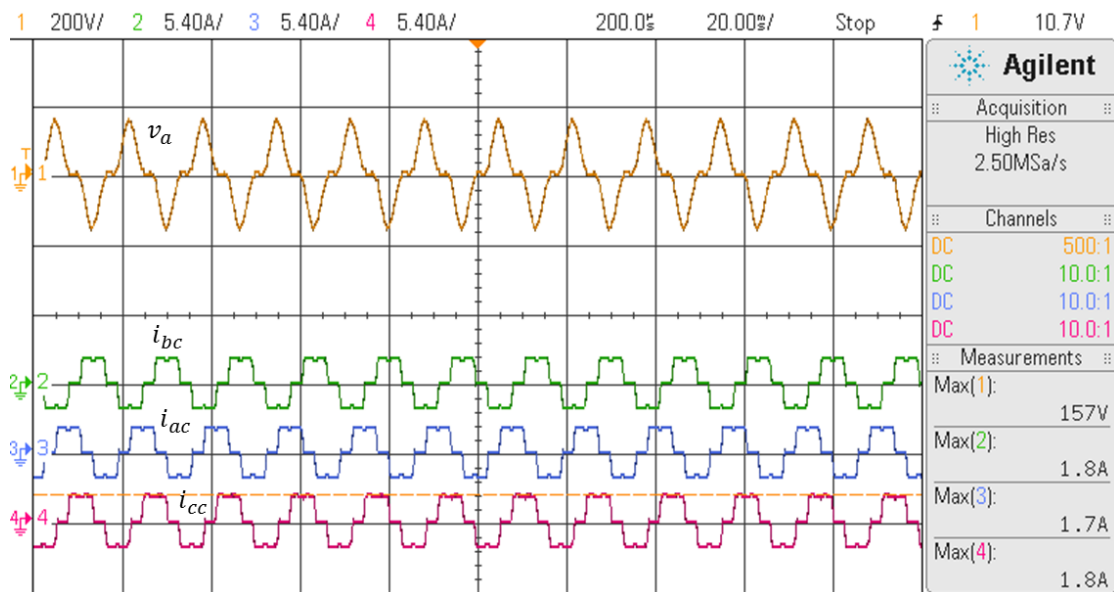
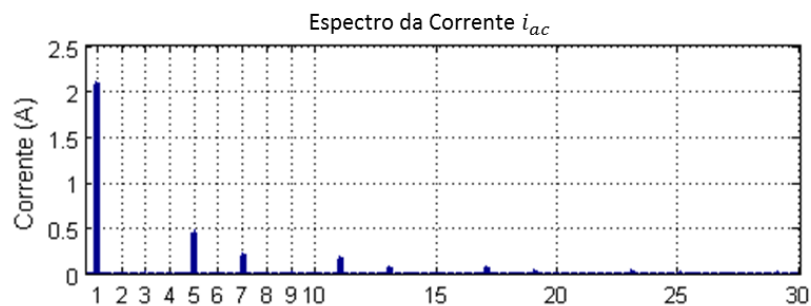


FIGURA 5.37 - CORRENTE DE LINHA NA CARGA NAS FASES A, B E C PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.

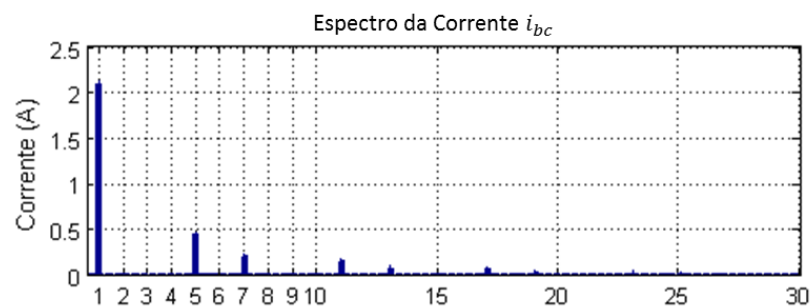


A Figura 5.38 ilustra o espectro para as correntes na carga nas fases a , b e c da Figura 5.37, com DHT de 27,27% para a corrente da fase a .

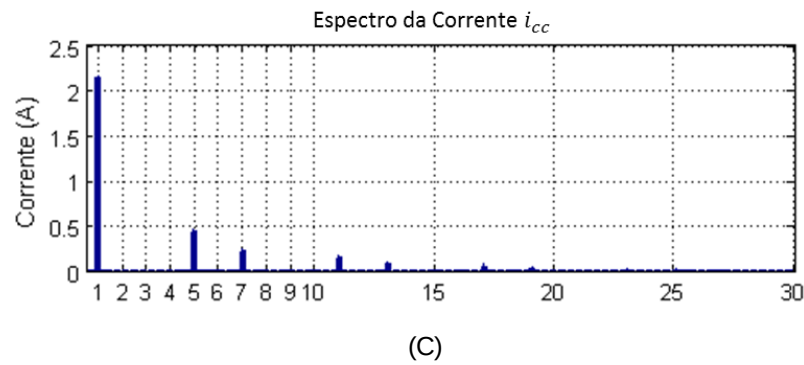
FIGURA 5.38 - ESPECTRO DAS CORRENTES DRENADAS PELA CARGA: (A) FASE A; (B) FASE B; (C) FASE C.



(A)



(B)



A Figura 5.39 apresenta tensões e correntes nas fases a e b , durante a inicialização do controle. A Figura 5.40 ilustra o espectro para a tensão e corrente na fase a , com DHT de 35,60% e 5,77% respectivamente. A Figura 5.41 mostra o espectro para a tensão e corrente na fase b , com DHT de 37,14% e 5,87% respectivamente. Percebe-se que houve uma redução do DHT para o caso com controle, o fator de potência é praticamente unitário e a distorção harmônica presente nas tensões de fase não foi reproduzido nas correntes, constatando a característica do OCC de rejeitar a tensão de modo comum.

FIGURA 5.39 - TENSÕES E CORRENTES NAS FASES A E B PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA.

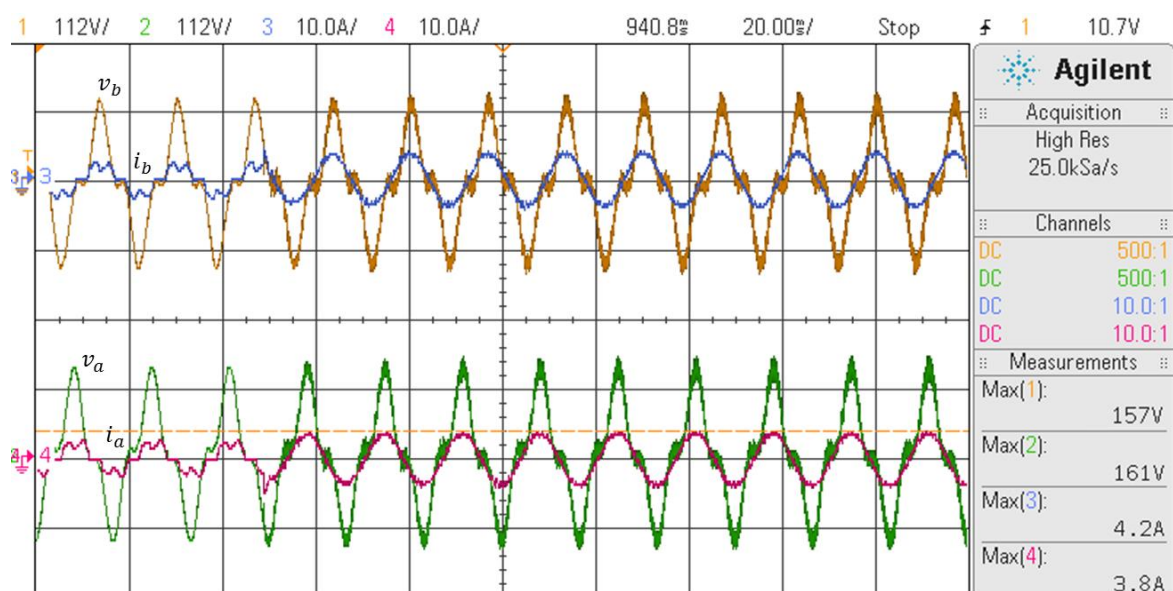
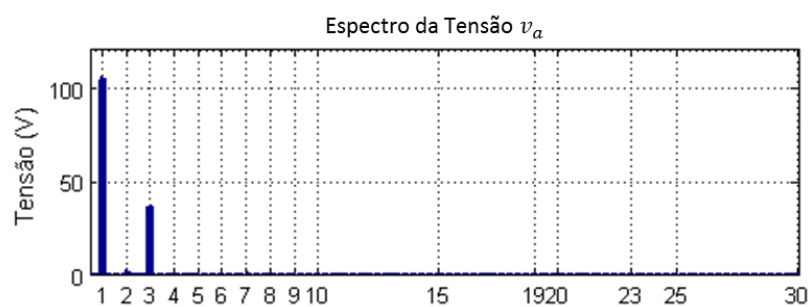
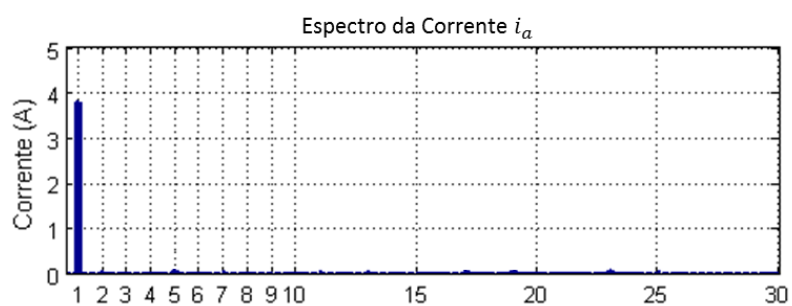


FIGURA 5.40 - ESPECTRO: (A) TENSÃO NA FASE A; (B) CORRENTE NA FASE A.

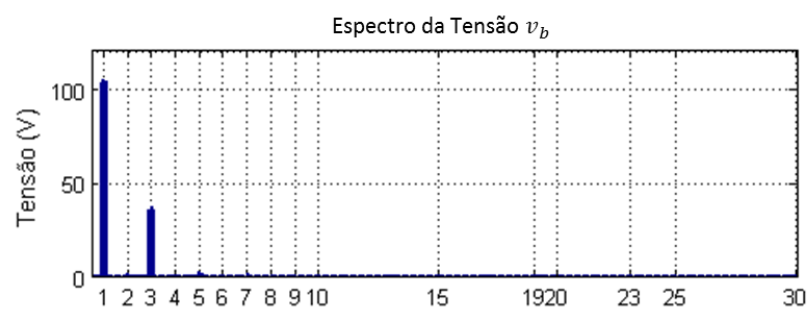


(A)

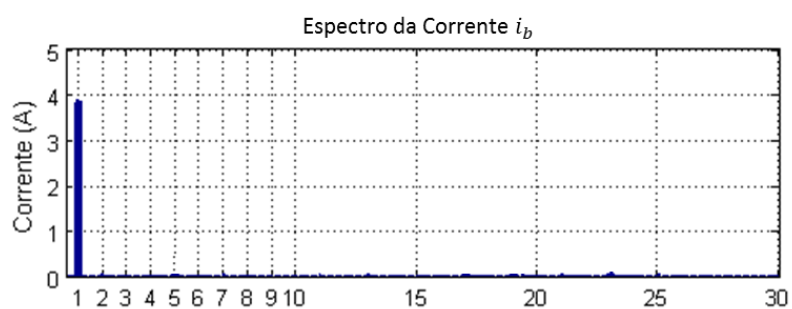


(B)

FIGURA 5.41 - ESPECTRO: (A) TENSÃO NA FASE B; (B) CORRENTE NA FASE B.



(A)



(B)

Em sequência para o mesmo circuito da Figura 5.11 com uma modificação na carga, conforme pode ser visualizado na Figura 5.42, e um aumento no fator R_e em aproximadamente 18%, foi obtido o resultado da Figura 5.43.

FIGURA 5.42 - CARGA UTILIZADA PARA O RESULTADO DA FIGURA 5.43.

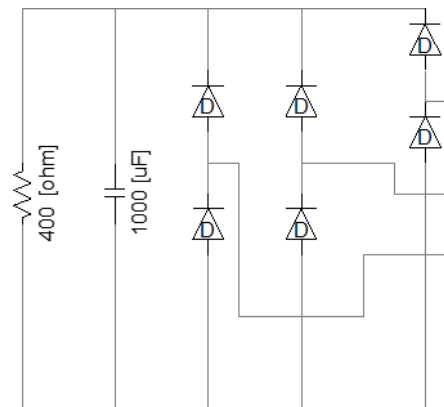
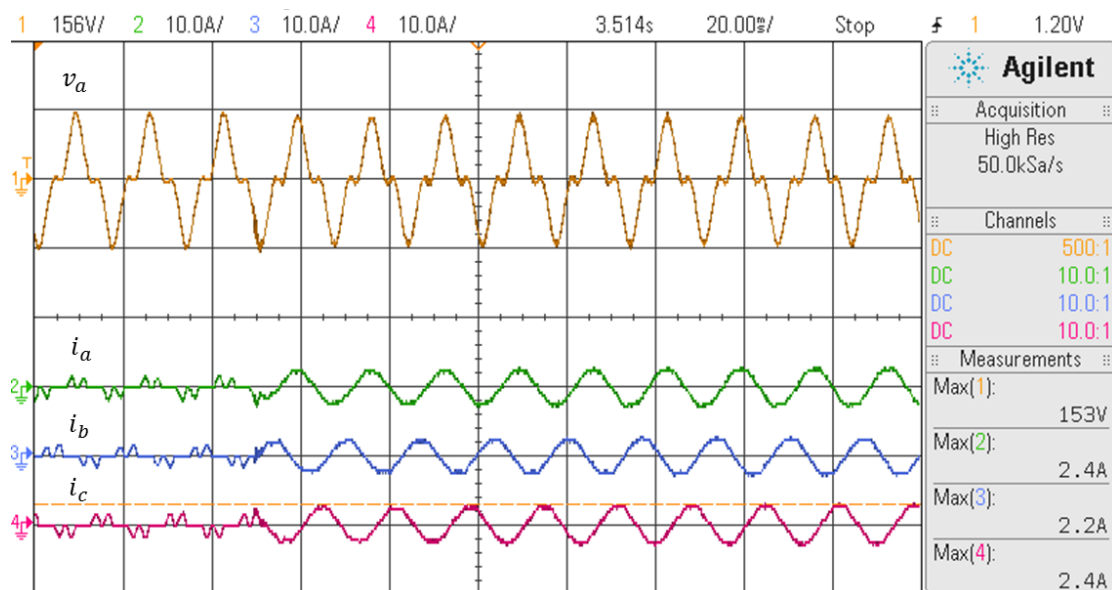


FIGURA 5.43 – INICIALIZAÇÃO DO CONTROLE PARA O CIRCUITO DO FAPP COM CARGA NÃO LINEAR E BALANCEADA ILUSTRADA NA FIGURA 5.42.



Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais com os cenários propostos inicialmente, destacando-se o comportamento do OCC em um FAPP com carga desbalanceada e o fato do controle utilizado não ser afetado por uma distorção de modo comum nas tensões de fase.

6 CONCLUSÕES

Devido ao crescente uso de retificadores e cargas não lineares conectadas à rede elétrica, justifica-se o desenvolvimento de pesquisas que visem reduzir a circulação de harmônicos na rede e aproximar o fator de potência da unidade, envolvendo a utilização de retificadores controlados e filtros ativos de potência, sendo importante a elaboração de técnicas de controle que apresentem fácil implementação digital e redução de sensores.

Neste trabalho foi feita uma avaliação da técnica de controle por ciclo, que pode ser utilizada para controle de tensão ou corrente, ressaltando suas características e proposta a utilização de uma técnica de controle de corrente baseada no OCC para um filtro ativo de potência paralelo. A técnica é composta por um controlador de corrente de entrada responsável por gerar a corrente de referência a ser seguida pela fonte de alimentação, de forma a eliminar as componentes harmônicas e garantir o fator de potência unitário. O algoritmo de controle é simples e a implementação com DSP se justifica pela flexibilidade e velocidade de operação.

Para verificação da técnica utilizada, foram feitas simulações utilizando o *software* PSCAD/EMTDC e experimentos em protótipo laboratorial, não sendo necessário a utilização de sensores de tensão na rede e algoritmos ou circuitos PLL como em técnicas baseadas no método $p-q$ ou SRF. Os resultados foram obtidos para três cenários, um retificador controlado trifásico, um filtro ativo de potência paralelo com carga não linear e desbalanceada, e um filtro ativo de potência paralelo com uma fonte de alimentação que apresenta uma tensão de modo comum. No último cenário utilizou-se uma carga não linear e balanceada e foi possível verificar a rejeição do OCC à tensão de modo comum, sendo assim em um FAPP utilizando OCC as correntes não são afetadas por harmônicos de modo comum na tensão. Nos resultados de simulação e experimentais, as distorções harmônicas nas correntes foram reduzidas e o fator de potência mantido próximo à unidade mesmo em condições de desbalanço na carga.

Em trabalhos futuros pode ser investigado o comportamento do OCC bipolar ou vetorial aplicado ao controle de inversor conectado a rede (GCI – *Grid Connected Inverter*) e ao Filtro Ativo Universal.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Active Harmonic Filters. *Procedures IEEE*, v. 93, p. 2128-2141. ISSN 12. DEC, 2005.
- AKAGI, H. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in the Three-Phase Circuits. *IEEE IPEC – Tokio*, 1983.
- Altuna, J. A. T. Análise Dinâmica de Controladores de Corrente para Máquinas de Indução Trifásicas Alimentadas por Inversor PWM. Tese de doutorado - Universidade Estadual de Campinas, SET, 2002.
- ANEEL. Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica – Prodist. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, 2014.
- BARBI, I., et al. Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. *Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência – Sobraep*, v. 7, NOV, 2002.
- BENTO, A. A. M. A técnica de Controle de um Ciclo aplicada à Correção do Fator de Potência com Retificadores Boost. Tese de Doutorado - UFCG, MAIO, 2009.
- BORGONOVO, D. Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos. Tese de Doutorado – INEP – UFSC, JUN, 2005.
- CAMPANHOL, L. B. G. Filtro Ativo de Potência Paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. Dissertação de Mestrado: Universidade Tecnológica do Paraná, 2012.
- CHEN, Y.; SMEDLEY, K. M. Parallel Operation of One-Cycle Controlled Three-Phase PFC Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. V. 54, n. 6, DEZ, 2007.
- DIVAN, D.; BHATTACHARYA, S. Synchronous Frame Based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System. *IEEE*, 1995.

LIMA, A., G. G.; GREENHALGH, A., B. Active Filters and the Zero Sequence Component. COBEP'93, vol. 1, p. 210-224, 1993.

IEC 61000-3-2, Harmonics Standards Overview, NJ, USA, 2014.

IEC 61000-3-4, Eletromagnetic compatibility (EMC) - International Standard, Geneve - Switzerland, 2006.

IEEE 519, Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System, Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE, 2014.

LINDEKE, D. Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina – UFCS, FEV, 2003.

LOCK, A. S. Técnica de Controle por um Ciclo aplicada ao controle de fator de potência e ao acionamento de motores elétricos. Tese de Doutorado: Universidade Federal de Campina Grande, 2011.

MARQUES, G. D., SOARES, V., VERDELHO P. Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current i_d - i_q Method. IEEE/PESC, p. 1096-1101, 1997.

QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Standard Bridge Boost Rectifiers with Power Factor Correction. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 50, n. 1, p. 100-107, FEB, 2003.

RIBEIRO, E. R. Filtros Ativos Série para a compensação de harmônicas de tensão. Tese de Doutorado: Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.

RODRÍGUEZ, J. R. et al. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 52, n. 1, FEV, 2005.

SINGH, B. et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 51, n. 3, p. 641 – 660, JUN, 2004.

SMEDLEY, K. M.; CUK, S. One Cycle Control of Switching Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 10, n. 6, p. 625 – 633, NOV, 1995.

SMEDLEY, K. M. et al. Unified Constant-Frequency Integration Control for Active Power Filters – Steady-State and Dynamics. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 16, n. 3, MAY, 2001.

SMEDLEY, K. M.; JIN, T. Operations of One-Cycle Controlled Three Phase Active Power Filter with Unbalanced Source and Load. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 21, n. 5, SET, 2006.

VAZ, A. R. Filtro Ativo de Potência trifásico paralelo comandado para várias funções – aspectos teóricos e práticos e reator eletrônico alto FP: contribuições a otimização da qualidade de energia. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Uberlândia, ABRIL, 2006.

